Министерство образования и науки Украины

ВЕСТНИК

Национального технического университета «Харьковский политехнический институт»

Выпуск 27 (1249)
Основан в 1961 г.

ПРОБЛЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ

Тематический выпуск, посвященный 150-летию со дня рождения основателя украинской электротехнической школы Павла Петровича Копняева

Харьков 2017

УДК 62-83-52-0313
Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». — Харків: НТУ «ХПІ», 2017, 27 (1249). – 524 с.

У Віснику надані результати наукових досліджень і розробок, виконані викладачами, докторантами та аспірантами вищої школи, НАН України, науковими співробітниками науково–дослідних і проектно–конструкторських організацій, працівниками промислових підприємств, а також рекомендовані редколегією статті з проблем автоматизованого електроприводу, силової електроніки та підготовки кадрів з напрямку «Електромеханіка». Викладено нові методи аналізу і синтезу електромеханічних систем, розробки сучасних промислових електроприводів, їхніх елементів та діагностики. Розглянуто аспекти застосування сучасних систем силової електроніки, новітні схемотехнічні рішення та алгоритми керування енергоефективних перетворювачів та систем на їх основі. Висвітлено питання поліпшення електромагнітної сумісності таких систем, а також систем на базі накопичувачів великої ємності. Значна увага приділена питанням підвищення енергоефективності систем силової перетворювальної техніки та електропривода.

The Bulletin presents results of research and application developments accomplished by lecturers, doctors, and postgraduate students of higher education institutes as well as by specialists of National Academy of Sciences of Ukraine, research and design bureaus collaborators and industrial enterprises workers. Also articles on problems of automated electric drive, power electronics and electromechanical engineers training recommended by the Editorial Board are included. The issue introduces new techniques of both analysis and synthesis of electromechanical systems, development and diagnostics of modern industrial electric drives and their components. Aspects of power electronics modern system utilization, the newest circuit-engineering decisions and control algorithms of energy-efficient converters and it's systems are considered. The question of such systems electromagnetic compatibility improvement, and also systems on the basis of the big capacity accumulators is observed. Much attention is paid to the energy efficiency of power converting equipment and electric drives increasing problems.

Редакційна колегія: академік НАН України А.В. Кириленко, академік НАН України Б.С. Стогній, академік НАН України А.К. Шидловський, член-корр. НАН України О.С Бешта, член-корр. НАН України А.Ф. Жаркін, член-корр. НАН України Є.І. Сокол, член-корр. НАН України В.Ю. Розов, д.т.н. Л.В. Акімов, д.т.н. В.А. Водічев, д.т.н. В.В. Грабко, д.т.н. В.Т. Долбня, д.т.н. І.Ф. Домнін, д.т.н. Г.Г. Жемеров, д.т.н. А.В. Кіпенський, д.т.н. В.Б. Клепіков (головний редактор), проф. С.Ю. Кривошеєв, д.т.н. Б.І. Кузнецов, д.т.н. О.Ю. Лозинський, д.е.н. С.А. Мехович, проф. О.В. Осічев (відповідальний секретар), д.т.н. С.М. Пересада, д.т.н. Д.Й. Родькін, д.т.н. О.В. Садовой, д.т.н. О.І. Толочко, д.т.н. О.П. Чорний, проф. В.М. Шамардина.

Адреса редакційної колегії: 61002, м. Харків, вул. Кирпичова, 2
Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,
тел. +38 (057) 707-62-26, 707-69-74, 707-64-45

**Рекомендовано до друку Вченою радою
Національного технічного університету
«Харківський політехнічний інститут»
протокол № 6 від « 7 » липня 2017 р.**

© Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут», 2017

ISSN 2079-8024

Ministry of Education and Science of Ukraine

BULLETIN

of
National Technical University
«Kharkiv Polytechnic Institute»

Issue 27 (1249)
Founded in 1961

PROBLEMS OF AUTOMATED ELECTRODRIVS

THEORY AND PRACTICE

POWER ELECTRONICS AND ENERGY EFFICIENCY

Thematic issue, devoted 150th anniversary of Pavlo Petrovych Kopniaev, Ukrainian Electrotechnical School Founder birthday

Kharkiv 2017

Шановні читачі!

Цей спеціальний номер Вісника НТУ «ХПІ» присвячений 150-річчю з дня народження одного з засновників електротехнічної школи в Україні, професора Павла Петровича Копняєва, діяльність якого пов’язана з Харківським технологічним інститутом (ХТІ), попередником НТУ – «ХПІ». До заслуг П. П. Копняєва слід віднести те, що ще у 1899 році він розпочав на механічному факультеті підготовку 5-ти перших інженерів електриків, у 1902 році особисто викладав 8 електротехнічних дисциплін, збільшуючи кожен рік випуск інженерів електротехнічного профілю, і на той час визначив основні напрями розвитку електротехнічної науки.

Завдяки його цілеспрямованості та наполегливості в інституті було створено електротехнічний факультет. У значній мірі завдяки підготовці інженерів та науковців електротехнічного профілю у 1900-1930 рр., в тому числі в ХТІ, в Україні були успішно проведені роботи з електрифікації країни, механізації металургійного, гірничого, машинобудівного виробництв, а Харків став одним з провідних центрів електротехнічної промисловості.

Мені особливо приємно привітати Вас із цією знаменною датою ще й тому, що П. П. Копняєв був одним з ініціаторів створення Українського науково-дослідного інституту промислової енергетики, який в подальшому був реорганізований в Інститут електродинаміки (ІЕД) НАН України. Першим директором ІЕД НАН України був один з найближчих соратників Павла Петровича – В. М. Хрущов, а його учень – А. М. Мілях, був директором у 1959-73 рр.

Хочу зазначити, що тематика статей Вісника присвячена висвітленню робіт з виключно важливої проблематики – створення сучасних систем автоматизованого електроприводу та силової електроніки. Цей номер передує роботі XXIII-ої Міжнародної конференції «Проблеми автоматизованого електропривода, Силова електроніка та енергоефективність», яка стала авторитетним форумом вчених та фахівців.

Свідоцтвом важливого значення цієї тематики є присудження у 2016 році колективу авторів – працівникам науки та виробництва, фахівцям з електроприводу та силової електроніки – Державної премії України в галузі науки і техніки.

Бажаю читачам Вісника та учасникам конференції плідної роботи, творчого натхнення та нових успіхів.

Академік-секретар
Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України,
директор Інституту електродинаміки НАН України

О. В. Кириленко

К читателям

Настоящий выпуск Вестника НТУ «ХПИ» посвящен 150-летию со дня рождения профессора Копняева П.П., деятельность которого прошла в стенах нашего ВУЗа. Здесь, в Харьковском технологическом институте, в 1899 Павел Петрович начал подготовку 5-ти первых в Украине, инженеров-электриков, стал в 1902 г. вести обучение по 8-ми электротехническим дисциплинам, организовал в 1921 г. Электротехнический факультет и строительство спроектированного им корпуса.

Во многом благодаря деятельности П.П. Копняева, его учеников и коллег, массовой подготовке инженеров-электриков в первой половине прошлого века Харьков стал центром электротехнической промышленности страны, а Харьковский политехнический – одним из вузовских центров электротехнической науки. 3 электротехнических факультета, 15 кафедр, более 40 лабораторий, обеспечивают учебную и научную работу, профессоров и преподавателей, студентов и аспирантов в электрокорпусе, созданным П.П. Копняевым.

Настоящий выпуск подготавливается к изданию усилиями двух родственных кафедр «Автоматизированные электромеханические системы» и «Промышленной и биомедицинской электроники». Выход вестника намечен к XXIII Международной конференции по проблемам автоматизированного электропривода, силовой электроники и энергоэффективности.

Желаю участникам конференции плодотворной работы и успехов!

Ректор НТУ «ХПИ»,
Член-корреспондент НАН Украины,
д.т.н., профессор *Сокол Е.И.*

С О Д Е Р Ж А Н И Е

О.В. Кириленко ***4***
До читачів
Е.И. Сокол ***5***
К читателям

Наука, образование **10**

В.Б. Клепиков, Е.В. Тверитникова ***11***
К 150-летию со дня рождения основателя украинской электротехнической школы Павла Петровича Копняева
А.К. Солоденко, В.П. Погребняк, О.В. Дашковська ***17***
Інтернаціоналізація освітнього середовища і вітчизняна вища школа
А.Ф. Жаркін, С.О. Палачов, Т.Б. Шкляр ***22***
Практична реалізація міжнародних вимог щодо забезпечення електромагнітної в нормативних документах України
Волянський С.М ***26***
Концепція створення багатофункціональних комп'ютеризованих навчально-лабораторних комплексів для підготовки студентів технічних спеціальностей
Б.М. Чунашвили, М.И. Кобалия, А.М. Петросян, А.Дж. Гвимрадзе ***30***
Результаты исследований компенсации реактивной мощности при асимметричной нагрузке

Теоретические вопросы автоматизированного электропривода **34**

М.В. Загирняк, Д.И. Родькин, Ю.В. Ромашихин ***35***
Особенности использования теоремы Телледжена в задачах идентификации параметров электротехнических устройств
Р.С. Волянский, А.В. Садовой ***39***
Синтез системы формирования траекторий возмущенного движения N-го порядка
С.М. Пересада, С.М. Ковбаса, С.С. Дымко ***43***
Формирование заданного потокосцепления для алгоритмов векторного управления асинхронными двигателями с максимизацией соотношения момент-ток
О.І. Толочко, В.П. Стяжкін, О.М. Рижков ***48***
Дослідження процесів руху механізмів мостового крану при їх одночасній роботі методом математичного моделювання з використанням віртуального механічних блоків бібліотеки Simmechanics пакета Matlab
А.Л. Дорошенко, В.М. Михальський, І.А. Шаповал ***53***
Дослідження алгоритму керування швидкістю повністю керованої машини подвійного живлення
Б.І. Кузнецов, Т.Б. Нікітіна, В.В. Коломієць, О.В. Волошко, Б.Б. Кобилянський ***58***
Багатокритеріальний синтез нелінійних робастних електромеханічних систем
М.В. Печеник, С.О. Бур'ян, О.А. Войтко ***62***
Підвищення точності відпрацювання заданого циклу руху шахтної клітьової підйомної установки
Клюев О.В., Садовой А.В. ***66***
Асинхронный вентильный каскад с источником тока в роторной цепи и регулированием скорости по цепи статора
Назарова Е.С., Ефименко Р.А ***71***
Особенности моделирования электромеханических систем с переменным моментом инерции
А.Л. Дерец, А.В. Садовой ***75***
Синтез каскадно-подчинённых структур релейно-модальных систем с распределением корней на основе метода N-i переключений
В.Ф. Сивокобыленко ***80***
Математическое моделирование асинхронного электропривода с глубокопазным ротором при несимметричном напряжении питания
S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pristupa, D. Pushnitsyn, Y. Nikonenko ***84***
Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters
А.А. Худяев, В.В. Поленок ***89***
Синергетический эффект повышения быстродействия в итерационном многоканальном электроприводе подачи
В.В. Кузнецов, А.В. Николенко, В.П. Иващенко, Н.М. Трипутень ***95***
Алгоритм распознавания в задачах повышения энергоэффективности асинхронных двигателей, работающих в условиях некачественной электроэнергии
Б.И. Кузнецов, Т.Б. Никитина, И.В. Бовдуй, А.В. Волошко, Е.В. Виниченко, Б.Б. Кобылянский ***99***
Синтез систем активного экранирования магнитного поля одноцепных воздушных линий электропере-дачи с одной компенсационной обмоткой
Е.В. Полилов ***103***
Динамика свободного движения в линейных системах
А.Е. Казурова ***108***
Оценка вектора состояния и параметров управляемой системы с помощью последовательных наблюдателей
О.І. Шеремет ***112***
Синтез системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового ква-лайзера
А.А. Сёмин ***118***
Идентификация параметров схемы замещения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором с низкой чувствительностью к наличию ошибок в исходных экспериментальных данных
В.С. Петрушин, Р.Н. Еноктаев ***122***
Анализ работы регулируемого асинхронного двигателя с учетом внешней характеристики частотного преобразователя

Е.О. Головин, Ш. Палис, А.В. Тимощенко, А.А. Ткаченко ***126***
Физическое моделирование электромеханической системы контейнерного крана с робастным управлением
Н.В. Анищенко, Р.В. Канунников ***130***
Косвенное определение углового положения ротора синхронной машины в зоне малых скоростей
В.О. Котляров, Т.Ю. Кунченко, А.В. Лекаревич, А.А. Никифорова ***134***
Применение средств искусственного интеллекта для автоматизированного проектирования мехатронных систем с учетом потерь энергии в механизмах
Д.І. Морозов, І.С. Шевченко, Н.І. Андреєва ***142***
Вплив втрати інформації про орієнтацію потоків вентильного двигуна на базі синхронної машини на його роботу.
В.В. Осадчий , Е.С. Назарова , В.В. Брылистый , Р.И. Савилов ***146***
Исследование системы управления позиционным электроприводом с дискретным датчиком положения
И.Н. Задорожняя, Н.А. Задорожний ***150***
Синтез электромеханической системы предельной степени устойчивости и минимальной колебательности упругой механической подсистемы
Б.М. Чунашвили, М.И. Кобалия, А.М. Петросян, Д.Н. Харебава ***156***
Фізична модель динамічних навантажень систем електропостачання
А.А. Худяев, С.В. Голобородько ***160***
Математическая модель итерационного двухканального электропривода подачи станка с учетом нелинейностей процесса резания
В.Г. Ковальчук, Т.В. Коренькова ***165***
Разработка эквивалентных электрических схем замещения в задачах идентификации параметров насосного комплекса

Силовая электроника и энергоэффективная электротехника **170**

Е.И. Сокол, В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло ***171***
Сравнение показателей эффективности различных схем двухзвенных обратимых преобразователей с разделенной коммутацией с четырехквадрантными ключами в силовом коммутаторе звена инвертора тока
В.Г. Сыченко, А.А. Матусевич, А.В. Рогоза, М.Е. Павличенко, И.Л. Васильев, Н.Н. Пулин ***177***
Повышение энергетической эффективности в эволюционирующих системах электроснабжения
Г.Г. Жемеров, Д.В. Тугай ***182***
Переход от реактивной мощности к мощности потерь в трехфазных системах электроснабжения
М.А. Щерба ***187***
Распределение электромагнитного поля и градиента температуры при индукционной плавке медного шаблона с учетом нелинейных свойств материалов и сложной трехмерной геометрии
A. Wintrich, U. Nicolai, А.И. Колпаков, Т.В. Мысак, С.И. Полищук ***191***
Анализ динамических потерь мощных IGBT
I.V. Volkov, S.V. Podolnyi ***197***
Case study of incorrectly used current harmonics mitigation system
А.Ф. Жаркін, В.О. Новський, С.О. Палачов, Д.О. Малахатка ***201***
Аналіз і моделювання режимів роботи гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів, що призначені для забезпечення електромагнітної сумісності в трифазних чотирипровідних системах
Н.И. Супруновская, А.А. Щерба ***206***
Взаимосвязанные импульсно-периодические процессы в цепях полупроводниковых электроразрядных установок с емкостным накопителем энергии при случайном изменении сопротивления нагрузки
В.О. Діденко, О.Ф. Бондаренко, Є.В. Вербицький ***212***
Джерело живлення для контактного зварювання дистанціонуючих решіток тепловиділяючих збірок ядерних реакторів
А.А. Шавёлкин ***216***
Однофазный преобразовательный агрегат для комбинированной системы электроснабжения с фотоэлектрической солнечной батареей
Я.В. Щербак, А.А. Плахтий, В.П. Нерубацкий ***221***
Анализ энергетических характеристик активного четырехквадрантного выпрямителя с различными типами широтно-импульсной модуляции
Е.В. Ягуп ***226***
Силовой активный фильтр со стабилизацией напряжения на накопительном конденсаторе по дискретам с помощью поисковой оптимизации
В.С. Смирнов, Ю.М. Ковриго, О.В. Самков, О.Й. Штіфзон, С.В. Любицький ***230***
Системний аналіз інваріантних перетворювальних систем з багаторазовою модуляцією для апаратних засобів автономних об'єктів
Мартынов В.В., Руденко Ю.В. ***234***
Нагрузочные характеристики асимметричного инвертора с магнитосвязанным дросселем
О.Ф. Бондаренко, Ю.В. Бондаренко, П.С. Сафронов, О.О. Калошин ***238***
Проблеми оцінки надійності перетворювачів з модульною топологією
Key words*: semiconductor converter, module topology, reliability, operation algorithm.*
Я.В. Щербак, Е.Я. Ивакина ***244***
Частотные характеристики импульсной системы с селективной непрерывной частью

Энергоэффективность 249электромеханических систем **248**

М.Я. Островерхов, М.О. Реуцький, Д.Я. Трінчук ***249***
Ефективність перетворення енергії в нелінійному електричному колі електроскутера, що працює на міський їздовий цикл

П.Д. Андриенко, А.А. Андриенко, Д.С. Андриенко, В.П. Метельский, О.В. Немыкина ***254***
Энероэффективный крановый электропривод
В.А. Волков ***258***
Энергосбережение в частотнорегулируемых асинхронных электроприводах посредством оптимизации времен их разгона и торможения
Ю.П. Самчелеев, Г.С. Белоха ***264***
Универсальный источник питания с релейным управлением для электроприводов постоянного и переменного тока
Д.О. Кулагін, П.Д. Андрієнко, В.П. Метельський, Д.В. Яценко ***268***
Методика підвищення загального статичного коефіцієнту корисної дії дизель-генераторних електромеханічних систем транспортних засобів
О.Н. Синчук, Ю.Б. Филипп, В.А. Федотов ***272***
Выбор видов аккумуляторов для формирования тяговых аккумуляторных батарей шахтных контактно-аккумуляторных электровозов
Северин В.П., Омельяненко О.В. ***276***
Тяговый привод электропоезда с инерционным накопителем энергии
П.А. Коротаев ***280***
Повышение энергоэффективности насосного агрегата средствами регулируемого электропривода
Н.И. Муха ***285***
Перспективная компоновка судовых автономных электроэнергетических систем
К.О. Сорока, Д.О. Личов ***289***
Підвищення ефективності експлуатації засобів електротранспорту за рахунок керування і оптимізації швидкісних режимів руху
О.Г. Алєксєєв, В.Ю. Бондар ***294***
Використання суперконденсаторів для згладжування коливань та підвищення активної потужності вітроенергетичних установок (ВЕУ)
О.О. Панкова, П.А. Щипанский ***298***
Прогнозное управление электромеханической системой вэу с переменной скоростью вращения ветротурбины

Системы управления и контроля преобразователями электроэнергии **302**

Мисак Т.В. ***303***
Алгоритм формування вихідної напруги Smart transformer на основі математичної моделі пониженого порядку
Д.Г. Алексеевский, А.Г. Алексеев, О.О. Панкова, К.О. Турышев ***309***
Визуальная модель трехфазного мостового выпрямителя
В.В. Замаруєв ***313***
Ограничения теоремы Котельникова-Шеннона о выборках и ее применение при разработке цифровых систем управления силовыми преобразователями электроэнергии
В.И. Колосов, Е.В. Васечко ***318***
Формирование квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах
С.К. Мещанинов, К.В. Авдеенко ***324***
Система мониторинга психофизиологического состояния водителя автотранспорта
С.К. Мещанинов, Ю.Ю. Гупало ***328***
Метод контроля психофизического состояния машиниста локомотивного состава по параметрам речевого сигнала
Д.Г. Алексеевский ***332***
Визуальное моделирование многоканальных ветроэлектрогенерирующих систем

Электромагнитная совместимость и качество электроэнергии **337**

В.О. Павловський, О.М. Юрченко ***338***
Компенсація паразитної ємності дроселя для електромережних протизавадних фільтрів
М.Я. Островерхов, В.В.Мальцев ***342***
Моделювання атмосферних перенапружень в електричних лініях. Невирішені задачі
О.Н. Синчук, В.А. Кольсун, О.А. Удовенко, Д.В. Рыженков, В.Н. Макодзеб ***346***
Гармоники сетевого тока двухзвенного преобразователя частоты
А.А. Шавёлкин ***350***
Силовой активный фильтр с последовательным соединением однофазных инверторов напряжения в выходных фазах
А.Ф. Жаркін, А.Г.Пазєєв, В.О. Новський, Д.О. Малахатка ***354***
Якість вихідної напруги трифазних активних коректорів коефіцієнту потужності
В.В. Замаруєв , Б.О. Стисло , Є.М. Косарєв ***360***
Покращення якості електричної енергії в системі електроживлення залізничного транспорту шляхом застосування накопичувачів електричної енергії
Г.С. Белоха ***365***
Электромагнитно совместимый преобразователь частоты для индукционного нагрева
Г.М. Мустафа, С.И. Гусев, А.М. Ершов ***369***
О проблеме фильтрации электрических сетей при динамично-меняющихся условиях и её разрешении с помощью активных элементов
А.О. Дранкова, С.С. Міхайков, І.І. Красовський ***373***
Методи підвищення якості електроенергії суднової системи електроживлення із нелінійним навантаженням

Современные системы автоматизированного электропривода, компоненты, диагностика……378

И.В. Волков, В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко, П.П. Подейко**.....379**
Система с нечеткой логикой регулирования режимов работы установки по производству базальтового супертонкого волокна
В.Ю. Ноженко, О.П. Чорний, Д.Й. Родькін, В.В. Ченчевой**.....384**
Керування пуском зарезонансної вібраційної машини з дебалансними віброзбуджувачами
В.С. Бойко, М.І. Сотник, О.Г. Гусак**.....388**
Електромагнітні процеси у електричних моделях електромеханічних систем мереж водопостачання
І.В. Волков, В.О. Войтех**.....393**
Перетворювач частоти для керування трифазними загальнопромисловими та енергоефективними асинхронними електродвигунами з використанням мікроконтролерів компанії серії dspic33 MC та інтелектуальних силових модулів
І.О. Сінчук, Д.О. Кальмус**.....397**
Моделювання, як перший крок в тактиці розбудови ефективної системи гальмування двохосьових електровозів
А.П. Калинов, В.А. Огарь, В.В. Лотоус**.....401**
Метод косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя
О.А. Хребтова, С.А. Сергиенко**.....406**
Применение нечеткой логики в системе управления троганием механизма в тяжелых условиях
В.П. Стяжкін, В.І. Теряєв, С.І. Гаврилюк**.....411**
Застосування методів частотного керування для дугостаторних електроприводів антен суднових навігаційних РЛС
N. Zachepa, Iu. Zachepa**.....415**
Energymeter parameters processes in asynchronous generator
А.Б. Сёмочкин, В.А. Федотов, Л.В. Сменова**.....419**
О строении управляющей функции тяговых электромеханических комплексов шахтных электровозосоставов для позиционирования вагонеток
J. Załęski, P. Kapusta, P. Młodzikowski, V.V. Bilonozhko, B.L. Kopchak**.....424**
Application of a MFC1000AcR frequency converter in a marine vessel propulsion system
В.Н. Шамардина, С.М. Лемешко**.....428**
Модели тяговых электрических машин в условиях использования на маневровых тепловозах с поосным регулированием тяги
Б.М. Горкунов, С.Г. Львов, А.А. Тищенко, Аббаси Жаббар**.....432**
Экспериментальные исследования механических свойств металлических изделий бесконтактным методом
И.В. Обруч, Ю.Н. Кутовой**.....436**
Нейросетевая система управления тяговым электроприводом переменного тока трамвая
В.Г. Сиченко, Д.В. Міронов**.....440**
Оцінка ефективності автоматизованої системи моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій
В.Б. Клепиков, Е.В. Сакун**.....445**
Программная синхронизация положений валов коробки передач электропривода электромобиля
Д.А. Пшеничников, Б.В. Воробьёв**.....449**
Математическая модель асинхронного электропривода электромобиля
О.Н. Синчук, Э.С. Гузов , И.О. Синчук, Ю.Б. Филипп, В.О. Федотов**.....455**
О тактике выбора типа и параметров автономных источников питания синергетических тяговых электроприводовкомбинированных шахтных электровозов

Информация.....459

Памяти С. Э. Гузова.....460

Аннотации**.....461**

Авторский указатель**.....501**

Информация об авторах**.....502**

НАУКА, ОБРАЗОВАНИЕ

УДК 621.34

В. Б. КЛЕПИКОВ, докт. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
Е. Е. ТВЕРИТНИКОВА, канд. ист. наук, доц., НТУ «ХПИ».

ВКЛАД ПРОФЕССОРА КОПНЯЕВА ПАВЛА ПЕТРОВИЧА В СОЗДАНИЕ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ШКОЛЫ В УКРАИНЕ

… його дійсно можна вважати творцем
електротехнічної школи в Україні…
Т.П. Губенко

Приведенное выше высказывание профессора Губенко Тихона Павловича, обучавшегося и работавшего в Киевском (1924-1931 гг.), заведующего электротехническими кафедрами в Харьковском (1932-1938 гг.), Ташкентском (1938-1947 гг.), Львовском (1944-1971 гг.) политехнических институтах было сделано в 1967 г. – в год 100-летия со дня рождения П. П. Копняева [1]. И действительно, роль П. П. Копняева в становлении в Украине высшего электротехнического образования, в определении научных направлений развития электротехники и в подготовке ученых и специалистов, обеспечивавших решение сложных научно-технических и практических задач начального этапа электрификации Украины, исключительно велика. Оценивая вклад ученых в развитие электротехнической школы в Украине, в 1980 г. руководители Института электродинамики НАН Украины А. К. Шидловский и А. Н. Милях среди имен выдающихся ученых поставили имя П. П. Копняева первым [2].

Отмечая заслуги ученого как основателя электротехнической школы, особо следует отметить его **вклад в становление высшего электротехнического образования в Украине**, поскольку в тот период для успешного решения задач развития науки и практики особенно были нужны кадры – квалифицированные специалисты.

Приступив после окончания в 1898 г. в Германии Дармштадского электротехнического института к работе в Харьковском технологическом институте (первом высшем техническом учебном заведении в Украине), он добился увеличения для студентов механического факультета числа лекционных часов по электротехнике до 3х в неделю, а также введения дополнительного факультативного курса по теории электричества. Под его руководством в **1899 г. было начато дипломное проектирование и подготовлены 5 первых в Украине инженеров-электриков**. А в **1904 г.** уже выполняется **25 дипломных проектов электротехнического профиля**, как правило, связанных с реальными запросами промышленности и городского хозяйства [3,4].

В **1902 г.** он лично преподает **8 электротехнических дисциплин**: основы электротехники, общую электротехнику, электрические машины постоянного и переменного тока, электрические измерения, электрические установки, расчеты электрических сетей, дипломное проектирование и подготовил к изданию учебник, в котором был обобщен материал по всем направлениям электротехники.

Свой первый курс «Электротехника» П. П. Копняев издал литографическим способом в 1900 г., в 1902 г. издает лекции по электротехнике, 1903 г. – работы «Расчет сетей электропередачи» и «Лекции по электрическим измерениям», а в 1904 г. – курс «Расчет сетей». Его труды «Основы электричества и магнетизма», «Электрические измерения», «Электрические установки» до 1917 г. были одними из первых учебных пособий по электротехнике не только в Украине, но и в России.

О его изданной в 1904 г. фундаментальной книге «Электрические машины постоянного тока» (478 стр., 382 рис.) в 16 томе известного в то время словаря Брокгауза и Ефрона написано, что «это единственное в России авторитетное руководство в данной отрасли». Длительное время эта книга была главным учебником для студентов электротехнического профиля, что определило её переиздание в 1926 году.

К 1907 г. он систематизирует свои учебно-методические материалы и создает цикл из 5 фундаментальных томов: «Основы электротехники», «Электрические измерения», «Динамомашины постоянного тока», «Машины переменного тока и трансформаторы», «Электрические установки», в котором нашли отражение вопросы электрических сетей и электрических станций.

В 1912 г. вышли его книги «Основы электричества и магнетизма» и «Электротехнические установки». В этом же году по его инициативе объем электротехнических дисциплин увеличивается до 11 часов в неделю.

Методические материалы П.П. Копняева отличались ясностью и последовательностью изложения, сопровождались примерами, что давало возможность использовать их в практической деятельности. Это было особенно ценно, поскольку существовавшие до этого учебные материалы и книги по электрическим машинам и электротехнике имели существенные недостатки: отсутствие единой терминологии, нелогичная постановка разделов, отсутствие разделов по расчету и конструкции электрических машин, не были выделены вопросы изготовления электрических машин и их использования.

© В. Б. Клепиков, Е. Е. Тверитникова, 2017

Он стал инициатором введения новой для того времени методики преподавания – выполнения лабораторных работ и самостоятельных проектов одновременно с лекционным обучением. По инициативе П. П. Копняева лекционные аудитории были оснащены необходимым оборудованием для демонстрации опытов.

Павел Петрович понимал, что для обеспечения высокого уровня образования и научных исследований необходимо **создание современной материальной базы** и использование опыта ведущих зарубежных вузов, и потому стремился познать и внедрить в ХТИ все лучшее и современное для того времени, относящееся к электротехнике: в теории, методике преподавания, в оснащении лабораторий, в содержании учебных дисциплин и во внедрении достижений электротехники в практику.

С этой целью в течение первых двух десятилетий работы в ХТИ он около двадцати раз совершал заграничные поездки. После возвращения со всемирной выставки в Париже в 1900 г. по его проекту в ХТИ стали создавать электрическую станцию, в лабораториях и аудиториях физического и химического корпусов было проведено электроосвещение, в механических мастерских вместо паровой машины поставили электропривод.

В 1907 г. после работы в фирме «Вестингауз» он начинает перестройку и переоборудование действующих лабораторий и создание новых. В 1910 г. вступили в работу машинный и измерительный кабинеты электротехнической лаборатории. При этом благодаря авторитету и организационным способностям ученого новые лаборатории были оснащены новейшими для того времени измерительными приборами: ваттметрами, амперметрами, вольтметрами и др. Наибольшее количество оборудования – личный подарок П. П. Копняеву от фирм «Сименс и Гальске», «Вестингауз», Обшей электротехнической компании.

Научный вклад П.П. Копняева нашел отражение в более чем 50-ти работах, которые охватывают основные направления развития электротехники в Украине в начале XX столетия. Этот вклад может быть классифицирован по 6-ти основным группам.

К первой следует отнести работы по **общей электротехнике**, ко второй – фундаментальные работы по **теории машин постоянного и переменного тока**; к третьей – по **метрологии и измерениям электрических величин**; к четвертой – работы по проблемам **электрической тяги**. Пятая группа включает работы по расчету **электрических сетей**, и шестая – работы, посвященные вопросам **электротехнических установок**.

Эти работы стали **основой новых направлений научных исследований** в области электротехники в ХТИ.

Талант П.П. Копняева как ученого проявился еще, когда он обучался в Дармштадском университете. В 1898 г. им была опубликована научная работа о математической аналогии описания процессов, протекающих в электрических и гидравлических системах, которая привлекла внимание ученых Европы. Эта работа почти на 50 лет предвосхитила получивший впоследствии широкое развитие метод аналогового моделирования.

Исследуя распределение магнитного поля в воздушном зазоре электромашин, он разработал более простой и точный, чем у Арнольда и Лемана, метод построения кривой поля, при этом с возможностью учета нелинейности из-за влияния насыщения стали. Рассматривая векторные диаграммы полюсных и неявнополюсных синхронных машин, П. П. Копняев разработал свою оригинальную более общую диаграмму явнополюсной машины, чем диаграмма по методу 2-х реакций Блонделя.

Для всей научной деятельности П. П. Копняева характерна необычайно ценная черта. Все свои теоретические исследования он излагал в формулах, пригодных для практических инженерных расчетов, например, при выборе числа полюсов машин постоянного тока, диаметра якоря, определению средней линии витка, расчете освещенности и др. [1]. Научные интересы проф. П. П. Копняева не ограничивались электротехникой. В области **метрологии** ученый предложил новую оригинальную систему единиц, в которой единица веса и силы имели количественно одинаковые значения, и сделал в 1927 г. доклад на электротехнической секции общеукраинской ассоциации инженеров, что позволило установить приоритет отечественной метрологии в постановке задачи создания абсолютной системы единиц.

Большое внимание ученый уделил внедрению в практику методов и способов электрических измерений. В 1910 г. в ХТИ профессором П. П. Копняевым была организована электроизмерительная лаборатория, которая имела не только учебное, но и научное значение для развития электрических измерений в Украине. До начала 1920-х гг. все поверки электроизмерительных приборов для большого промышленного региона (Донбасский, Криворожский, Приднепровский, Донецкий районы) производились в лаборатории ХТИ. По проекту профессора П. П. Копняева в Украинской главной палате мер и весов была создана электроизмерительная лаборатория для проверки приборов постоянного и переменного тока.

Из теоретических работ в области электрической тяги следует отметить предложенные П. П. Копняевым графический метод определения затрат энергии в зависимости от профиля пути и аналитическое уравнение движения транспортного вагона. Графический метод базировался на основе математического обоснования и обеспечивал получение характеристик скорости, тока и потребления энергии во времени с построением соответствующих графиков, а аналитический метод не требовал графических построений. Проверка данных методов получила подтверждение при проведении испытаний на действующих трамваях и стала основой дипломных проектов, что способствовало открытию новой специализации.

В области расчетов сложных электрических сетей П. П. Копняев произвел детальный анализ известных на то время методов и указал достоинства и недостатки каждого. Выполнив в 1910-1912 гг. в книге «Курс электротехники. Электротехнические установки» анализ потребления электроэнергии, он спрогнозировал рост нагрузок электрических станций. Как показало дальнейшее развитие энергетики, предвидение ученого сбылось.

О государственном мышлении П.П. Копняева как **организатора электротехнического образования** говорит тот факт, что сознавая возможности широкой электрификации, еще в **1900 г.** он приходит к выводу о необходимости **создания в ХТИ электротехнического факультета**, в 1903 г. готовит предложения по его организации и в 1904 г. обращается с ними в отдел промышленных училищ (Санкт-Петербург), но там «указали на **несвоевременность** таких ходатайств» [4]. Повторное обращение в 1907 г. также не приносит нужного результата.

Однако анализ данных о развитии электротехнических установок на предприятиях Приднепровья, Криворожья, Донецкого региона к 1911 году позволили ученому сделать вывод о росте потребности в квалифицированных инженерах-электриках. Это утвердило его в необходимости создания в ХТИ электротехнического факультета, и в 1912 г., 1914 г. он вновь обращается с предложением расширения подготовки в Украине инженеров-электриков, но и в этот раз не получает положительного ответа.

Тем не менее, Павел Петрович продолжает подготовку инженеров-электриков на механическом факультете. С 1900 по 1921 г. в ХТИ было выпущено около 160 специалистов с электротехническим профилем подготовки.

Большую научную и учебную деятельность Павел Петрович сочетал с активной **общественной деятельностью**. В 1907-1910 гг. он руководил комиссией по организации в Харькове первой Южнорусской электротехнической выставки. Он постоянный участник Всероссийских электротехнических съездов. В течение 20-ти лет работал в руководстве Южного общества технологов и редактировал издаваемые обществом «Ведомости».

В 1928 г. в Харькове состоялся 1-й Всеукраинский энергетический съезд, одним из организаторов и инициаторов которого был П.П. Копняев. Он был избран в президиум съезда и руководил комиссией по электротехническому образованию. О признании авторитета Павла Петровича говорит тот факт, что он был председателем электротехнической секции Всеукраинской ассоциации инженеров и членом Международной электротехнической комиссии.

Исполняя обязанности ректора в 1919-1920 гг., он продолжает прилагать усилия к открытию электротехнического факультета и **21 января 1921 г. факультет был открыт**, а П. П. Копняев стал его деканом. Следует отметить, что первый в Украине электротехнический факультет был открыт в Киевском политехническом институте в 1918 г. Но фактически выпуск специалистов-электротехников производился лишь по одной специализации, а дипломное проектирование по электротехнике выполняли лишь 5-6 студентов в год [4].

Президиум I-го Всеукраинского энергетического съезда, г. Харьков

Открытие электротехнического факультета в ХТИ имело большое значение для развития промышленности Украины. При создании плана ГОЭЛРО было выявлено, что на начало 1920 г. энергетическое хозяйство Донбасса пришло в упадок. Мощность электростанций не удовлетворяла потребность промышленности в энергозатратах. Для обеспечения промышленного региона необходимыми энергоресурсами в 1922 г. был разработан план электрификации, предусматривающий объединение мощных электростанций в единые комплексы. С этим было связано решение целого ряда технических и экономических проблем, в частности объединение энергетической системы Донбасса с Днепропетровской энергосистемой, что требовало большого количества высококвалифицированных инженеров-электриков.

В состав факультета входили четыре кафедры: «Электрические машины», «Электрическое оборудование», «Общая электротехника», «Электрическая тяга». На факультете читались курсы по электрооборудованию фабрик и заводов, электрификации горной промышленности, электрическим сетям и линиям электропередачи, электрическим станциям и городским трамваям. Срок обучения составлял пять лет, производственная практика стала обязательным элементом обучения, к преподаванию учебных дисциплин привлекались заводские инженеры. Изучение специальных курсов проводилось в измерительной и электромашинных лабораториях.

П. П. Копняев при создании факультета, прогнозируя огромный спрос на специалистов новых электротехнических специализаций, предложил также ускоренные выпуски – обучение за четыре года по особым учебным программам. Контингент факультета в 1921/1922 учебном году составлял 276 человек. По предложению профессора П. П. Копняева началось обустройство лаборатории высокого напряжения. По проекту ученого целью новой лаборатории были не только учебный процесс, но и научная работа. В лаборатории планировалось проводить технические испытания высоковольтных изоляторов и других изоляционных материалов, исследование линий высокого напряжения. Накопленный П. П. Копняевым на протяжении предыдущих лет опыт подготовки специалистов способствовал тому, что уже в первый год существования факультета состоялся выпуск высококвалифицированных специалистов.

В первоначальный профессорско-преподавательский состав факультета входило четыре профессора: П. П. Копняев, А. А. Потебня, В. М. Хрущев, С. А. Тейс и десять преподавателей, в основном ученики Павла Петровича: А. Я. Бергер, Л. Б. Гейлер, О. Б. Брон, В. А. Изъюров, В. Н. Кияница, А. Н. Кузнецов, Г. П. Леви,

В. М. Хрущев, А. А. Потебня, С. А. Тейс, М. Ф. Перевозский, О. Х. Хинкулов.

О принципах при подборе кадров свидетельствуют воспоминая д.т.н., проф. А. Я. Бергера: «…будучи деканом, он принимал на работу новых лекторов после двух пробных лекций студентам в присутствии совета факультета и слушателей – студентов, причем одна тема по выбору лектора, вторая – по выбору Копняева…» [1].

Факультет пользовался большой популярностью. Уже в 1921 г. на первый курс был принят 71 человек, а начиная с 1925 г. по 1929 г. принималось ежегодно по 130, общая численность достигла 402 человек, и с 1**921 по 1930 гг.** на факультете было **подготовлено около 200 инженеров-электриков**. В Украине это был период острой потребности в кадрах инженеров электротехнического профиля и электрофакультет ХТИ и его выпускники, а также ученики П. П. Копняева более ранних лет успешно решали задачи электрификации шахт, металлургического производства и развития электроэнергетики.

Особенно большой становилась потребность в специалистах по электроприводу. До 1940 г. кафедра электропривода ХЭТИ была единственной в Украине, выпускающей инженеров электроприводчиков. И за 10 лет с 1930 г. по 1940 г. кафедрой было выпущено 586 инженеров, что в 2-4 раза превышало выпуски по другим специальностям. В значительной мере благодаря подготовке кадров в ХТИ П. П. Копняевым до революции и на созданном по его инициативе электротехническом факультете в период 1921-1930 гг., а также в ХЭТИ, Харьков стал одним из ведущих центров электротехнической промышленности страны.

Одновременно с идеей создания электротехнического факультета в 1900 г. у него появляется мечта **создать функционально профилированный корпус электротехнического факультета**, и эта мечта, по свидетельству его дочери Е. П. Копняевой, становится для него «стержнем всей жизни» [1]. Предпосылки для ее осуществления сложились после открытия электротехнического факультета. В 1924 г. ему удалось добиться решения о строительстве электрокорпуса. Чтобы корпус отвечал современным требованиям, Павел Петрович трижды выезжал в Германию с целью ознакомления с лабораториями университетов. Он лично проектировал лаборатории электрических измерений, электрических машин, высоковольтную, радиотехническую и др. В плане нового корпуса предусматривались большие помещения под мастерские. Архитектурное решение корпуса выполнил академик архитектуры А. Н. Бекетов – товарищ Павла Петровича. Хотя в 1924 г. проект в основном был завершен, к строительству приступили лишь в 1929 г., но к этому времени Павел Петрович почти ослеп из-за катаракты обоих глаз. Однако несмотря на это, он «каждый день шел на строительство электрокорпуса. Его почти слепого можно было увидеть на крыше высоковольтного зала, на ступеньках. Он проверял ход и даже качество работ строительства» [1]. Он вникал в мельчайшие детали, например, лично начертил эскиз стоек для сидений амфитеатра 1-й аудитории электрокорпуса, которая сейчас носит его имя, и даже проконтролировал расчет моментов сил, действующих на откидные сиденья, чтобы они без большого шума и плотно подходили к стойкам. В 1931 г. операция на одном глазу удалась, и Павел Петрович смог увидеть свое детище, но уже был серьезно болен – его мучили сердечные приступы. В 1932 г. его не стало.

Начало строительства электротехнического корпуса в центре А. Н. Бекетов и П. П. Копняев

Электрокорпус в наши дни

Заслуга П. П. Копняева в создании электротехнической школы в Украине заключается не только в личном вкладе практически в каждом из основных направлений развития электротехники того времени. Важнейшая его заслуга в том, что он **воспитал плеяду учеников**, ставших видными специалистами, учеными, руководителями новых научных направлений и школ. В рамках данной статьи невозможно достаточно полно описать вклад, сделанный в электротехническую науку учениками Павла Петровича. Более подробно это описано в книге Е. Е. Тверитниковой [4]. Отметим лишь некоторые из них:

А. А. Потебня (1868-1935) – профессор, сын видного украинского ученого-филолога А. А. Потебни, один из первых дипломников П. П. Копняева, специалист в области электрического транспорта, обучавший в Томском технологическом институте (1907 г.) В.М. Хрущева и порекомендовавший его П. П. Копняеву, который принял его в 1923 г. профессором на недавно открытый электротехнический факультет.

В. Н. Хрущев (1882-1941), ставший впоследствии Заслуженным профессором, академиком, первым дирек-

тором Института энергетики НАН Украины (ныне Институтом электродинамики НАН Украины – флагманом электротехнической науки в Украине), является основателем научно-технической школы техники высоких напряжений в ХПИ, внесшей огромный вклад в развитие электроэнергетики.

В. М. Кияница (1887-1979) – д.т.н., профессор, один из организаторов кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Львовской политехники и заведующий кафедрой в 1944-1951 гг.

О. Я. Бергер (1894-1960) – Заслуженный деятель науки и техники, видный ученый в области турбогенераторостроения.

А. Н. Милях (1906–1985) – заслуженный деятель науки и техники, директор института электродинамики НАН Украины, Лауреат государственной премии, видный ученый в области переходных и аварийных режимов в электроэнергетических системах и управления многоступенчатыми электродинамическими системами.

Р. Л. Аронов (1897–1957) – д.т.н, профессор, зав. кафедрой ХЭТИ (1938-1950), автор книги «Автоматическое управление электроприводами» (1935 г.), длительное время единственный в Советском Союзе учебник по данной дисциплине. Сочетая работу в ХЭТИ с работой на заводе ХЭМЗ, возглавлял исследования, разработку и внедрение в промышленность всех типов автоматизированного электропривода, в том числе первого отечественного блюминга, шахтных подъемников, оборудования для завода «Запорожсталь» и др.

Ю. М. Файнберг (1900–1972) – д.т.н., профессор, под непосредственным руководством которого выполнялись наиболее сложные проекты электрификации машиностроительных и металлургических заводов (Харьковский турбогенераторный, Мариупольский и Днепродзержинский трубопрокатные цеха и др.)

Г. П. Леви (1883–?) – видный специалист в области горно-металлургического электрооборудования, доцент электротехнического факультета ХТИ, ставший в 1930 г. первым заведующим кафедрой электропривода Московского энергетического института.

Особо следует выделить легендарного главного инженера Харьковского треста «Тяжпромэлектропроект» *Н .В. Копытова* (1902-1986), талант которого проявился в решении на высоком научном уровне многих наиболее актуальных для страны практических задач и в способности зажечь жажду научного творчества во многих работавших с ним электроинженерах. За 10-15 лет до публикаций Найквиста и Боде, Честната и Майера в США, Н. В. Копытов в связи с возникновением автоколебаний электропривода летучих ножниц штрипсового стана 300 Макеевского металлургического завода выполнил частотный анализ электромеханической системы, определил условие устранения автоколебаний и ввел понятие «запас по фазе». Многочисленные оригинальные технические решения Н. В. Копытова более подробно описаны в [10].

Ученики П. П. Копняева сыграли важную роль в развитии электротехнической науки, электрификации страны, создании электротехнических школ, научно-технических центров и производств не только в Харькове, но и в других городах, о чем более подробно описано в [10]. Во многом это произошло потому, что ХЭТИ во время войны эвакуировался с эшелонами ХЭМЗа в разные города Урала, Поволжья, Сибири и Средней Азии [7]. Благодаря этому представители харьковской электротехнической школы проф. П. П. Копняева оказали большое влияние на формирование электротехнических центров в Свердловске, Магнитогорске, Кемерово, Уфе, Прокопьевске, Чебоксарах, Челябинске. Велика роль выпускников ХЭТИ в создании в 1942 г. в Москве по решению государственного комитета обороны государственного союзного проектно-монтажного треста (ПМТ), который впоследствии стал ведущим учреждением СССР по электроприводу – институтом «ВНИИэлектропривод». Директор Института М. И. Юньков писал: «Интеллектуальным ядром проектно-конструкторского бюро треста явились специалисты ХЭМЗа, имеющие большой опыт по созданию и производству электроприводов» [8]. И этими специалистами были ученики П. П. Копняева и ученики его учеников.

Выше упоминалось о влиянии электротехнической школы проф. П. П. Копняева на другие электрические школы. В Харьковском политехническом заложенные Павлом Петровичем направления получили дальнейшее развитие. Радиотехническая лаборатория преобразовалась в радиотехнический факультет, ставшего впоследствии важной основой ВУЗа, ныне известного как Харьковский национальный университет радиоэлектроники, а также Института ионосферы с комплексом радаров некогеррентного рассеяния – национального достояния Украины. Электромашиностроительный факультет обеспечил кадры для кафедры автоматики и телемеханики и кафедры электронных вычислительных систем (ЭВМ). В свою очередь, кафедра ЭВМ стала основой нового факультета компьютерно-информационных технологий (КИТ). А кафедра электропривода – кафедры промышленной электроники (ныне кафедра промышленной и биомедицинской электроники). Благодаря предвидению П. П. Копняевым перспективы развития электротехнической науки спроектированный им электрокорпус и в настоящее время оказался способен вместить три электротехнических факультета, 15 кафедр и более 40 лабораторий.

О личных качествах Павла Петровича. Он принадлежал к числу ученых, которые оказывают сильное воздействие на окружающих не только своими научными достижениями, но и личным обаянием, **благородством, неподкупностью убеждений, гражданским мужеством**. В 1904 г. в знак протеста против массового исключения участвовавших в стачке студентов, он подает в отставку и возвращается в ХТИ лишь в 1907 г. после увольнения реакционного министра образования Л. А. Кассо. В 1919 г., когда революционно настроенные студенты приняли решение прекратить занятия и закрыть институт, он собрал Совет преподавателей, который отменил решение студентов, и работа института была возобновлена. Павел Петрович занимает твердую гражданскую позицию, и в годы интенсивного становления и реформирования высшей школы (1920-1932), работая в центральной комиссии над созданием новых учебных планов и программ, нацеленных на повышение теоретического уровня подготовки инженеров при хорошей производственной практике.

Он настойчиво доказывает необходимость и добивается увеличения срока обучения в вузе с трех до четырех лет, открыто выступает с осуждением лабораторно-бригадной формы обучения. Когда в 1930 г. на работавшего в Киевском политехническом институте Т. П. Губенко начались гонения с обвинениями в «буржуазном национализме», П.П. Копняев поддерживает его переезд в Харьков и переход в 1931 г. для работы в Харьковский политехнический институт, где Тихон Павлович становится с 1932 г. заведующим кафедрой электропривода.

Нельзя не отметить еще и такие качества Павла Петровича как высококультурность и разносторонность интересов. Он не был ученым – «сухарем», углубленным только в электротехнику. Владел несколькими иностранными языками, писал стихи и любил читать стихи других поэтов, играл на фортепиано, понимал и ценил юмор. Интересовался отечественной и иностранной литературой, философией, астрономией, политикой. Увлекался фотографией и достиг в этом большого мастерства. По свидетельству М. Д. Копняевой, он был «кристально чистым и исключительно правдивым человеком» [1]. Но при всей своей интеллигентности, как отмечали его ученики, он проявлял твердость, целеустремленность и настойчивость в решении принципиальных вопросов как в науке, так и в жизни [1].

В 1926 г. П. П. Копняеву было присвоено звание Заслуженный профессор Украины.

Учитывая огромный вклад Заслуженного профессора П. П. Копняева, в создании электротехнической школы в Украине на этапе ее становления, Украинской ассоциацией инженеров-электриков и Ученым Советом НТУ «ХПИ» было принято решение о создании ученому памятника. Вклад в его реализацию внесли НТУ «ХПИ» и региональные отделения УАИЭ Харькова, Киева, Донецка, Львова, Одессы, Кременчуга, Днепродзержинска, Кривого Рога, Запорожья. 21 января 2011 г. в день 90-летия открытия в ХТИ созданного усилиями ученого электротехнического факультета в построенном по его проекту электротехническом корпусе памятник был открыт.

На открытии встретились внуки двух создателей корпуса: проф. П. П. Копняева – доктор физ.-мат. наук, профессор А. Д. Брюно, и академика А. Н. Бекетова – доктор физ.-мат. наук Г. С. Рофе-Бекетов. Памятник был установлен перед 1-й аудиторией электрокорпуса, носящей имя профессора Копняева П.П.

В заключение уместно привести слова одного из учеников П. П. Копняева, видного ученого в области электроаппаратостроения О. Б. Брона: «Есть люди науки, которые, кроме способности глубоко проникать в научные проблемы, хотят и умеют общаться с людьми, передавать им научные знания, организовывать их. Такие люди создают научные школы, ученые общества, институты. Их деятельность приумножается в трудах тысяч воспитанных ими учеников. Именно к таким людям относится П. П. Копняев».

Время подтвердило справедливость этих слов. Представители многих поколений электротехнической школы, основу которой заложил П. П. Копняев, внесли огромный вклад в электрификацию страны, автоматизацию производства, в развитие электротехнической науки в Украине, стали основателями новых научных направлений и школ, видными учеными, профессорами, руководителями научно-исследовательских институтов, предприятий и производств.

Список литературы: **1.** Спеціальний випуск багатотиражки ХПІ 27 лютого 1967 р., присвячений 100-річчю з дня народження П.П. Копняєва. **2.** Милях А.Н., Чиженко И.М., Шидловский А.К. Развитие электротехнической науки в Украине // Техническая электродинамика, № 6. – 1980. – С. 13–24. **3.** Харьковский политехнический институт. 1885-1985. История развития. Харьков: «Вища школа», 1985. – 223 с. **4.** Белькинд Л. Д., Борисенко Н. И., Брон О. Б., Бергер А. Я. П. П. Копняев. Сборник, посвященный памяти заслуженного профессора Павла Петровича Копняева. – Харьков: Обл. изд-во, 1955. – 135 с. **5.** Тверитникова О.Є. Зародження і розвиток науково-технічної школи електротехніки професора П.П. Копняєва (1885-1950рр.): Монографія / Харків – НТУ «ХПІ», 2010. – 212 с. **6.** Каменева В.А. Павел Петрович Копняев. М.-Л. Госэнергоиздат, 1959. – 96 с. **7.** Бардачевський А., Губенко В., Деніс Б., Онишко Є. 1896-1996. Тихон Павлович Губенко. Життя і діяльність. Львів-Славськ: //Електромеханіка, 1996. – С. 9-11. **8.** Джанкоян А.С., Троицкая Т.Б. Электротехническая промышленность в годы Великой Отечественной войны – Электротехника, №3, 1995, С. 2-6. **9.** Юньков М.Г. ОАО «Электропривод» (ВНИИэлектропривод) – Научно-производственная школа по электроприводу. Труды семинара «80 лет отечественной школы электропривода». Санкт-Петербург, 2002.– с. 5-7. **10.** История электротехники. Я.А. Штейнберг [и др.]; под общ. ред. И.А. Глебова. – М.: Изд-во МЭИ, 1999. – 523 с. **11.** Клепиков В.Б. Из истории научной школы электропривода Харьковского политехнического института. Вестник НТУ «ХПИ», вып. 28, 2010. – С. 13-28. **12.** Павел Петрович Копняев: Электричество, 1957, №5.

Поступила 30.05.2017

УДК 378 (477)

А. К. СОЛОДЕНКО, зав. сект. освіти, Інститут модернізації змісту освіти МОН України, Київ;
В. П. ПОГРЕБНЯК, канд. техн. наук, проф., Інститут модернізації змісту освіти МОН України, Київ;
О. В. ДАШКОВСЬКА, канд. хім. наук, доц., Інститут модернізації змісту освіти МОН України, Київ.

ІНТЕРНАЦІОНАЛІЗАЦІЯ ОСВІТНЬОГО СЕРЕДОВИЩА І ВІТЧИЗНЯНА ВИЩА ШКОЛА

Глобалізація світу і пов'язана з нею інтернаціоналізація суспільної діяльності розповсюджується на всі сфери соціальних відносин, економіку, освіту і науку. Цей процес призвів до змін у вищій освіті України, сприяючи рівноправній інтеграції вітчизняної вищої школи у світовий і європейський освітній простір.

Процес об'єднання Європи та його поширення на схід супроводжується формуванням спільного освітянського та наукового простору. Цей процес, який дістав назву Болонського, має за мету консолідацію зусиль наукової й освітянської громадськості й урядів країн Європи не лише для істотного підвищення конкурентоспроможності європейської системи науки та вищої освіти у світовому вимірі, а й для підвищення її ролі в суспільних демократичних перетвореннях. У травні 2005 року Україна офіційно приєдналася до Болонського процесу.

Першим серйозним кроком до інтернаціоналізації європейської освіти стало запровадження в 1987 році програми ERASMUS, метою якої було удосконалення обсягів мобільності студентів та викладачів у країнах Європейського Союзу, розвиток багатосторонньої міжуніверситетської кооперації, поглиблення співпраці між університетами та підприємствами, поширення технологій навчання. В рамках ERASMUS також було створено інструмент перезарахування навчальних досягнень, отриманих студентом в іншому університеті за програмами мобільності – Європейську кредитно–трансферну систему (далі – ЄКТС).

Наступним кроком стало **створення єдиного Європейського простору вищої освіти** (ЄПВО, European Higher Education Area), ініційоване Сорбонською декларацією [1] та сформульоване у Болонській декларації [2], підписаній у червні 1999 року.

Метою створення ЄПВО є підвищення якості та конкурентоздатності європейської освіти на основі збереження національних освітянських надбань та їх взаємозбагачення шляхом подальшої інтенсифікації студентської та викладацької мобільності, розвитку загальноєвропейської системи забезпечення якості та поглиблення міжнародної кооперації.

Були сформовані та визначені основні цілі Болонського процесу та інструменти їх досягнення:

- прийняття системи легко зрозумілих і порівнюваних ступенів вищої освіти;
- запровадження системи вищої освіти, яка ґрунтується на трьох циклах (бакалавр, магістр, доктор філософії);
- використання ЄКТС як системи накопичення та трансферу кредитів;
- сприяння мобільності студентів, викладачів і науковців;
- додаток до диплома європейського зразка;
- визнання попереднього (неформального) навчання;
- докторські студії, взаємозв'язок Європейського простору та Європейського дослідницького простору;
- використання Лісабонської конвенції як основного інструменту визнання кваліфікацій;
- розширення автономії університетів, зростання ролі студентства та інших зацікавлених сторін [3].

У наступні роки були створені нові додаткові інструменти та механізми: концепція навчання впродовж життя; загальноєвропейські аналітичні та дослідницькі проекти (найвідоміший із них – TUNING (Тюнінг); Додаток до диплома (Diploma Supplement, DS); Рамка кваліфікацій ЄПВО; докторські студії як третій цикл вищої освіти; співпраця між ЄПВО та Європейським дослідницьким простором (ЄДП, European Research Area); загальноєвропейські стандарти та рекомендації із забезпечення якості; процедури визнання попереднього та неформального навчання (поза рамками університетської системи); перетворення ЄКТС на систему не тільки перезарахування, а й накопичення кредитів; нові технології навчання; співпраця із працедавцями у створенні навчальних програм та сприянні працевлаштуванню випускників.

Створені та успішно діють потужні інструменти забезпечення якості освіти: Європейські стандарти та рекомендації щодо забезпечення якості в Європейському просторі вищої освіти, Європейська мережа забезпечення якості вищої освіти (ENQA), Європейська мережа національних інформаційних центрів з академічного визнання та мобільності (ENIC), Мережа національних центрів академічного визнання (NARIC), Європейський реєстр забезпечення якості (EQAR) тощо.

У контексті глобальних процесів в освіті, розглянемо, що змінилось у вітчизняній вищій освіті за останні роки. Інтернаціоналізація вищої освіти висвітлила вади вітчизняної вищої школи, яка до останніх років розвивалась суто екстенсивно і ліберально, що не виправдало очікуваних сподівань.

© А.К. Солоденко, В.П. Погребняк, О.В. Дашковська, 2017

Через відсутність чіткої науково обґрунтованої державної політики кількість вищих навчальних закладів III – IV рівнів акредитації з 1990 по 2008 р. збільшилася з 149 до 353, тобто у 2 рази, а чисельність студентів у них – з 881 тис. до 2,4 млн, або у 2,7 раза. З кількістю вищих навчальних закладів, рівнем охоплення вищою освітою молоді відповідного віку Україна вийшла у світові лідери, натомість не додала (і не могла це зробити на основі наявної ресурсної бази та структурної організації), а часто взагалі втратила в якості освітньо-науково-го потенціалу.

Жоден український університет до 2010 року не входив до переліку 500 (і навіть 1000) найкращих у світі.

Вища школа здебільшого перетворилася з виробника знань, тобто з локомотива суспільного прогресу, на їх ретранслятора, що прирікає суспільство на ар'єргардні позиції на магістральному шляху розвитку.

Відбулася рівнева і галузева деформація вищої освіти. Якщо у 1990 р відношення чисельності студентів закладів III і IV та I і II рівнів акредитації дорівнювало 1,2 рази, то у 2009 р. – 6,3 рази. Погіршилося співвідношення в підготовці фахівців природничо–математичного та інженерно–технічного спрямування, з одного боку, та економічного, менеджерського, правничого, з іншого боку. Подрібненими залишалися напрями і спеціальності підготовки.

Мобільність і конкурентність вищої освіти

Серед визначальних характеристик глобалізації ключове значення набувають конкурентоспроможність вітчизняної вищої освіти та відповідні кваліфікації українського суспільства, його громадян, трудових ресурсів. Параметри конкурентоспроможного університетського потенціалу можна розглянути на прикладі узагальненого за провідними країнами (США, Канада, Сполучене Королівство, Японія, Республіка Корея, Австралія) і регіонами світу топуніверситету. Такий усереднений університет світового класу (як певний зразок) посідатиме 27-ме рейтингове місце, йому 340 років, у ньому 27 тис. студентів, з яких 15 – 21 % докторантів, 17 – 20 % іноземців з великою їх концентрацією серед докторантів, 1,7 млрд дол. США річного бюджету, 26 % якого спрямовується на дослідження і розробки, 6 – 7 % – на бібліотеку та інформатизацію, майже 11-мільйонний бібліотечний фонд. Натомість будь-який провідний вітчизняний університет набагато скромніший.

У 2010 р. за індексом глобальної конкурентоспроможності Україна посідала 89-те місце серед 133 країн світу (82-ге місце у 2009 р., 72-ге – у 2008 р., 69-те – у 2006 р.) [4].

У 2015-2016 р.р. відповідно до Індексу глобальної конкурентоспроможності Україна посіла 79 місце серед 140 країн у світі. Вища освіта та підготовка (як 5-й показник серед 12-ти, що впливають на індекс конкурентоспроможності країни) мають критичний вплив на економічний розвиток і добробут. За цим компонентом Україна посідає 34 позицію. У той же час, за показником якості системи вищої освіти, Україна займає 54 місце. Згідно з Індексом людського розвитку, Україна в 2014 р. займала 81 позицію серед 188 країн, при цьому маючи досить високі показники, що характеризують освіту. Проте освітні складові інтегральних індексів в основному відображають кількісні освітні характеристики, відтак часто спотворюють уявлення про дійсний стан ефективності освіти.

Однобічною є інтернаціоналізація національної вищої школи, що блокує розвиток. Серед 38 тис. іноземних студентів, які становлять 1,7 % від усього студентського контингенту і з-поміж яких домінують громадяни Китаю, Туркменістану, Росії, Індії, Йорданії (разом понад 45 %), лише одиничні представники розвинутих країн Західної Європи та Північної Америки. Наприклад, диспропорція в експорті та імпорті послуг вищої освіти у випадку Німеччини становить майже 200 разів не на користь України.

Активізації академічної мобільності в Україні сприятиме ухвалене Урядом Положення про порядок реалізації права на академічну мобільність [5].

Положення встановлює порядок організації програм академічної мобільності для учасників освітнього процесу вітчизняних вищих навчальних закладів (наукових установ) на території України чи поза її межами та учасників освітнього процесу іноземних вищих навчальних закладів (наукових установ) на території України.

Відповідно до положення право на академічну мобільність може бути реалізоване на підставі міжнародних договорів про співробітництво в галузі освіти та науки, міжнародних програм та проектів, договорів про співробітництво між вітчизняними вищими навчальними закладами (науковими установами) або їх основними структурними підрозділами, між вітчизняними та іноземними ВНЗ (науковими установами) та їх основними структурними підрозділами.

Окрім того, право на академічну мобільність може бути реалізоване вітчизняним учасником освітнього процесу з власної ініціативи за підтримки адміністрації вітчизняного ВНЗ (наукової установи), в якому він постійно навчається або працює, на основі індивідуальних запрошень.

Положенням визначено, що цілі, завдання та загальні правила забезпечення і реалізації права на академічну мобільність повинні відповідати основним принципам Спільної декларації міністрів освіти Європи «Європейський простір у сфері вищої освіти», вчиненої у м. Болоньї 19 червня 1999 р. (Болонська декларація) [2].

Положення затверджено відповідно до пункту 23 частини першої статті 13 Закону України «Про вищу освіту».

Нині діюча система вищої освіти знаходиться у стані трансформації. Зокрема, колишні заклади вищої освіти I – II рівнів акредитації повинні визначитися із подальшим розвитком: або повернутися до професійної освіти, або отримати ліцензію для здійснення освітньої діяльності на першому рівні вищої освіти (молодший бакалавр та/або бакалавр). До 2019 р. заклади вищої освіти можуть зберігати свої поточні статуси. Станом на 2015/16 навчальний рік функціонує 659 закладів вищої освіти. З них 525 державних і 134 приватних, що загалом мають студентський контингент 1,6 млн осіб. Нинішні 288 вищих навчальних закладів, які до 2014 р. Мали III – IV рівні акредитації, відповідно до нового Закону зберігають статус закладів вищої освіти. З них 208 є державними. Крім того, 371 (з яких 317 державних/комунальних) заклад вищої освіти мав I – II рівні акредитації (приблизно 90 із них мають шанс отримати статус закладу вищої освіти відповідно до нового закону). Середня чисельність студентів на 1 заклад III – IV рівнів акредитації, складає 4,8 тис. осіб (у приватних цей показник – близько 1,5 тис., муніципальних – понад 2 тис., державних – 6,3 тис.). Для закладів вищої освіти I – II рівнів акредитації середня чисельність студентів складає 620 осіб. Поточна структура системи вищої освіти повинна бути приведена у відповідність до нового Закону протягом 2014–2017 р.р.

П’ять університетів України входять до міжнародного рейтингу QS World University Rankings за 2015 р., з яких два належать до ТОП-500, а саме: Київський національний університет імені Тараса Шевченка та Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна. У 2015 р. зазначені університети також увійшли у Times Higher Education World University Rankings (позиції ТОП 601-800) [6].

Основним законодавчим актом, який повністю відповідає європейським зразкам і акцентований на євроінтеграцію є **Закон України «Про вищу освіту» 2014 року** (далі – Закон) [7]. Відповідно до положень Закону у вищій школі України реалізується комплекс конкретних заходів в контексті інтернаціоналізації вищої освіти.

Закон спрямований на реформування вітчизняної вищої школи, її інтеграцію у європейський і міжнародний освітній простір. Основні його положення направлені на підвищення рівня діяльності вищих навчальних закладів через надання їм академічної і фінансової автономії, модернізацію освітнього процесу за рахунок впровадження нових стандартів вищої освіти, розроблення на їх основі освітніх програм і в кінцевому результаті на підвищення якості вищої освіти.

Упроваджено Національну рамку кваліфікацій (далі – НРК) [8], приведено рівні та ступені вищої освіти у відповідність з кваліфікаційними рівнями НРК. Законом відповідно до НРК встановлено 9 кваліфікаційних рівнів, 5 з яких відносяться до вищої освіти.

Встановлено рівні вищої освіти: початковий рівень (короткий цикл), перший (бакалаврський), другий (магістерський), третій (освітньо-науковий), науковий та ступені вищої освіти: молодший бакалавр, бакалавр, магістр, доктор філософії, доктор наук, які відповідають 5 – 9 кваліфікаційним рівням НРК.

Затверджено новий перелік галузей знань і спеціальностей, за якими здійснюється підготовка здобувачів вищої освіти [9]. Замість 48 галузей знань, 144 напрямів та понад 500 спеціальностей попередніх переліків введено 29 галузей знань і 122 спеціальності. При цьому вищі навчальні заклади самостійно обирають спеціалізації, що дає їм можливість гнучко реагувати на потреби ринку праці.

Упроваджується стандарт вищої освіти (далі − СВО) як нормативний документ, що визначає вимоги до компетентностей майбутнього фахівця та нормативного змісту освіти.

СВО розробляються для кожного рівня і кожної спеціальності відповідно до НРК і визначають вимоги до освітньої програми: обсяг кредитів, необхідний для здобуття відповідного ступеня; перелік компетентностей випускника; нормативний зміст підготовки здобувачів вищої освіти; форми їх атестації; вимоги до наявності внутрішньої системи забезпечення якості. Логіка побудови СВО: компетентності − нормативний зміст освіти, що формує їх − система внутрішнього забезпечення якості освіти.

Стандарти вищої освіти базуються на компетентнісному підході та філософії визначення вимог до фахівця, закладеній в Болонському процесі та міжнародному Проекті Європейської Комісії «Гармонізація освітніх структур в Європі» (TUNING). Якщо раніше стандарт жорстко регламентував зміст навчання, то тепер усе вирішує сам навчальний заклад. Причому у стандарті потрібні не загальні рекомендації, а конкретні методики для кожної записаної у ньому компетентності. Тому під час розроблення стандартів вищої освіти значна увага приділяється проблемам оцінювання результатів навчання, вміння здобувачів вищої освіти виконувати ті чи інші стандартні дії.

Розроблено та впроваджено Додаток до диплома про вищу освіту Європейського зразка (Diploma Supplement), який надає можливість об'єктивної оцінки кваліфікації (ступеня) освіти, здобутої випускником вищого навчального закладу. Він містить розширену інформацію про отриману кваліфікацію та навчальні досягнення випускника, необхідну для забезпечення міжнародної зрозумілості та визнання отриманого випускником диплома про вищу освіту.

Розширюється автономія вищих навчальних закладів. Надання вищим навчальним закладам права самостійно розробляти і затверджувати освітні програми створило можливість гнучко реагувати на запити ринку праці, а виділення 25% навчального часу на вивчення дисциплін за вибором студента та збільшення часу на самостійну роботу за рахунок скорочення аудиторного навчання забезпечить більш повне врахування потреб студентства. Вирішенню останнього питання значною мірою сприяє передбачене Законом розширення ролі студентського самоврядування, у тому числі участь представників студентства у роботі вчених рад, які розглядають і затверджують освітні програми.

Скасована необхідність одержання грифа МОН (підтвердження про належну якість) на навчальні видання ВНЗ, такі як підручники та навчальні посібники.

ВНЗ та наукові установи одержать право самостійно присвоювати наукові ступені за підсумками захисту дисертацій, підготовлених за новими правилами здобуття звання доктора філософії.

ВНЗ самостійно здійснюють нострифікацію (визнання еквівалентності українським вимогам) дипломів своїх співробітників, студентів, аспірантів, докторантів, одержаних у закордонних закладах освіти.

Реалізуються системні заходи щодо підвищення якості вищої освіти.

Створено Національне агентство із забезпечення якості вищої освіти (далі – НАЗЯВО) [10], як постійно діючий колегіальний орган, уповноважений на реалізацію державної політики у сфері забезпечення якості вищої освіти. Створюється система зовнішнього забезпечення якості освітньої діяльності ВНЗ та якості вищої освіти та система внутрішнього забезпечення якості.

Завдання щодо підвищення якості вищої освіти сформульовані у проекті Стратегії реформування вищої освіти в Україні до 2020 року, в якому виділено окремий п. 3.2 «Створення системи забезпечення якості вищої освіти», де суттю реформи вищої освіти є створення системи забезпечення та постійного поліпшення якості вищої освіти, яка б враховувала кращі світові практики та слугувала б головною технологією досягнення відповідності освітньої системи вимогам і потребам суспільства та особистості.

Передбачається:

• створення системи забезпечення якості вищої освіти на національному, регіональному та локальному рівнях за участю державних, громадських та професійних організацій;

• залучення зовнішніх та внутрішніх стейкхолдерів (зацікавлені сторони) до розроблення нових нормативно-правових актів та методичних розробок, що здатні гарантувати стійке функціонування та розвиток системи забезпечення якості вищої освіти;

• апробація прозорої системи вступу на навчання за освітнім рівнем магістра на прикладі спеціальності 081 Право.

На підвищення якості освіти спрямоване введення нового Порядку призначення і виплати стипендій **[**11**]**. Дуже важливо, щоб академічні стипендії були справедливо розподілені за участю студентського самоврядування і дійсно стали інструментом мотивації для того, щоб краще вчитись.

Система внутрішнього забезпечення якості передбачає запобігання та виявлення академічного плагіату у наукових працях працівників вищих навчальних закладів і здобувачів вищої освіти.

Виконанню цього завдання сприятиме **створення та функціонування Національного репозитарію академічних текстів** універсальної за змістом загальнодержавної електронної бази, де накопичуватимуться, зберігатимуться, систематизуватимуться, піддаватимуться комплексному аналізу вітчизняні академічні тексти (наукового, науково–технічного та освітнього характеру) і до якої забезпечуватиметься вільний, безперешкодний віддалений доступ користувачів засобами інтернет–технологій, є одним із пріоритетів Міністерства.

Ефективне функціонування Національного репозитарію створить умови для підвищення рівня академічної доброчесності в освіті і науці та виявлення недоброчесних наукових, педагогічних, науково–педагогічних працівників та здобувачів вищої освіти. Крім того це дасть поштовх до створення нових критеріїв оцінювання якості досліджень та організації дослідницького процесу в вищих навчальних закладах та наукових установах, зокрема, щодо створення національної наукометричної системи.

Прогнози на 2 – 3 роки щодо стану вищої освіти (проект Середньострокового плану пріоритетних дій Уряду до 2020 року) [12].

У середньостроковій перспективі (до 2020 року) передбачається:

• підвищення рейтингових показників якості менеджмент–освіти — не менше як на п’ять позицій (за результатами Глобального індексу конкурентоспроможності Світового економічного форуму);

• входження (подання заявки на входження) Національного агентства забезпечення якості вищої освіти до Європейського реєстру агентств забезпечення якості вищої освіти.

• розроблення стандартів вищої освіти – протягом 2017 – 2018 р.р. До кінця 2017 р. планується затвердити 120 СВО бакалавра, 80 – магістра і 50 – доктора філософії;

• напрацювання методичної бази та надання практичної допомоги закладам вищої освіти у створенні системи внутрішнього забезпечення якості – 2017 – 2019 р.р.;

• створення Національного репозитарію, функціонування якого забезпечить підтримку академічної доброчесності у вищих навчальних закладах та наукових установах та сприятиме оптимізації узагальнення отриманого наукового результату. До кінця 2017 року буде оброблений і накопичений той матеріал, який знаходиться в сфері використання Українського інституту науково–технічної експертизи та інформації, впродовж 2018–2019 років має бути створена національна наукометрична система;

• вивчення питання щодо відмови державних ВНЗ від статусу бюджетної установи, що дасть їм змогу розширити можливості залучення та використання фінансових коштів із різних «нетрадиційних» джерел (спонсорська допомога, гранти, приватні інвестиції та ін.);

• забезпечення першочергового фінансування «сильних» українських ВНЗ, які мають потенціал входження до кола університетів–лідерів Східної Європи, за рахунок поступового зменшення державної підтримки ВНЗ, що надають нижчий рівень підготовки;

• уникнення конфлікту інтересів учасників акредитаційного процесу;

• залучення до роботи із зовнішнього забезпечення якості вищої освіти в Україні європейські незалежні агенції, висновки яких прийматиме НАЗЯВО;

• розширення можливості стажування вітчизняних молодих вчених у міжнародних освітніх та наукових інституціях з метою пошуку перспективних партнерств, роботи у спільних проектах тощо, стимулювання студентської мобільності та спрощення процедури зарахування отриманих кредитів ЄКТС [13].

Список літератури: 1. Harmonization of the architecture of the European higher education system (Sorbonne Declaration). Paris, Sorbonne, 25 May 1998. **2.** The European Higher Education Area. Joint Declaration of the European Ministers of Education (Bologna), Bologna, Italy, 19 June 1999. **3.** Болонський процес та нова парадигма вищої освіти: монографія / *Ю.М. Рашкевич*. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2014. – 168 с. **4.** Національна доповідь про стан і перспективи розвитку освіти в Україні (друге видання) / Нац. акад. пед. наук України ; [авт.: *В.П. Андрущенко, І.Д. Бех, М.І. Бурда* та ін.; редкол.: *В. Г. Кремень* (голова), *В. І. Луговий* (заст. голови), *В.М. Мадзігон* (заст. голови), *О.Я. Савченко* (заст. голови)] ; за заг. ред. *В. Г. Кременя*. — Київ : Педагогічна думка, 2011. — 304 с. **5.** Постанова КМУ від 12 серпня 2015 № 579 «Положення про порядок реалізації права на академічну мобільність». **6.** Національна доповідь про стан і перспективи розвитку освіти в Україні / Нац. акад. пед. наук України ; [редкол.: *В. Г. Кремень* (голова), *В. І. Луговий* (заст. голови), *А. М. Гуржій* (заст. голови), *О. Я. Савченко* (заст. голови)] ; за заг. ред. *В. Г. Кременя*. — Київ : Педагогічна думка, 2016. — 448 с. **7.** Закон України «Про вищу освіту», 1 липня 2014 р. №1556-VII. **8.** Постанова КМУ від 23.11.2011 р. № 1341 «Про затвердження національної рамки кваліфікації» **9.** Постанова КМУ від 29.04.2015 р. № 266 «Про затвердження переліку галузей знань і спеціальностей, за якими здійснюється підготовка здобувачів вищої освіти» **10.** Постанова КМУ від 15.04.2015 р. № 244 «Про утворення Національного агентства із забезпечення якості вищої освіти». **11.** Постанова КМУ від 12.07.2004 р. № 882 (в редакції постанови КМУ від 28.12.2016 № 1050 «Про Порядок призначення і виплати стипендій»). **12.** Проект Середньострокового плану пріоритетних дій Уряду до 2020 року. Урядовий портал. **13.** *Є. Ніколаєв, О. Длугопольський*. Реформа вищої освіти України: реалізація профільного закону в 2014 – 2016 рр. Резюме. // Програма РАДА: підзвітність, відповідальність, демократичне парламентське представництво, 2016. – 4с.

Bibliography (transliterated): 1. Harmonization of the architecture of the European higher education system (Sorbonne Declaration). Paris, Sorbonne, 25 May 1998. **2.** The European Higher Education Area. Joint Declaration of the European Ministers of Education (Bologna), Bologna, Italy, 19 June 1999. **3.** Bolonskiy propces ta nova paradigma vishoi osviti: monografiya / *Yu. M. Rashkevich*. – Lviv: Vidavnictvo Lvivskoyi polytechniky, 2014. – 168 Print. **4.** Nacionalna dopovid pro stan i perspektivi rozvitku osviti v Ukraini (druge vidannya) / Nac. acad. ped. nauk Ukraini; [avt. V. P. Andrushchenko, I. D. Bekh, M.I. Burda ta in.]; za zag. red. V. G. Kremenya — Kiev : Pedagogichna dumka, 2011. — 304 print. **5.** Postanova KMU vid 12 serpnya 2015 №579 “Polozhennya pro poryadok realizacii prava na akademichnu mobilnist”. **6.** Nacionalna dopovid pro stan i perspektivi rozvitku osviti v Ukraini (druge vidannya) / Nac. acad. ped. nauk Ukraini; [redkol. V. G. Kremen (golova), V.I. Lugoviy (zast. golovy), A.M. Gurzhiy (zast. golovy), O. Y. Savchenko (zast. golovy)]; za zag. red. V. G. Kremenya — Kiev : Pedagogichna dumka, 2016. — 448 print. **7.** Zakon Ukraini “Pro vishu osvitu”, 1 lipnya 2014 r. №1556-VII. **8.** Postanova KMU vid 23.11 2011 №1341 “Pro zatverdzhennya nacionalnoyi ramki kvalifikacii”. **9.** Postanova KMU vid 29.04 2015 №266 “Pro zatverdzhennya pereliku galuzey znan i specialnostey, za yakimi zdiysnuyetsya pidgotovka zdobuvachiv vishoyi osviti”. **10.** Postanova KMU vid 15.04 2015 №244 “Pro utvorennya Nacionalnogo agenctva iz zabezpechennya yakosti vishoi osviti”. **11.** Postanova KMU vid 12.07 2004 №882 (v redakcii postanovi KMU vid 28.12.2016 №1050 “Pro Poryadok priznachennya I viplati stipendiy”. **12.** Proekt Serenyostrokovogo planu prioritetnih diy Uryadu do 2020 roku. Uryadoviy portal. **13.** E. Nikolayev, O. Dlugopolskiy. Reforma vishoi osviti Ukraini: realizaciya profilnogo zakonu v 2014 – 2016 rr. Rezume.// Programa RADA: pidzvitnist, vidpovidalnist, demokratichne parlamentske predstavnictvo, 2016. – 4 Print.

Надійшла 23.05.2017

УДК 621.314

А. Ф. ЖАРКІН, чл.-кор. НАНУ, докт. техн. наук, заст. дир. з н.р., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
С. О. ПАЛАЧОВ, канд. техн. наук, наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
Т. Б. ШКЛЯР, канд. техн. наук, мол. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ.

ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ МІЖНАРОДНИХ ВИМОГ ЩОДО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ В НОРМАТИВНИХ ДОКУМЕНТАХ УКРАЇНИ

Угода про асоціацію між Україною та Європейським Союзом, яка була підписана в 2014 році, передбачає поступову інтеграцію економіки України до внутрішнього ринку ЄС. Важливою умовою для створення зони вільної торгівлі між Україною та ЄС є адаптація регуляторних норм України, в тому числі у галузі енергетики та приладобудування, до відповідних нормативних актів і стандартів ЄС. Для коректної практичної реалізації в нормативній базі України міжнародних вимог щодо забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) в розподільних мережах необхідно в першу чергу чітко зрозуміти систему загальних принципів, згідно з якими створювалися зазначені вимоги, що дозволить створити завершений комплекс нормативних документів в цій галузі замість набору документів різних відомств що існує зараз, які не зв’язані єдиною концепцією і тому іноді суперечать один одному.

Слід зазначити, що загальні принципи забезпечення ЕМС, які застосовуються в країнах ЄС, розроблені Міжнародною електротехнічною комісією (МЕК) з урахуванням позитивного досвіду практичного застосування в різних країнах відповідних національних правил забезпечення ЕМС. Також важливим є те, що зазначені принципи базуються на оптимальному (з точці зору мінімізації сукупних витрат) розподілі відповідальності за забезпечення ЕМС між енергопостачальною компанією і споживачами, обладнання яких спричиняє створення завад в розподільній мережі, а також на партнерських взаємовідношеннях між ними і розумінні необхідності їх спільних зусиль у вирішуванні проблем, що виникають.

Основні положення концепції щодо забезпечення ЕМС розподільних мережах визначено в стандартах і технічних звітах МЕК. Наприклад, у IEC 61000-1-1, розглянуто використання та тлумачення основоположних термінів. В даному технічному звіті вказано наступне:

– основний критерій оцінки дотримання ЕМС в електричній мережі базується на аналізі показників якості напруги електропостачання;

– емісія збурень від обладнання, яке підключено до електричної мережі, має бути нижчим рівня, що може спричинити неприпустиме погіршення роботи іншого обладнання в цьому оточенні;

– усе устаткування, що функціонує в електричній мережі, повинно мати достатню стійкість до рівня електромагнітних збурень, що, зазвичай, мають місце в цьому оточенні;

– для електричних мереж с контрольованим рівнем емісії завад норми показників якості напруги встановлюються на основі рівнів електромагнітної сумісності по кожному типу збурень.

Для розуміння базових принципів забезпечення ЕМС треба більш детально зупинитися на понятті рівня електромагнітної сумісності, оскільки його значення застосовується для практичного розрахунку граничних рівнів емісії завад від обладнання споживачів. Згідно з визначенням рівень сумісності – це встановлений рівень електромагнітного збурення, який використовують як базове значення для узгодження рівнів емісії завад та завадостійкості. Зазначений рівень збурень напруги електропостачання можна очікувати в розподільній електричній мережі з високою ймовірністю (впродовж не менш, ніж 95% від загального часу спостережень) за умов обмеження емісії збурень від навантаження споживачів на відповідному рівні.

Допустимі норми з сумарної емісії збурень від навантаження всіх споживачів, що підключено до конкретної розподільної електричної мережі, можна визначити на основі рівнів сумісності, якщо є дані щодо значень імпедансу мережі. Однак, для того, щоб встановити аналогічні норми для окремого споживача або навіть окремої одиниці його обладнання, необхідно визначити правила, згідно з якими загальний рівень емісії збурень для всієї мережі розподіляється між споживачами у вигляді допустимих квот, які враховують потужність навантаження споживача, кількість одиниць однотипного обладнання та ймовірність їх одночасної роботи.

Очевидно, що в умовах житлового і торгового секторів, а також виробничих зон з малим енергоспоживанням, коли до розподільних електричних мереж підключена велика кількість малопотужних споживачів з однотипним обладнанням, індивідуальний розрахунок вказаних квот на граничний рівень емісії завад в конкретному електромагнітному оточенні, а також проведення вимірювань з метою контролю за їх дотриманням є недоцільним. Тому для зазначених мереж низької напруги європейських країн, імпеданс яких з великою долею ймовірності є відомим, для малопотужного обладнання визначено уніфіковані значення граничних рівнів емісії завад, що базуються на певних припущеннях, які характерні для стандартної електромагнітної обстановки.

Розглянемо основні припущення. які враховувалися розробниками стандартів МЕК для визначення вимог до обладнання в умовах стандартного електромагнітного оточення:

© А.Ф. Жаркін, С.О. Палачов, Т.Б. Шкляр, 2017

– типова низьковольтна розподільна мережа живиться від трансформатора потужністю 500 кВА, базове значення імпедансу мережі відповідає даним, наведеним в Технічному звіті IEC/TR 60725 (отримано внаслідок статистичної обробки результатів досліджень характеристик існуючих мереж європейських країн);

– обладнання всіх споживачів не функціонує одночасно;

– обладнання, яке внаслідок свого функціонального призначення має найбільш високу ймовірність одночасної довготривалої роботи (прилади освітлення, комп'ютері, телевізори), не сконцентровано в одному місці, а рівномірно розподілено впродовж електричної мережі.

Враховуючи зазначені припущення, для кожної окремої одиниці низьковольтного обладнання, струм споживання якої не перевищує 16А на фазу, МЕК встановила обов'язкові вимоги до граничного рівня емісії двох типів кондуктивних збурень: гармонік струму і флікеру. Зазначені вимоги мають бути забезпечені конструкцією приладу на етапі його виробництва і підтверджені декларацією відповідності.

Слід підкреслити, що методика гармонізованих стандартів передбачає вимірювання характеристик пристрою не в умовах його підключення до реальної мережі, а в умовах живлення від джерела тестової напруги з чітко визначеними характеристиками форми кривої напруги і вихідного опору. Внаслідок цього значення рівнів емісії збурень, що отримані виробником під час тестових іспитів згідно з методикою стандартів МЕК, можуть суттєво відрізнятися від значень, що можуть мати місце в конкретному електромагнітному оточенні.

В той же час така методика МЕК забезпечує повторюваність та відтворюваність результатів випробувань. Завдяки зазначеної методиці контроль за тим, щоб обладнання малої потужності відповідало обов'язковим вимогам гармонізованих стандартів, мають здійснювати не енергопостачальні організації шляхом проведення складних вимірювань за місцем підключення пристроїв до мережі, а державні органи ринкового нагляду шляхом простої перевірки наявності у обладнання споживача декларації про відповідність суттєвим вимогам з ЕМС.

Треба мати на увазі, що дотримання норм з емісії завад від кожної окремої одиниці обладнання автоматично не означає забезпечення ЕМС у будь-якій конкретній електромагнітній обстановці, оскільки споживачі можуть мати різну кількість таких одиниць. Тому МЕК в технічному звіті IEC/TR 61000-3-14 рекомендує під час приєднання споживача до електричної мережі проводити процедуру оцінки забезпечення ЕМС, яка в залежності від потужності його обладнання може бути однією з трьох ступеней складності. У випадку, коли загальний споживаний струм всіх пристроїв споживача не перевищує 16А на фазу, а кожна окрема одиниця обладнання відповідає вимогам гармонізованих стандартів, МЕК рекомендує застосовувати першій ступінь процедури оцінки забезпечення ЕМС в стандартному електромагнітному оточенні (найбільш спрощений), яка базується на уніфікованих вимогах до кожної одиниці обладнання. Згідно з цією процедурою обладнання споживача, що відповідає зазначеним вимогам, може бути приєднано до будь-якої низьковольтної електричної мережі без обмежень і оцінки фактичного рівня емісії завад. У випадку погіршення показників якості напруги електропостачання в мережі цю проблему мають вирішувати не споживачі, а виключно електропостачальна компанія.

Для обладнання більшої потужності, коли споживаний струм перевищує 16А на фазу, принцип забезпечення ЕМС у стандартній електромагнітній обстановці і, відповідно, спрощена процедура оцінки забезпечення ЕМС не застосовується. Для кожної окремої одиниці низьковольтного обладнання, струм споживання якої не перевищує 75А на фазу, в гармонізованих стандартах наведено обов'язкові вимоги щодо гармонік струму і флікеру. Але на відміну від вимог до малопотужного обладнання зазначені вимоги враховують конкретну електромагнітну обстановку і визначаються в залежності від співвідношення потужності короткого замикання мережі і повної потужності пристрою. Тому в декларації про відповідність на такий пристрій має бути вказано значення потужності короткого замикання мережі, до якої він може бути підключений. Тільки за зазначених умов характеристики потужного пристрою будуть відповідати нормам гармонізованих стандартів.

Для повного дотримання принципів забезпечення ЕМС щодо низьковольтного обладнання зі струмом споживання від 16 до 75А на фазу недостатньо тільки перевірки наявності декларації про відповідність з боку державних органів ринкового нагляду. Необхідно також стежити за правомірністю підключення цих пристроїв у відповідності з обмеженнями щодо характеристик електричних мереж, які наведено в декларації. Такий контроль має здійснювати електропостачальна компанія. При цьому для всього обладнання споживача МЕК рекомендує застосовувати другий ступінь процедури оцінки забезпечення ЕМС в конкретному електромагнітному оточенні, який враховує характеристики електричної мережі. Для цього в кожній країні енергопостачальна компанія або національні органи регулювання в енергетиці мають встановити свої правила розподілу між окремими споживачами розрахованого допустимого загального рівня емісії завад в типовій електричній мережі у вигляді квот, а на їх основі визначити значення граничних норм для емісії завад від окремого споживача, оскільки зазначені правила і норми не встановлено міжнародними документами, що мають обов'язкову силу. В технічному звіті IEC/TR 61000-3-14 наведено рекомендації для розробки відповідних національних документів щодо норм з емісії трьох типів завад: небалансу напруг, гармонік струму і флікеру.

Для низьковольтного обладнання зі струмом споживання понад 75А на фазу МЕК рекомендує застосовувати виключно третій ступінь процедури оцінки забезпечення ЕМС, що не передбачає жодних стандартних вимог щодо емісії завад від обладнання, а враховує особливості електромагнітного оточення в конкретній електричній мережі і базується на розрахунку рівнів завад (показників якості напруги), які очікуються після підключення потужного споживача.

При цьому для досягнення ЕМС за взаємною домовленістю між споживачем і електропостачальною компанією може бути здійснено внесення змін в інфраструктуру електричної мережі з метою поліпшення її характеристик.

Розглянута вище багатоступенева система оцінки забезпечення ЕМС розповсюджується також і на мережі середньої напруги. На основі моніторингу характеристик європейських розподільних електричних мереж середньої напруги спеціалісти МЕК прийшли до висновку, що внаслідок значної відмінності в значеннях характеристик таких мереж неможливо розробити міжнародні стандарти для норм емісії завад відповідного обладнання. В той же час в межах окремої країни або її регіонів можна встановити базове значення імпедансу мережі середньої напруги. Тому оцінка забезпечення ЕМС під час підключення обладнання споживачів до мереж середньої напруги може бути проведена за принципами другого ступеня, тобто на основі розрахунку допустимого загального рівня емісії завад в типової електричній мережі середньої напруги з базовим значенням імпедансу, а також встановлених правил розподілу квот між окремими споживачами. В цьому випадку можливо застосування єдиних загальнодержавних або регіональних норм емісії завад від всього обладнання споживача, що суттєво спрощує оцінку забезпечення ЕМС.

Для потужного обладнання, що приєднується до мереж середньої напруги, але не відповідає умовам другого ступеня оцінки ЕМС, а також для будь-якого обладнання, що приєднується до мереж високої напруги має бути застосовано третя ступінь оцінки ЕМС. Зазначений ступінь оцінки є найбільш складним, оскільки передбачає вимірювання показників якості напруги і проведення індивідуальних розрахунків для конкретного електромагнітного оточення.

Таким чином, можна вважати, що МЕК розробила ефективну гнучку багатоступеневу систему забезпечення ЕМС в електричних мережах різного рівня напруг, яка враховує сучасний рівень розвитку техніки та вартість проведення відповідних заходів і пропонує оптимальну процедуру оцінки дотримання ЕМС для споживачів різної потужності. Слід зазначити, що частина положень розглянутих принципів, що наведено в стандартах і технічних звітах МЕК, має обов’язковий характер, а частина на даний час існує лише у вигляді рекомендацій МЕК для національних органів регулювання в енергетиці. Наприклад, безумовне дотримання вимог гармонізованих стандартів відносно емісії завад від кожної одиниці низьковольтного пристрою є обов’язковим для всіх країн ЄС, оскільки зазначену вимогу містить ЕМС Директива ЄС, яка забезпечує вільне пересування товарів в межах загального економічного простору. В той же час доцільність застосування в тому чи іншому об’ємі інших запропонованих МЕК принципів забезпечення ЕМС, зокрема, відносно контролю рівня емісії завад від всього обладнання споживача є прерогативою національних органів регулювання в енергетиці.

Розглянемо практичну реалізацію міжнародних вимог щодо забезпечення ЕМС в сучасних нормативних документах України в галузі енергетики.

У січні 2013 року Національна комісія, що здійснює державне регулювання у сфері енергетики (НКРЕ) своєю постановою №32 затвердила нові «Правила приєднання електроустановок до електричних мереж». В зазначених «Правилах» (як і у попередній їх редакції), не передбачено можливості енергопостачальній організації обмежити підключення установок споживачів на підставі порушення ними умов забезпечення ЕМС, оскільки на сьогодні жоден закон або Технічний регламент України не встановлює для них такого права.

У пункті 1.3 зазначених «Правил», як і в ст. 24 Закону України «Про електроенергетику наведено наступне:«Електропередавальна організація не має права відмовити в приєднанні до її мереж електроустановки замовника за умови дотримання ним вимог цих Правил». При цьому в зазначених «Правилах» не передбачена не тільки необхідність дотримання «замовником» граничних рівнів емісії зазначених вище типів збурень від апаратури, але і відсутня форма збору даних, які можуть дозволити енергопостачальній організації оцінити показники якості напруги, очікувані після підключення споживача. Крім того в «Правилах» не передбачено варіанти дій енергопостачальної організації в тому випадку, коли після підключення споживача показники якості напруги виявляться за межами допусків, встановлених стандартами. Таким чином, на даний час енергопостачальна організація зобов'язана підключити споживача до мережі, незважаючи на те, що рівень емісії завад від його апаратури може істотно погіршити показники якості напруги в мережі.

Питання, що стосуються забезпечення якості напруги електропостачання, розглядаються в «Правилах користування електричною енергією», які були затверджені постановою НКРЕ №28 від 31. 07. 96 р. У п. 1.9 зазначеного документу міститься вже відоме формулювання: «Постачальники електричної енергії за регульованим тарифом на закріпленій території не мають права відмовити споживачу або субспоживачу, електроустановки якого розташовані на цій території, в укладенні договору, за умови дотримання вимог законодавства України, зокрема цих Правил та інших нормативно-технічних документів». Оскільки законодавством України не передбачена вимога дотримання споживачем граничних норм емісії збурень від усього обладнання в цілому, то НКРЕ самостійно, без посилання на відповідний законодавчий акт не може встановити таку вимогу. Проте, в п. 7 цих «Правил» серед умов відключення споживача від електропостачання є умови відключення: «у разі… зниження показників якості електричної енергії з вини споживача до величин, які порушують нормальне функціонування електроустановок електропередавальної організації та інших споживачів». В результаті даний пункт є спірним з двох причин. По-перше, він не спирається на діючу норму будь-якого закону України або Технічного регламенту, затвердженого Кабінетом міністрів. По-друге, цей пункт не враховує той факт, що внесення в електричну мережу збурень у вигляді гармонік, несиметрії і флуктуації напруги, що в тій чи іншій мірі погіршує показники якості напруги, є наслідком підключення будь-якого сучасного електронного обладнання.

Тому для споживачів має бути встановлено кількісні критерії допустимих рівнів збурень. Тільки у випадку, коли обладнання споживача створює збурення, що перевищують встановлені норми, споживач може бути названим відповідальним за погіршення якості напруги і відключеним від енергоспоживання.

В сучасних умовах можлива така ситуація, коли кілька потужних споживачів з однаковим рівнем емісії збурень по черзі подають заявку на підключення до мережі. Після підключення чергового споживача якість напруги в мережі знижується до неприйнятного рівня. Згідно зі згаданим пунктом «Правил», відповідальність за це погіршення покладається на останнього за часом підключення споживача, який наодинці повинен брати на себе витрати по забезпеченню необхідних показників якості напруги. Для усунення такої ситуації в країнах Європи, зазвичай, діє правило рівних квот на емісію збурень від потужних споживачів, що становить не більше ¼ від загального рівня завад для конкретної електричної мережі.

Єдиним на сьогодні робочим правовим механізмом в Україні, який обмежує рівень емісії збурень від апаратури в електричну мережу, є застосування Технічного регламенту з електромагнітної сумісності обладнання, остання редакція якого прийнята постановою Кабінету Міністрів України від 16 грудня 2015 р. № 1077. Даний документ, який розроблено з урахуванням останньої редакції європейської ЕМС Директиви 2014/30/ЄС, встановлює вимоги до обладнання з метою забезпечення належного рівня електромагнітної сумісності, а саме: «обладнання може бути надано на ринку та/або введено в експлуатацію тільки в разі, коли воно відповідає вимогам цього Технічного регламенту за умови належного встановлення, обслуговування та використання за призначенням». Зазначений регламент також встановлює так звану презумпцію відповідності, тобто дозволяє застосовувати національні стандарти, що є ідентичними гармонізованим європейським стандартам, для доказу відповідності суттєвим вимогам даного Технічного регламенту з ЕМС.

Перелік вказаних стандартів затверджено наказом Міністерства економічного розвитку і торгівлі України від 17 грудня 2012 року № 1430. Органами ринкового нагляду України повинні перевірятися всі пристрої, що призначено для підключення до електричних мереж низької напруги, на наявність декларації відповідності вимогам з ЕМС. Правовим актом, що забезпечує обов'язкове дотримання вимог Технічного регламенту з ЕМС є Закон України «Про державний ринковий нагляд і контроль нехарчової продукції» від 02.12.2010 р. № 2736-VI.

Застосування вимог Технічного регламенту України по ЕМС є необхідною, але не достатньою мірою для обмеження емісії збурень в електричних мережах, оскільки, по-перше, дія норм стандартів зі згаданого переліку поширюються не на сумарне значення емісії збурень від всього одночасно працюючого обладнання споживача, а тільки на кожну одиницю окремо. По-друге, презумпція відповідності не охоплює великі категорії апаратури, що суттєво впливають на забезпечення ЕМС, а саме низьковольтну апаратуру з споживаним струмом більше 75 А на фазу і апаратуру, призначену для підключення до мереж середньої і високої напруги, для яких відсутні міжнародні гармонізовані стандарти.

Слід зазначити, що остання редакція зазначеного документу містить наступне неоднозначне формулювання: «надання на ринку та/або введення в експлуатацію на території України обладнання, що відповідає вимогам цього Технічного регламенту, не може бути заборонено або обмежено з причин, пов'язаних з електромагнітною сумісністю». Це положення можна сприйняти таким чином, що електропостачальна організація не може заборонити підключення споживача з великою кількістю обладнання, що в сумі створює неприпустимі завади, якщо кожна одиниця окремо має декларацію про відповідність вимогам з ЕМС. Таке тлумачення положення не відповідає основним принципам забезпечення ЕМС і не є дослівним перекладом відповідного положення тексту Директиви 2014/30/ЄС. Якщо порівняти зазначене формулювання з положенням п. 6 Технічного регламенту з ЕМС Великобританії від 2016 року, який розроблений на базі тій ж самої Директиви, то можна побачити відмінність. Документ Великобританії говорить тільки про те, що ніякі положення вказаного регламенту не перешкоджають розміщенню на ринку країни та введенню в дію обладнання, що відповідає суттєвим вимогам, які наведено в частині 2: «nothing in these Regulations prevents the making available on the market, or the putting into service in the United Kingdom, of equipment which is in conformity with Part 2 when the equipment is properly installed, maintained and used for its intended purpose». В той же час у Великобританії інший Технічний регламент з безпеки, якості та безперервності електропостачання №2665 від 2002 року допускає відмову в підключенні або навіть відключення споживача саме з причин недотримання вимог з ЕМС, що створює правову основу для взаємовідношень між споживачами і електропостачальною організацією в части забезпечення дотримання вимог з емісії завад.

Висновки. На даний час в нормативних документах України знайшла відображення лише мала частина міжнародних принципів забезпечення ЕМС, яка стосується тільки низьковольтного обладнання малої потужності і базується на застосуванні гармонізованих стандартів зі списку до Технічного регламенту з ЕМС. Тому нормативна база України в галузі енергетики потрібує подальшого вдосконалення. Для більш повної практичної реалізації відповідних міжнародних вимог має бути встановлено законом або Технічним регламентом право електропостачальної організації на відмову в підключенні споживача у випадку недотримання їм вимог з ЕМС. Крім того в документах, що встановлюють правила приєднання споживачів до електричних мереж, треба передбачити триступеневу систему оцінки забезпечення ЕМС. Для цього необхідно визначити норми з емісії завад кожного споживача, що приєднується до мереж низької та середньої напруги з урахуванням потужності його обладнання і потужності короткого замикання мережі.

Надійшла 11.05.2017

УДК 62-83:629.584

С. М. ВОЛЯНСЬКИЙ, канд. техн. наук, доц., Національний університет кораблебудування, Миколаїв.

КОНЦЕПЦІЯ СТВОРЕННЯ БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИХ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНИХ НАВЧАЛЬНО–ЛАБОРАТОРНИХ КОМПЛЕКСІВ ДЛЯ ПІДГОТОВКИ СТУДЕНТІВ ТЕХНІЧНИХ СПЕЦІАЛЬНОСТЕЙ

Вступ. В умовах глобалізації світової економіки особливого значення набувають такі якості працівників, як професіоналізм, компетентність, творча активність, здатність навчатися протягом всього життя. Тому пошуки ефективних шляхів підвищення якості навчального процесу, реалізація програми комплексної професійної підготовки конкурентоспроможного фахівця усе більше привертають увагу викладачів, науковців, роботодавців.

Сучасна програма вивчення дисциплін технічного напрямку вимагає глибоких і системних знань студентів. Вивчення таких дисциплін на вербальному рівні не створює правильного уявлення про об'єкти або про явища, які вивчаються. Тому важливою задачею викладача спецдисциплін є використання в навчальному процесі наочних засобів навчання, а одним з пріоритетних напрямків розвитку сучасної вищої освіти є використання в процесі викладання дисциплін, у тому числі і технічного напрямку, інноваційних форм і ресурсозберігаючих технологій, які дозволяють активізувати пізнавальну діяльність студентів, підвищити засвоєння матеріалу і тим самим забезпечити усебічну якісну підготовку фахівців, стимулювати їх на наукові пошуки, здобутки, дати змогу отримати необхідний практичний досвід [1].

Постановка задачі. Визначальна особливість технічної освіти – необхідність організації і проведення лабораторних практикумів із застосуванням реального дослідницького обладнання. Незважаючи на кризу вищої освіти України, застарілість, а в деяких випадках відсутність лабораторного обладнання і комп'ютерної техніки, недостатні матеріальні ресурси вищих навчальних закладів (ВНЗ), відсутність мотивації викладацького складу, намітилась позитивна тенденція вирішення такої актуальної задачі, як проектування і впровадження у навчальний процес студентів технічних спеціальностей ВНЗ багатофункціональних комп'ютеризованих навчально-лабораторних комплексів (БКНЛК), до складу яких входять лабораторні практикуми віртуального рівня, стенди – імітатори роботи реальних динамічних об'єктів та систем, комп'ютерні тренажери. Використання подібних засобів навчання забезпечує виконання одного із фундаментальних принципів дидактики – принципу зв'язку теорії та практики.

Матеріали дослідження. Лабораторний практикум – це потенційно найбільш значимий і результативний компонент природничо–наукової, загальної професійної та спеціальної підготовки в області техніки і технологій, призначений для придбання навичок роботи на реальному обладнанні, з аналогами якого майбутньому фахівцю, можливо, доведеться мати справу в своїй практичній діяльності. Лабораторний практикум проводиться в спеціалізованих навчальних лабораторіях.

Освітні задачі лабораторного практикуму наступні [2].

1. Практичне закріплення отриманих теоретичних знань.
2. Набуття навичок самостійної роботи з реальним обладнанням.
3. Планування і постановка інженерного експерименту.
4. Вибір обладнання для проведення експерименту.
5. Обробка і пояснення результатів експерименту
6. Зіставлення результатів теоретичного аналізу з експериментальними даними.

Однак, сьогодні практично відсутній державний контроль і атестація лабораторного обладнання, що використовується в різних навчальних закладах, не регламентована змістовна частина лабораторного практикуму. Тому вибір його об'єктів і визначення змісту лабораторного практикуму часто відбувається без урахування реальних потреб навчального процесу. Крім того, не маючи достатньої фінансової підтримки, ВНЗ часто замість необхідного розширення номенклатури об'єктів, що досліджуються (особливо, складних об'єктів, які, перш за все і вимагають експериментального вивчення), йдуть шляхом заповнення відведеного лабораторного часу рутинними операціями. Все це не сприяє проведенню поглибленого дослідження об'єкта, а обмежується вивченням технології отримання експериментальних даних, способів обробки отриманих результатів та побудови залежностей, забирає багато часу, але нічого не додає в пізнанні об'єкта дослідження.

Іноді у ВНЗ в якості навчальних стендів використовують лабораторне обладнання, що залишилося після захисту кандидатських і докторських дисертацій. Само по собі це не викликає заперечень, проте таке обладнання мало придатне для вирішення навчальних задач. Як правило, воно орієнтоване не на вивчення широкого спектра загальноосвітніх задач, а на поглиблене вивчення вузькопрофільної задачі, що становить науковий зміст дисертаційної роботи.

Деякі технічні навчальні заклади отримують в якості лабораторного списане обладнання профільних підприємств і самостійно доопрацьовують його для використання в навчальному процесі. Ряд навчальних закладів за спонсорської підтримки набуває фрагменти і навіть функціонально завершені навчальні лабораторії

© С.М. Волянський, 2017

закордонних фірм. Але зазвичай підприємства–виробники спеціалізованих лабораторних стендів не можуть забезпечити всієї номенклатури спецдисциплін і тому зосереджуються на розробці лабораторного обладнання переважно для загальноосвітніх дисциплін (фізика, хімія, механіка і т. ін.).

В залежності від способів реалізації розрізняють наступні типи лабораторних стендів.

Спеціалізовані лабораторні стенди (стенди першого покоління), які являють собою сукупність приладів, джерел живлення, джерел тестування сигналів, виконавчих механізмів, технологічних пристосувань для кріплення, навантаження тощо, відібраних спеціально для дослідження конкретного і єдиного об'єкта вивчення.

Як правило, на стендах першого покоління використовуються стрілочні вимірювальні прилади і найпростіші ручні засоби керування об'єктом (реостати, лабораторні автотрансформатори (ЛАТР), контактори). Такий примітивний за сьогоднішніми мірками арсенал не дозволяє ставити серйозних дослідницьких задач. Навчання зводиться до зняття статичних характеристик, причому основна увага приділяється технології отримання експериментальних даних і подальшої їх «ручний» обробці.

Універсальні лабораторні стенди (стенди другого покоління), на відміну від спеціалізованих стендів, призначені для дослідження групи змінних об'єктів вивчення. Такі стенди містять інваріантну (загальну для всіх об'єктів) частину (вимірювальні прилади, джерела сигналів, блоки живлення і т. д.) і спеціальне обладнання, що призначено для кожного змінного об'єкта (сам змінний об'єкт, спеціальні пристосування, виконавчі механізми та ін.). На цих стендах, як правило, використовуються універсальні цифрові вимірювальні прилади, осцилографи, а також більш досконалі засоби керування у вигляді напівпровідникових регуляторів, напівавтоматичних виконавчих механізмів і т. д. Більш досконалий арсенал лабораторних засобів дозволяє звільнити студентів від ряду рутинних операцій і направити їх зусилля на вивчення змістовної частини досліджуваних фізичних процесів.

Автоматизовані лабораторні стенди (стенди третього покоління) є принциповим кроком уперед, оскільки на цьому етапі в складі лабораторного обладнання вперше з’являються інтелектуальні засоби обробки даних і багатоканального керування об'єктом в реальному часі проведення експерименту. Подібні стенди перетворилися в автоматизовані робочі місця (АРМ), що містять керуючу обчислювальну машину (КОМ) та внутрішнє обладнання її сполучення з об'єктом (ОСО). У більшості випадків вимірювальні прилади відсутні. Їх функції виконують датчики відповідного типу, підключені до вхідних каналів ОСО, виконані у вигляді набору стандартних модулів сполучення (комутаторів вхідних каналів, лічильників імпульсів, вхідних регістрів, аналого-цифрових перетворювачів і т.д.). Керування об'єктом передається КОМ і реалізується виконавчими механізмами через вихідні модулі ОСО (цифро–аналогові перетворювачі, програмовані таймери, вихідні регістри і т.д.).

Лабораторні стенди віддаленого колективного доступу (стенди четвертого покоління) – це наступний крок до розвитку попереднього покоління. Технічно суть зводиться до покладення на автоматизовані лабораторні стенди третього покоління додаткових функцій сервера віддаленого доступу. У цьому випадку відкривається можливість колективного доступу до одного лабораторному стенду багатьох користувачів по комп'ютерних мережах практично без обмеження відстаней.

Зрозуміло, що лабораторний практикум представляє собою лише одну із складових частин навчальної дисципліни, а віддалені користувачі повинні отримати всі її узгоджені складові, причому бажано без розриву в часі й не переміщаючись у просторі. Отже, лабораторне обладнання четвертого покоління найбільш доцільно використовувати у складі багатофункціональних комп’ютеризованих навчально–лабораторних комплексів, які мають можливість надання повного комплексу освітніх послуг за обраною навчальною дисципліною.

Можливості багатофункціонального комп’ютеризованого навчально–лабораторного комплексу:

– багатоканальний синхронний моніторинг динамічних процесів, що дозволяє проводити одночасний за часом контроль і запам'ятовування миттєвих значень багатьох параметрів; строгий математичний аналіз взаємного впливу контрольованих параметрів (кореляційний аналіз); повний енергетичний аналіз в багатофазних системах; розрахунок непрямих параметрів, які або складно, або недоцільно з економічних міркувань вимірювати безпосередньо;

– пошук оптимальних алгоритмів керування об'єктом. При керуванні складними технічними системами в даний час використовуються досить складні алгоритми – підлеглі, модальні, векторні, адаптивні. Значна частина означених алгоритмів відноситься до числа інтелектуальних і вимагає для своєї реалізації значних обчислювальних ресурсів, але при цьому може реалізовувати будь нелінійний алгоритм керування; працювати в умовах неточного опису об'єкта керування (а для нейронної мережі – і при відсутності опису), створювати «м'яку» адаптацію при нестабільності параметрів об'єкта керування;

– ідентифікація структури і параметрів математичних моделей об'єкта вивчення;

– діагностика та прогнозування технічного стану об'єкта [3].

Сьогодні в Україні у ВНЗ технічного профілю намітилась тенденція підвищення рівня оснащення лабораторної бази за рахунок придбання готових або розробки і конструювання власних автоматизованих лабораторних стендів третього покоління. Відомими підприємствами по виробництву такого спеціалізованого лабораторного обладнання є НП «НТП «Центр» (м. Могильов, Беларусь), ТОВ «OPTIMUS INDUSTRY» (м. Ташкент, Узбекистан), Ekedos Ltd. (м. Торонто, Канада, Нігерія), ТОВ «Інтелектуальні промислові системи» (м. Одеса, Україна), ТОВ «Еталон–Прибор» (м. Харків, Україна) та ін. Основним принципом роботи означених віще компаній є впровадження наукових інновацій в освіту. При виготовлення навчального обладнання використовуються сучасні елементи і матеріали (рис. 1) [4].

Рисунок 1 – Спеціалізовані лабораторні стенди НП «НТП «Центр»

Так, Інститутом прикладної електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» за державним замовленням (договір № ДЗ/472-2011 від 29.09.2011, строк виконання роботи 2011–2012 рр., науковий керівник – академік НАН України Ю. І. Якименко, відповідальний виконавець – доцент А. Т. Орлов) виконана розробка «Електронна цифрова лабораторія для викладання науково-природничих та біомедичних дисциплін у навчальних закладах I–IV рівнів акредитації» [5]. Виготовлено експериментальний зразок електронної лабораторії, який містить низку датчиків фізичних величин, пристрій збору даних, програмне забезпечення, створено документацію користувача та методичні рекомендації з розробки нових лабораторних робіт (рис. 2).

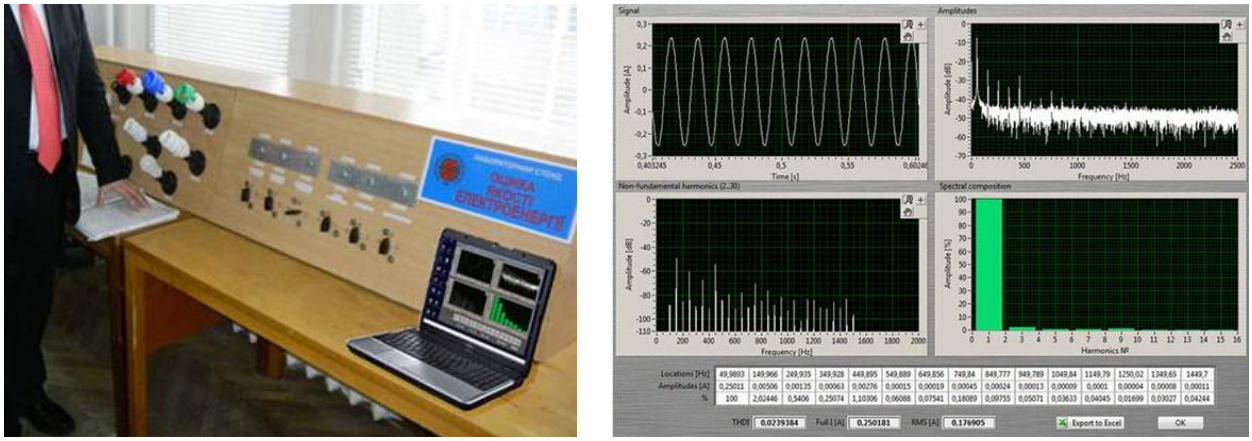


Рисунок 2 – Електронна лабораторія для вивчення дисципліни
«Системи силової електроніки в електроенергетиці»

Багатофункціональний лабораторний стенд відноситься до стендів третього покоління, керується за допомогою комп'ютера і містить пристрої його з'єднання (інтерфейси) з об'єктом вивчення. Функції вимірювальних приладів виконують сенсори струму трансформаторного типу, які підключені до вхідних каналів пристроїв з'єднання. Далі дані передаються до комп'ютера, з якого відбувається керування об'єктом. Сформовані сигнали керування надходять на виконавчі механізми через вихідні модулі пристроїв з'єднання з об'єктами (цифро-аналогові перетворювачі).

За допомогою розробленого багатофункціонального стенду можна визначити наступні параметри мережі: спектральний склад і форму струму, амплітудні та діючі значення струмів, форму хвилі струмів, коефіцієнт форми, зміну струму в часі, частоту мережі, амплітудні значення гармонік струму, гармонічні спотворення. Додатковою перевагою лабораторного стенду є те, що студенти набувають практичних навичок роботи з сучасним програмним забезпеченням відкритої платформи LabView компанії National Instruments.

На кафедрі систем автоматизованого управління електроприводами Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського реалізована концепція проектування і створення малогабаритних лабораторних комплексів для дослідження системи керування електроприводу (ЕП), елементів автоматизованого електроприводу та силової перетворювальної техніки [6]. Це є ефективним рішенням при оновленні лабораторної базі згідно із сучасними умовами. Але проведений аналіз показав, що лабораторне обладнання наведених вище прикладів не достатньо забезпечує виконання пріоритетних задач сучасної вищої освіти.

На кафедрі електрообладнання суден та інформаційної безпеки Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова у рамках проекту по впровадженню інноваційних форм і технологій в навчальних

закладах Міністерства освіти і науки України, створено багатофункціональний комп'ютеризований навчально-лабораторний комплекс, оснащений сучасними навчальними та навчально–дослідницькими лабораторними стендами та термінальним комп'ютерним класом. На базі комплексу можна проводити повний курс лабораторних і практичних робіт з ряду спецдисциплін, а саме «Теорія електроприводу», «Елементи автоматизованого електроприводу», «Системи автоматизованого управління електроприводами», «Силові перетворювачі електромеханічних систем» та ін. для студентів денної і заочної (дистанційної) форм навчання.

Лабораторний стенд НТЦ–02.000 дозволяє досліджувати схеми керування електродвигуном постійного струму та асинхронним двигуном. На базі стенда можна виконати 13 лабораторних робіт. Вбудована в стенд система керування дозволяє не тільки проводити вимірювання і забезпечувати зв'язок з комп'ютером, але і реалізує керування інтелектуальними силовими модулями, пристроями комутації, цифровою індикацією.

Метрологічно–атестований навчально–дослідницький лабораторний засіб «Стенд випробувальний СВ–1» призначений для дослідження ефективності систем керування електроприводами постійного та змінного струму, дозволяє проводити експериментальні дослідження з необхідною точністю [7].

Основним завданням термінального комп'ютерного класу є підвищення ефективності роботи студентів шляхом візуалізації і інтеграції навчального процесу. Так, наприклад, у рамках вивчення дисципліни «Судновий автоматизований електропривод» термінальний комп'ютерний клас дає можливість проводити моделювання в реальному часі роботи електроприводів, що забезпечують надійну роботу судна (електроприводи якірно–швартового пристрою, кермового пристрою, електроприводи вантажопідйомних і допоміжних механізмів) за допомогою спеціалізованого програмного забезпечення. Всі ці функціональні можливості використовуються при курсовому й дипломному проектуванні.

Крім того, розроблено навчально–методичне забезпечення: комплект технічної документації на лабораторний стенд, методичні вказівки щодо виконання лабораторних робіт, програмне забезпечення, а саме програма тестування студентів для допуску до лабораторних робіт. В процесі тестування перевіряються як теоретичні знання, так і знання змісту виконуваної лабораторної роботи. В результаті тестування студент отримує оцінку знань.

Висновки. 1. В результаті огляду пріоритетних напрямків розвитку сучасної вищої освіти виявлено, що найважливішу роль у підготовці фахівців із технічних спеціальностей відіграє лабораторний практикум із застосуванням реального інноваційного дослідницького обладнання. **2**. Проведений аналіз сучасного стану лабораторної бази вищих навчальних закладів технічного профілю показав, що в більшості ВНЗ використовується застаріле обладнання або лабораторні стенди максимум третього покоління. **3.** Запропонована концепція створення багатофункціональних комп'ютеризованих навчально-лабораторних комплексів, в основі яких лежить використання інноваційних і ресурсозберігаючих технологій. Такі комплекси дають змогу надавати повний комплекс освітніх послуг за обраною навчальною дисципліною як очно, так і дистанційно. **4.** Показані можливості роботи діючого зразка багатофункціонального комплексу. Рішення цієї складної задачі дозволило підвищити можливості для покращення якості та ефективності навчального процесу.

Список літератури: **1.** Кузіков Б. О. Співвідношення понять індивідуалізованого, персоналізованого та адаптивного навчання в навчальних системах / Б. О. Кузіков // Образование и виртуальность: сб. тр. Междунар. конф. Украинской ассоциации дистанционного образования. – Харьков–Ялта, 2009. – С. 84–91. **2.** Маслов С. И. Информатизация образования: направления, средства, технологии / С. И. Маслов. – М. : Изд-во МЭИ, 2004. – 387 с. **3.** Калинов А. П. Универсальное учебно- исследовательское оборудование для электромеханических лабораторий / А. П. Калинов, А И. Гладырь // Щокварт. наук.- виробнич. журнал «Електромеханічні і енергозберігаючі системи». – Вип. 1. – Кременчук: КДПУ, 2007. – С. 14–19. **4**. Специализированные лабораторные стенды «Электропривод и преобразовательная техника» // Официальный сайт УП «НТП «Центр» [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://ntpcentr.com/ru/catalog. **5.** Факультет електроніки НТУУ «КПІ» ім. Ігоря Сікорського// Офіційний сайт НТУУ «КПІ» ім. Ігоря Сікорського [Електронний ресурс] – Режим доступу: http://fel.kpi.ua/index. **6.** Прітченко О. В. Використання дрібномасштабних фізичних моделей для дослідження систем керування електроприводами / О. В. Прітченко, А. П. Калінов, В. О. Мельников // Вісн. Кременч. держ. ун-ту ім. Михайла Остроградського. – Кременчук: КДУ, 2010. – Вип. 4/2010 (62). – Ч. 1. – С. 184–188. **7.** Volyanska Ya. Development of specialized modeling complex to study control systems of movable maritime objects /Ya. Volyanska, S. Volyanskiy // Eastern-European journal of enterprise technologies. – 2017. – № 1/9 (85). – С. 26–33.

Bibliography (transliterated): **1.** Kuzikov B. O. "Spivvidnoshennya ponyat' individualizovanogo, personalizovanogo ta adaptivnogo navchannya v navchal'nih sistemah." Obrazovanie i virtual'nost': sb. tr. Mezhdunar. konf. Ukrainskoj associacii distancionnogo obrazovaniya. Har'kov–Yalta, 2009. Pp. 84–91. Print. **2.** Maslov S. I. Informatizaciya obrazovaniya: napravleniya, sredstva, tekhnologii. – Moskow. : Izd-vo MEHI, 2004. 387 p. Print. **3.** Kalinov A. P., Gladyr' A I. "Universal'noe uchebno-issledovatel'skoe oborudovanie dlya ehlektromekhanicheskih laboratorij." Shchokvart. nauk.- virobnich. zhurnal «Elektromekhanichni i energozberigayuchi sistemi». № 1. Kremenchuk: KDPU, 2007. Pp. 14–19. Print. **4.** Specializirovannye laboratornye stendy «Ehlektroprivod i preobrazovatel'naya tekhnika» // Oficial'nyj sajt UP «NTP «Centr» [Ehlektronnyj resurs] – Rezhim dostupa: http://ntpcentr.com/ru/catalog. **5.** Fakul'tet elektroniki NTUU «KPI» im. Igorya Sikors'kogo// Oficijnij sajt NTUU «KPI» im. Igorya Sikors'kogo [Elektronnij resurs] – Rezhim dostupu: http://fel.kpi.ua/index. **6.** Pritchenko O. V., Kalinov A. P., Mel'nikov V. O. "Vikoristannya dribnomasshtabnih fizichnih modelej dlya doslidzhennya sistem keruvannya elektroprivodami." Visn. Kremench. derzh. un-tu im. Mihajla Ostrograds'kogo. Kremenchuk: KDU, 2010. № 4/2010 (62). Ch. 1. Pp. 184–188. Print. **7.** Volyanska Ya., Volyanskiy S. "Development of specialized modeling complex to study control systems of movable maritime objects." Eastern-European journal of enterprise technologies. 2017. № 1/9 (85). Pp. 26–33. Print.

Надійшла 23.05.2017

УДК 621.311

Б. М. ЧУНАШВИЛИ, докт. техн. наук, проф., Грузинский технический университет, Тбилиси;
М. И. КОБАЛИЯ, канд. техн. наук, проф., Грузинский технический университет, Тбилиси;
А. М. ПЕТРОСЯН, акад. доктор, асоцир. проф., Грузинский технический университет, Тбилиси;
А. ДЖ. ГВИМРАДЗЕ, докторант, ассистент, Грузинский технический университет, Тбилиси.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ПРИ АСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

Введение.

Уменьшение потерь в элементах сети электроснабжения и в присоединенных к ней электротехнологических установках и комплексах (ЭТУК), а так же повышение их энергетических показателей, на сегодняшний день является одной из самых актуальных проблем [1]. Надо отметить, что основным ресурсом понижения потерь электроэнергии является полное освобождение сети от прохождения реактивной мощности путем ее компенсации [2]. В свою очередь, определение величины генерируемой реактивной мощности компенсационной установкой и ее управление, в отдельных случаях, требует иного подхода.

Материалы исследования.

Мощности ступеней компенсации для повышения коэффициента реактивной мощности электропотребителей, как правило, определяется по получасовым суточным графикам реактивной мощности, а при проектировании новой сети – по диаграмме нагрузок, основанной на технологическом процессе электроприемников [1]. В свою очередь, для электропотребителей находящихся в эксплуатации, графики нагрузок определяется по показаниям со счетчиков активной и реактивной энергии [2]. В обоих случаях ступени графиков нагрузки представляют собой суммарную трехфазную нагрузку и не учитывают асимметрию реактивной нагрузки между фазами.

Важно отметить, что на II и III уровнях сети электроснабжения, подсоединенные к шинам распределительных устройств ЭТУК, как правило, характеризуются особыми режимами работы. Следовательно, ЭТУК по коэффициенту реактивной мощности можно разделить на три основные группы:

1. ЭТУК, обладающие чисто активной нагрузкой (печи нагрева сопротивлением, нагревательные установки и т.д.), коэффициент мощности которых $0{,}9 \le \cos\varphi \le 1{,}0$;

2. ЭТУК, обладающие смешанными нагрузками (индивидуальные и групповые асинхронные электроприводы, производственные линии и т.д.), коэффициент мощности которых $0{,}65 \le \cos\varphi \le 0{,}9$;

3. ЭТУК с ярко выраженной реактивной нагрузкой (индуктивные печи и установки дуговой сварки) коэффициент мощности которых $\cos\varphi \le 0{,}65$.

Стоит отметить, что большинство электротехнологических установок большой мощности и с существенно низким коэффициентом мощности (плавильные индукционные печи канального и тигельного типа, установки дуговой сварки переменного тока, плазменные установки и т.д.) производятся одно и двухфазного исполнения [3] и они представляют собой асимметричную нагрузку для сети.

Для достижения результатов было определено среднее значение коэффициента реактивной мощности. Следовательно, были построены графики нагрузок на основании статистических данных распределительных компаний, полученных с отходящих линий распределительных устройств сети электроснабжения напряжением 0,4÷10 кВ. Соответственно был исследован уровень асимметрии тех фидеров от которых питаются электропотребители большой мощности и низким коэффициентом мощности. Проведенные практические исследования показали, что разница реактивных нагрузок между отдельными фазами линейных ячеек распределительных устройств низкого (0,4 кВ) и среднего (6/10 кВ) напряжения в среднем достигает 30÷35%, а ряде случаев и 60%.

Для оценки асимметричности реактивной нагрузки введем коэффициент участия фазной нагрузки в компенсируемой мощности:

$$k_i = \frac{Q_\Sigma}{3Q_{\phi i}} \ ,$$

где Q_Σ и $Q_{\phi i}$ суммарная трехфазная и однофазная реактивная нагрузки соответственно, кВАр.

Упомянутый метод может быть использован для определения общей асимметрии заранее. Но для определения и оценки воздействия асимметрии на элементы сети необходимо определить каждую отдельную составляющую асимметричной системы.

На примере типового распределительного устройства (РУ) были проведены исследования для полноценной оценки уровня асимметрии. В частности, было взято РУ напряжением 0,4 кВ (Рис. 1).

К шинам РУ подключена группа трехфазных асинхронных двигателей суммарной мощностью $P_д$ = 240кВт и средним коэффициентом мощности $\cos\varphi_Д$ = 0,8. Так же, к фазе *A* подключена однофазная индуктивная нагрузка (индуктивная печь) мощностью $P_{LП}$ = 240 кВт и коэффициентом мощности , а к фазам *B* и *C* подключены однофазные, работающие в длительном режиме печи нагрева сопротивлением мощность $P_{RП1} = P_{RП2}$ = 240 кВт и коэффициентом мощности $\cos\varphi_{RП1} = \cos\varphi_{RП2}$ = 1,0.

© Б.М. Чунашвили, М.И. Кобалия, А.М. Петросян, А.Дж. Гвимрадзе, 2017

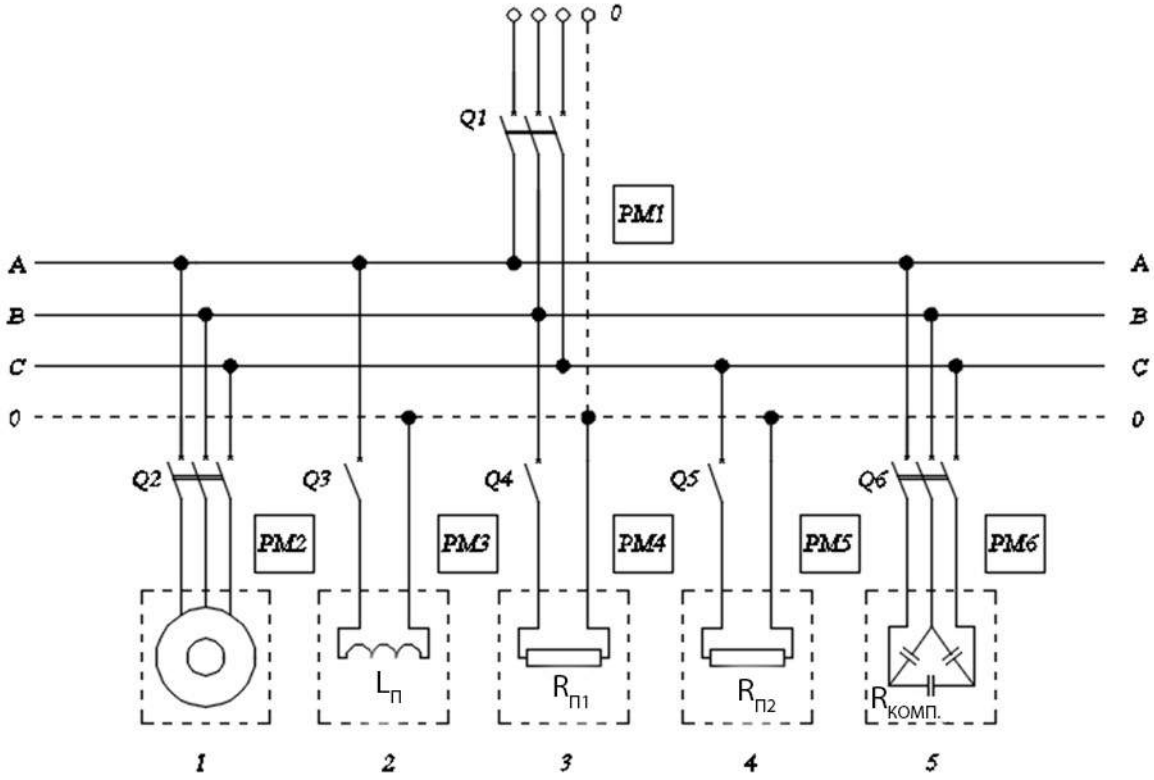


Рис. 1. Однолинейная схема типового распределительного устройства

При таком распределении нагрузки по фазам РУ суммарные векторы активной нагрузки равны ($P_A = P_B = P_C$ = 320 кВт) и сдвинуты в пространстве относительно друг друга на угол 120º (рис. 2). Таким образом, активная нагрузка РУ симметрична. Векторы реактивной нагрузки так же сдвинуты в пространстве на 120º, но из–за разницы величин коэффициентов мощности суммарная реактивная нагрузка фазы *A* (Q_A = 540 кВАр, Q_B = 60 кВАр, Q_C = 60 кВАр) в несколько раз превышает нагрузку фаз *B* и *C*. В свою очередь, коэффициенты мощности фаз В и С равны $\cos\varphi_B = \cos\varphi_C \approx 0{,}98$, а фазы *A* существенно отличается $\cos\varphi_A = 0{,}48$. Следовательно, суммарная реактивная нагрузка РУ резко асимметричная.

Нагрузка распределительного устройства является суммой нагрузок трех фаз. Соответственно активная нагрузка равна: $P_{\text{Ш}} = P_A + P_B + P_C$ = 960 кВт, реактивная – $Q_{\text{Ш}} = Q_A + Q_B + Q_C$ = 660 кВАр, полная нагрузка – $S_{\text{Ш}}$ =1165 кВА, а коэффициент мощности – $\cos\varphi_{\text{Ш}} = 0{,}82$.

Так как суммарный коэффициент мощности ниже установленных международных норм необходимо проведение соответствующих мероприятий.

На практике при вычислении компенсируемой реактивной мощности (КМР) не учитывают разницу реактивных мощностей (коэффициентов мощностей) между фазами и традиционно определяют по формуле [3]:

$$Q_{\text{ком}} = P_{\text{ру}} (\tan\varphi_{\text{ру}} - \tan\varphi_{\text{нор}}), \quad (1)$$

где, $\tan\varphi_{\text{ру}}$ и $\tan\varphi_{\text{нор}}$ – отношение реактивной мощности с активной, до и после компенсации.

Для обеспечения энергоэффективности сетей электроснабжения предложен новый подход для расчета КРМ, [4] который подразумевает полную разгрузку сети от прохождения реактивной мощности. Соответственно, коэффициент мощности после компенсации берется равный 1 ($\cos\varphi_{\text{нор}} = 1$, $\tan\varphi_{\text{нор}} = 0$), а КРМ – равной расчетной реактивной мощности. ($Q_{\text{ком}} = Q_{\text{ру}}$).

Вследствие подключения компенсационной установки (КУ) к шинам по указанному методу, ($\vec{Q}_{\text{Ш}} - \vec{Q}_{\text{ком}} = 0$) реактивная нагрузка на РУ должна была быть равной нулю (такие результаты выявляются в показаниях трехфазных приборов), но так как статические конденсаторы применяемые в устройствах компенсации реактивной мощности изготавливаются в трехфазном исполнении, мощность компенсатора будет распределятся равномерно по фазам ($\vec{Q}_{\text{ком}}/3 = 220$ кВАр). Вследствие этого, нагрузка фазы *A* после компенсации вместо 0 будет равной $\vec{Q}'_A = \vec{Q}_A - \vec{Q}_{A\,\text{ком}} = A_{\text{ком}}$ = 320 кВАр и уменьшится только частично на 41%. Полная нагрузка фазы (S_A), угол (φ_A) между ним и активной нагрузкой тоже уменьшится (рис. 2).

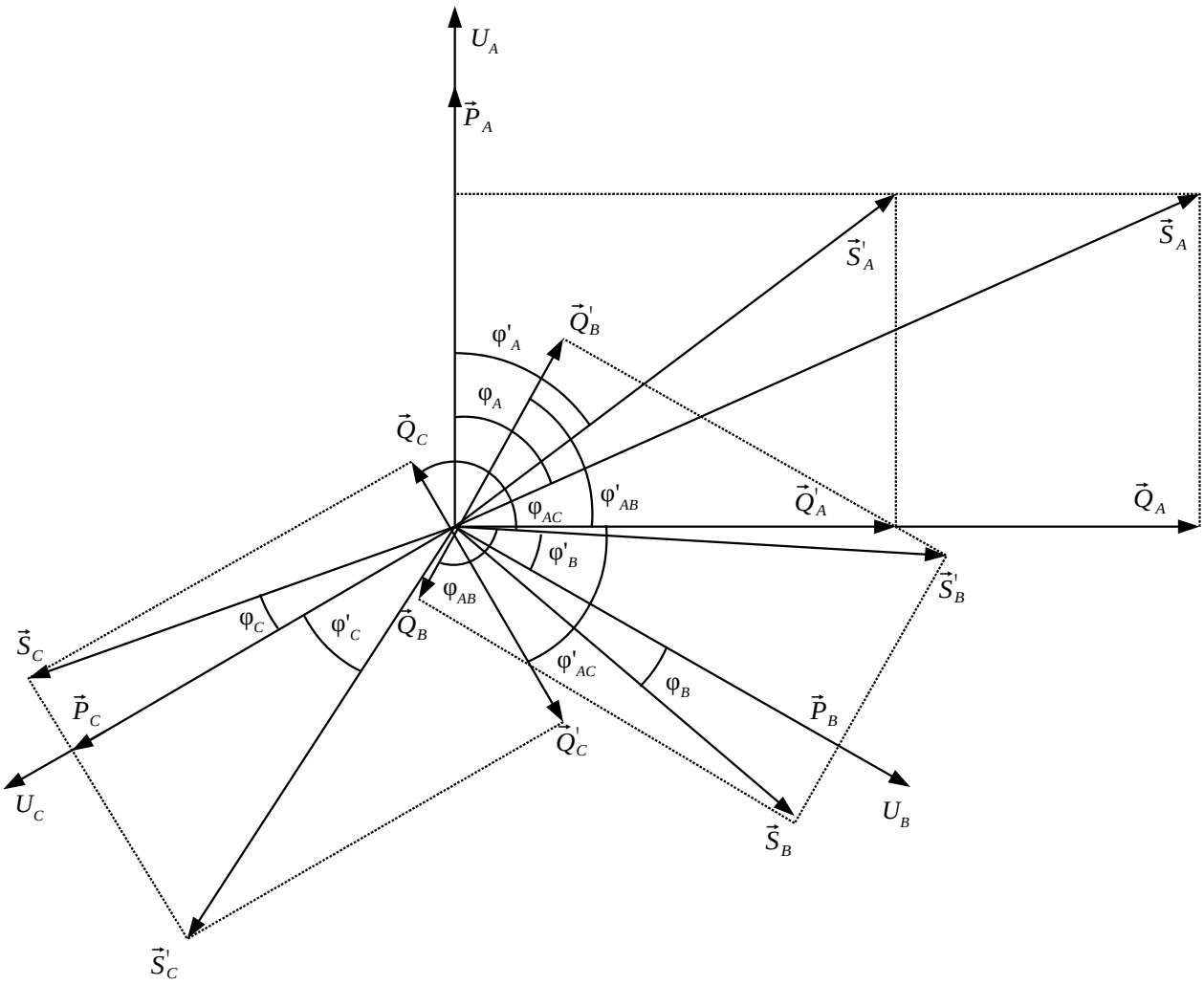


Рис.2. Векторная диаграмма нагрузок РУ.

Вследствие компенсации значения реактивной нагрузки фаз *B* и *C* вырастут на величину ($\vec{Q}'_B=\vec{Q}_B-\vec{Q}_{B\,ком}$ = –160 кВар, $\vec{Q}'_C=\vec{Q}_C-\vec{Q}_{C\,ком}$ = –160 кВар) и станут отрицательными (примут емкостной характер). Из–за этого, векторы нагрузок ($\vec{Q}_B,\vec{Q}_C$) в соотношении с вектором $\vec{Q}$ фазы *A* вместо φ_{AB} =120^0 и φ_{AC} = 240^0 станут _φ'_{AB} = – 60^0 и φ'_{AC} = 60^0. Следовательно, вырастут полные нагрузки фаз *A* и *C* $\left(\vec{S}'_B \text{ и } \vec{S}'_C\right)$, а также углы между ними и соответствующими активными нагрузками $\left(\vec{P}_B,\vec{P}_C\right)$.

Для оценки результатов компенсации нужно определить степень симметричности нагрузки до и после компенсации.

Известно, что любую несимметричную систему можно представить с помощью трех симметричных составляющих (прямой, обратной и нулевой). С помощью оператора трехфазной системы

$$a=e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

значения векторных величин симметричных составляющих определяется:

$$\begin{aligned}\vec{Q}_{A1}&=\frac{1}{3}\left(\vec{Q}_A+a\vec{Q}_B+a^2\vec{Q}_C\right);\\ \vec{Q}_{A2}&=\frac{1}{3}\left(\vec{Q}_A+a^2\vec{Q}_B+a\vec{Q}_C\right);\\ \vec{Q}_{A0}&=\frac{1}{3}\left(\vec{Q}_A+\vec{Q}_B+\vec{Q}_C\right).\end{aligned} \qquad (2)$$

В таблице 1 приведены величины векторов вычисленные выражением (2) до и после компенсации.

Как видно из таблицы, на РУ векторы реактивной мощности прямой последовательности в следствии компенсации выросли в 2,7 раза, тогда как векторы обратной последовательности фактически не изменились. Следовательно, потери в сети, вызванные проведением реактивной мощности вместо уменьшения наоборот выросли.

Таблица 1

Составляющая система / Период	Составляющая прямой последовательности $\vec{Q}_{A1}=\vec{Q}_{B1}=\vec{Q}_{C1}$, кВАр	Составляющая обратной последовательности $\vec{Q}_{A2}=\vec{Q}_{B2}=\vec{Q}_{C2}$, кВАр	Составляющая нулевой последовательности $\vec{Q}_{A0}=\vec{Q}_{B0}=\vec{Q}_{C0}$, кВАр
До компенсации	60	0	160
После компенсации	160	0	160

Выводы.

На основе проведенного анализа векторных диаграмм электрических нагрузок распределительного устройства доказано, что у электропотребления в которых применены установки с резко выраженными однофазными реактивными нагрузками, коэффициент реактивной мощности отдельных фаз сильно отличаются друг от друга. При этом, асимметрия между фаз в среднем составляет 30÷50% и некотором случае достигает 60%;

Для определения асимметрии реактивной нагрузки электропотребителей, предложена методика разделения электротехнологических установок и комплексов на три группы, которая основана на соотношении активной и реактивной мощности электропотребителей;

Для предварительного решения применения трехфазных статических конденсаторных компенсационных устройств принят метод оценки асимметрии реактивной нагрузки обоснованный на коэффициенте участия нагрузки фазы в компенсационной мощности;

Практические исследовании доказали, что существующая методика выбора мощности трехфазных компенсационных установок для компенсации асимметричных реактивных нагрузок неприемлема, так как, из–за асимметрии, реактивная нагрузка сильно нагруженной фазы не полностью компенсируется, а не нагруженных – перекомпенсируются.

Доказано, что при выборе мощности компенсационных установок необходимо учитывать асимметрию нагрузок и выбирать установки компенсации реактивной мощности не традиционную трехфазную, а индивидуально для каждой фазы с независимыми системами управления.

Список литературы: 1. Чунашвили Б. М., Петросян А. М. Повышение энергетических показателей многодвигательных асинхронных электроприводов / Б. М. Чунашвили, А. М. Петросян // Вестник НТУ «ХПИ»: сборн. науч. трудов. Тематич. выпуск: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Харьков (Украина) : НТУ «ХПИ». – 2013. – № 36 (1009). – С. 429-430. **2.** Чунашвили Б. М., Петросян А. М., Шавелашвили Г. В., Тугуши М. А. Улучшение коэффициента реактивной мощности технологического комплекса с групповым асинхронным электроприводом. ISSN 2079-3944. Харьков (Украина) Вісник НТУ «ХПІ». 2015. № 12 (1121). – С. 89-92. **3.** Руководство по устройству элктроустановок. Технические решения Schneider Electric. 2009, С. 469. **4.** Чунашвили Б. М., Кобалия М. И., Петросян А. М., Гвимрадзе А. Дж. Определение и оценка уровня асимметрии реактивной нагрузки электропотребителей. ISBN 978-9941-453-03-8 // VI международная конференция «Энергетика: региональные проблемы и перспективы развития». Сборник статей. Кутаиси (Грузия) 2016 г. С. 8-11.

Bibliography (transliterated): 1. Tchunashvili B. M., Petrosyan A. M., Povyshenie energeticheskikh pokazatelej mnogodvigatel'nikh asinkhronnikh elektroprivodov / B. M. Tchunashvili, A. M. Petrosyan // Vestnik NTU "KHPI": sb. nauch. tr. Temat. vyp.: Problemy avtomatizirovannogo elektroprivoda. Teoriya i praktika – Kar'kov (Ukraina) : NTU "KHPI". – 2013. – № 36 (1009). – S. 429-430. **2.** Tchunashvili B. M., Petrosyan A. M., Shavelashvili G. V., Tugushi M. A. Uluchshenie koehfficienta reaktivnoy moshchnosti tekhnologicheskogo kompleksa s gruppovym asinkhronnym ehlektroprivodom. ISSN 2079-3944. Kjar'kov (Ukraina) Visnik NTU "KHPI". 2015. № 12 (1121). – S. 89-92. **3.** Rukovodstvo po ustroystvu ehlktroustanovok. Tekhnicheskie resheniya Schneider Electris. 2009, S. 469. **4.** Tchunashvili B. M., Kobalia M. I., Petrosyan A. M., Gvimradze A. Dzh. Opredelenie i otsenka urovnya asimmetrii reaktivnoy nagruzki ehlektropotrebiteley. ISBN 978-9941-453-03-8 // VI mezhdunarodnaya konferenciya "Ehnergetika: regional'nye problemy i perspektivy razvitiya". Sbornik statey. Kutaisi (Gruziya) 2016 g. S. 8-11.

Поступила 30.05.2017

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

- **Анализ и синтез электромеханических систем с заданными показателями качества;**
- **Бездатчиковое управление асинхронным электроприводом;**
- **Динамика электромеханических систем с нелинейной нагрузкой;**
- **Оптимизация электромеханических систем;**
- **Моделирование электромеханических систем.**

УДК 621.313

М. В. ЗАГИРНЯК, д.т.н., проф., ректор, Кременчугский национальный университет;
Д. И. РОДЬКИН, д.т.н., проф., Кременчугский национальный университет;
Ю. В. РОМАШИХИН, к.т.н., доцент, Кременчугский национальный университет.

ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕОРЕМЫ ТЕЛЛЕДЖЕНА В ЗАДАЧАХ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Введение. Исследования энергетических процессов в последние годы показали их сложность в тех случаях, когда имеют место токи и напряжения несинусоидального характера, в устройствах с нелинейностями и т.д. Сложность математического описания процессов преобразования энергии в конечном итоге позволила выявить значительное число составляющих, ассоциируемых с компонентами мощности несинусоидальных сигналов.

Так как ток и напряжение представляют собой гармонические ряды с соответствующими амплитудами и частотами, то мощность, определяемая в виде произведения таких сигналов, также представляет собой гармонический ряд с частотами, которые зависят от частот гармоник соответствующих сомножителей.

В соответствии с теоремой Телледжена мощность источника равна мощности потребителей [1]. Тогда и гармоника мощности источника *k*–той частоты равна гармонике мощности потребителя или элементов потребителя этой же частоты. Это утверждение позволяет сделать вывод о возможности перехода от уравнений электрического равновесия, обусловленных законами Ома и Кирхгофа, к уравнениям энергетического равновесия, вытекающим из теоремы Телледжена. При этом число таких уравнений определяется числом гармоник в сигналах напряжения и тока и может достигать значительных величин.

Постановка задачи. Уравнения энергетического баланса можно использовать при решении разнообразных электротехнических задач, в частности при идентификации параметров сложных электротехнических систем. В практических задачах возможен ряд характерных случаев, где необходимо учитывать особенности использования уравнений энергетического баланса, что существенно увеличивает возможности этого подхода при решений сложных идентификационных задач. В связи с этим необходимо теоретическое обоснование возможности применения теоремы Телледжена в задачах идентификации параметров электротехнических систем.

Материалы и результаты исследований. С помощью законов Ома и Кирхгофа формируют общие подходы к исследованию самых разнообразных электротехнических устройств и систем, которые содержат источники питания и потребители [2]. Теорема Телледжена представляет собой самую общую формулировку закона сохранения. Положение теоремы часто применяется для проверки результатов получаемых с использованием уравнений электрического равновесия, т.е. законов Ома и Кирхгофа.

Теорема Телледжена устанавливает энергетическую связь между ними в форме равенства мощности на выходе источника питания и мощности самого источника. При этом в основе баланса составляющих мощности использованы известные положения [3, 4]:

– постоянная составляющая мгновенной мощности или активная мощность формируется только теми составляющими напряжения и тока, частоты которых одинаковы;

– реактивная или обменная составляющая мгновенной мощности формируется только из одночастотных компонент напряжения и тока, частоты которых одинаковы;

– реактивная составляющая мгновенной мощности формируется только при наличии фазового сдвига между этими компонентами;

– знакопеременная активная мощность является результатом энергетического взаимодействия напряжения и тока одинаковых частот;

– знакопеременные неканонические компоненты мгновенной мощности формируются произведениями напряжения и тока разных частот;

– дополнительные канонические компоненты мгновенной мощности образуются благодаря частотным преобразованиям напряжения и тока разных частот, арифметически складывающихся с компонентами знакопеременной активной и реактивной мощности.

На рис. 1 приведена диаграмма формирования составляющих мгновенной мощности в зависимости от относительных частот гармоник составляющих напряжения (m) и тока (n) [4]. По этому признаку выделены:

– канонические составляющие с относительными частотами $k = m - n$ при $m = n$, формирующие постоянное значение мощности или активную мощность;

– канонические составляющие с относительными частотами $k_c = m + n = 2m = 2n$ при $m = n$;

– знакопеременные составляющие мгновенной мощности, образованные произведением составляющих гармоник напряжения и тока при $m \neq n$, которые делятся на две составляющие:

– на неканонические с частотами $k_s = m \pm n$ при $m \neq n$;

– на псевдоканонические с частотами $k_{cs} = m \pm n$ при $m \neq n$, которые имеют такой же порядок как и канонические.

© М.В. Загирняк, Д.И. Родькин, Ю.В. Ромашихин, 2017

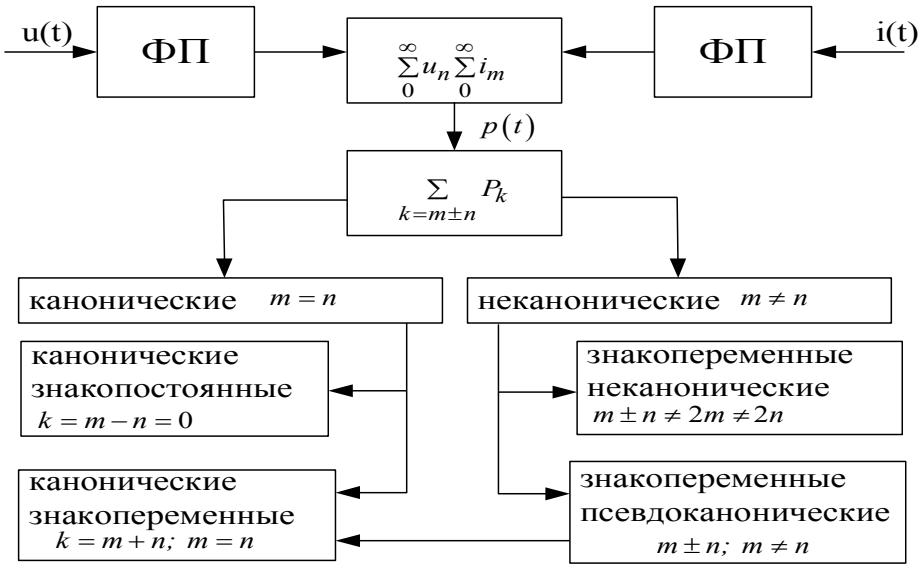


Рис. 1. Диаграмма формирования составляющих мгновенной мощности.

Особого внимания заслуживают неканонические составляющие мгновенной мощности, классифицируемые как псевдоканонические, которые имеют такие же частоты, как и канонические составляющие мощности (рис. 1).

Природа появления этих составляющих не имеет до настоящего времени должного понимания, однако их проявления вполне очевидны. Происходит арифметическое суммирование знакопеременных канонических составляющих с соответствующими знакопеременными неканоническими составляющими для одинаковых частот. Это является причиной дополнительного вредного влияния знакопеременных составляющих мгновенной мощности на потребителе.

Таким образом, мгновенную мощность следует рассматривать в виде:

$$p(t) = P_0 + \sum_{k=1}^{K} \left(P_{ack} \cos k\Omega t + P_{bck} \sin k\Omega t \right) + \sum_{k=1}^{K} \left(P_{acsk} \cos k\Omega t + P_{bcsk} \sin k\Omega t \right) + \\ + \sum_{k=1}^{K} \left(P_{ask} \cos k\Omega t + P_{bsk} \sin k\Omega t \right), \quad (1)$$

где k – номер гармоники мгновенной мощности; K – число гармоник мгновенной мощности; Ω – круговая частота сети; P_0 – нулевая составляющая мгновенной мощности (активная мощность); P_{ac} , P_{bc} – косинусные и синусные канонические составляющие мгновенной мощности; P_{acs} , P_{bcs} – косинусные и синусные неканонические составляющие мгновенной мощности (псевдоканонические компоненты); P_{as} , P_{bs} – косинусные и синусные неканонические составляющие мгновенной мощности.

Составляющие P_{acsk} и P_{acsk} , получены путем умножения гармоник напряжения и тока разных частот при условии, что сумма $m + n = k_c$ и разность $m - n = k_c$, т.е. частоты этих гармоник совпадают с соответствующими частотами канонических гармоник. В этой связи будут справедливы равенства

$$\sum P_{ack\,\Sigma} = \sum P_{ack} + \sum P_{acsk} \ ; \ \sum P_{bck\,\Sigma} = \sum P_{bck} + \sum P_{bcsk}$$

Тогда уравнение для мгновенной мощности приобретет вид:

$$p(t) = \sum P_0 + \sum P_{ack} + \sum P_{acsk} + \sum P_{bck} + \sum P_{bcsk} + \sum P_{ask} + \sum P_{bsk} = \\ = \sum P_0 + \sum P_{ack\,\Sigma} + \sum P_{bck\,\Sigma} + \sum P_{ask} + \sum P_{bsk}. \quad (2)$$

Таким образом, выполнена декомпозиция сигнала мощности (в данном случае – мощности источника питания) по ортогональным и частотным составляющим. Подобный анализ осуществляется применительно и к другим элементам схемы замещения. Эти элементы могут быть как линейными, так и нелинейными. Основанием для такого утверждения является то, что по элементам схемы замещения протекает соответствующий ток и, как следствие, на зажимах появляется соответствующее напряжение. Произведение сигналов напряжения и тока позволяет получить мгновенную мощность на заданном элементе. Здесь следует учитывать, что мгновенная мощность на том или ином элементе – это произведение мгновенных величин. Математические выражения для мощности при этом будут разные в зависимости от физической структуры элемента.

С учетом отмеченного выше, получим общее выражение для составляющих мгновенной мощности источника [5]:

$$p_i(t) = P_{0i} + \sum_{k=1}^{K} P_{aik} \cos k\Omega t + \sum_{k=1}^{K} P_{bik} \sin k\Omega t, \quad (3)$$

где P_{aik}, P_{bik} – амплитуды гармоник мгновенной мощности k–го порядка; P_{0i} – суммарное значение активной мощности источника.

В линейной цепи, которая включает источники питания и элементы потребителя, гармонический состав мгновенной мощности будет таким же, как и для источника. Причем гармонический состав мгновенной мощности будет единообразным и для активного сопротивления, и для индуктивности или емкости.

Следовательно, мгновенная мощность на j–том элементе будет описываться уравнением:

$$p_j(t) = P_{0\,j} + \sum_{k=1}^{K} P_{ajk} \cos k\Omega t + \sum_{k=1}^{K} P_{bjk} \sin k\Omega t \ . \qquad (4)$$

Следовательно, с учетом реальной конфигурации элементов потребителя могут быть составлены уравнения баланса мгновенных мощностей потребителя и источника для каждой из гармоник, включая мощность нулевой гармоники или постоянной составляющей, т.е. активной мощности. Общее число уравнений баланса в общем случае зависит от числа составляющих гармоник тока и напряжения.

Исходя из общей формулировки теоремы Телледжена можно сформировать определенное число частных положений, которые целесообразно представить в форме соответствующих уравнений энергобаланса. Ни одно из этих положений не должно противоречить общему принципу – основной теореме Телледжена.

Положение 1. Активная мощность источника питания равна сумме активных мощностей элементов потребителя.

Положение 2. Мгновенное значение мощности источника питания равно сумме мгновенных значений мощности элементов потребителя.

Положение 3. Мгновенная мощность k–ой гармоники мощности источника равна сумме k–ых гармоник мгновенных мощностей элементарных потребителей.

Положение 4. Реактивная мощность источника питания равна сумме реактивных мощностей элементов, входящих в потребитель.

Положение 5. Реактивная мощность одноименных гармоник напряжения и тока источника равна сумме реактивных мощностей таких же гармоник напряжения и тока элементов потребителя.

Положение 6. Эффективная мощность источника питания равна эффективной мощности суммы мгновенных мощностей элементов потребителя.

С учетом сформулированных положений можно записать уравнения баланса элементов электрической цепи – источника питания и j–ых потребителей [4, 6]:

$$\begin{aligned}
p_i(t) &= P_{0i} + \sum_{k=1}^{K} P_{aik} \cos k\Omega t + \sum_{k=1}^{K} P_{bik} \sin k\Omega t\,; \\
p_1(t) &= P_{01} + \sum_{k=1}^{K} P_{a1k} \cos k\Omega t + \sum_{k=1}^{K} P_{b1k} \sin k\Omega t\,; \\
&\cdots\cdots\cdots\cdots \\
p_j(t) &= P_{0j} + \sum_{k=1}^{K} P_{ajk} \cos k\Omega t + \sum_{k=1}^{K} P_{bjk} \sin k\Omega t\,.
\end{aligned} \qquad (5)$$

Из приведенных уравнений получим зависимости:

– общее уравнение баланса мощностей: $p_i(t) = p_1(t) + p_2(t) + \ldots + p_j(t)$;

– уравнение баланса активной мощности: $P_{0i} = P_{01} + P_{02} + \ldots P_{0j}$;

– уравнения косинусных составляющих мгновенной мощности:

$$\sum_{k=1}^{K} P_{aik} \cos k\Omega t = \sum_{k=1}^{K} P_{a1k} \cos k\Omega t + \sum_{k=1}^{K} P_{a2k} \cos k\Omega t + \ldots + \sum_{k=1}^{K} P_{ajk} \cos k\Omega t \ ;$$

– уравнения синусных составляющих мгновенной мощности:

$$\sum_{k=1}^{K} P_{bik} \sin k\Omega t = \sum_{k=1}^{K} P_{b1} \sin k\Omega t + \sum_{k=1}^{K} P_{b2k} \sin k\Omega t + \ldots + \sum_{k=1}^{K} P_{bjk} \sin k\Omega t \ .$$

Приведенные выше уравнения представляют собой уравнения энергобаланса, связывающие законы Ома и Кирхгофа с энергетическими параметрами источника питания и потребителей или их элементов.

Совокупность получаемых таким образом уравнений позволяет решать как задачи анализа энергетического режима, так и задачи идентификации параметров элементов потребителя. Возможности такого подхода зависят от количества уравнений энергетического баланса и количества неизвестных в анализируемой схеме включения элементов потребителя, т.е. её конфигурации.

При этом возможны несколько наиболее характерных случаев. Первый случай возможен, когда число составляющих гармоник напряжения и тока таково, что количество уравнений энергетического баланса превышает число неизвестных, которые определяются конкретной задачей. В связи с тем, что каждое из уравнений, входящих в систему, отвечает закону сохранения, можно составить систему, включающую только необходимое число уравнений энергетического равновесия, но достаточное для корректного решения системы уравнений [6].

Второй характерный случай возможен, когда напряжение и ток несинусоидальны, но число составляющих гармоник напряжения и тока ограничено [4]. В следствие этого количество уравнений баланса мощностей мень-

ше числа неизвестных в схеме, которая идентифицируется. В этом случае следует воспользоваться вспомогательным приемом, смысл которого заключается в том, что в следствии соответствия закону сохранения процессов в источнике питания и элементах потребителя на анализируемом интервале времени, справедливо и утверждение о соответствии закону сохранения процессов на произвольном промежутке. Таким образом, разложение в ряд Фурье возможно на части периода повторяемости процессов, если он носит периодический характер. Этот простой прием позволяет получить необходимое число составляющих гармоник как напряжения и тока, так и мощности.

Третий случай характерен тем, что напряжение источника синусоидально, а ток содержит некоторый спектр гармоник [4]. Очевидно, что несинусоидальность тока может быть вызвана внутренними источниками ЭДС или нелинейностями, при работе которых проявляются нелинейные свойства в форме внутренних ЭДС. В этом случае можно рассмотреть нелинейность, которая состоит из двух частей – линейной и нелинейной. Причем нелинейная часть может изменяться в зависимости от тока, напряжения, времени и т.п. В таком случае потребитель следует рассматривать в форме линейной части, а нелинейную часть целесообразно представить в форме ЭДС, которую необходимо рассматривать как неизвестный параметр, т.е. в форме ЭДС разной амплитуды и частоты.

Заслуживает внимания случай идентификации параметров при синусоидальном напряжении и токе на входе. В общем случае имеем линейную цепь, на входе которой получаем соответствующие значение напряжения, а на выходе – тока. Задача определения параметров в этом случае относится к классу некорректно заданных. С учетом ранее сделанных замечаний ее можно привести к классу решаемых, если в цепь последовательно с источником виртуально включить некоторое число источников с заданными амплитудами и частотами напряжения. В отличие от реального источника, имеющего заданные значения напряжения и тока, ток для виртуального источника неизвестен. Таким образом, к числу неизвестных параметров дополнительно добавляется ток от виртуального источника, а также ток в одной из параллельных ветвей. Если принять во внимание, что анализ ведется с учетом проекций токов на координатные оси, то число дополнительных неизвестных удвоится.

Следует отметить, что число уравнений энергетического баланса с ростом числа гармоник увеличивается быстрее, чем число неизвестных. Это связано с особенностями умножения составляющих с различными частотами, для которых получаем две частотные составляющие мощности с частотами $k_1 = m + n$ и $k_2 = m - n$).

Таким образом, рассмотренные случаи позволяют использовать теорему Телледжена в задачах идентификации как линейных, так и нелинейных параметров потребителей.

Выводы. В достаточно сложных задачах увеличение числа идентификационных уравнений как непременное условие для решения рассмотренных задач может быть достигнуто при переходе от уравнений электрического равновесия к уравнениям энергетического баланса, т.е. при непосредственном использовании теоремы Телледжена. Получение достаточного числа уравнений энергетического баланса между источником питания и потребителем достигается благодаря тому, что мощность представляет собой произведение временных зависимостей напряжения и тока.

Непосредственное применение теоремы Телледжена в идентификационных задачах может быть применено не только при наличии периодических сигналов в токе и напряжении, но и при искусственном увеличении числа гармоник при разложении имеющихся зависимостей на произвольном промежутке, т.е. при использовании возможностей, обусловленных теорией рядов Фурье.

Список литературы: 1. Загирняк М.В. Направления развития теории мгновенной мощности и ее применение в задачах электромеханики / М.В. Загирняк, Д.И. Родькин, А.П. Черный // Міжнар. наук.-техн. конф. «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика». – Одеса, 2011. – С. 347–354. **2.** Дезоер Ч. А. Основы теории цепей / Ч. А. Дезоер, Э.С. Ку. – М: Связь, 1976. – 200 с. **3.** Жемеров Г. Г. Мгновенные и средние активные и реактивные мощности в линейных цепях с синусоидальными напряжениями / Г.Г. Жемеров, Д.В. Тугай // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2004. – № 43. – С. 153–160. **4.** Загирняк М.В., Родькин Д.И., Ромашихин Ю.В., Черный А.П. Энергетический метод идентификации параметров асинхронных двигателей. – Кременчуг: ЧП Щербатых А.В., 2013. – 164 с. **5.** Akagi H. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning / H. Akagi, E.H. Watanabe, M. Aredes. – New York: Wiley, 2007. – 380 p. **6.** Родькин Д.И. Энергетический метод идентификации электромеханических устройств и систем / Д.И. Родькин, Ю.В. Ромашихин // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. Энергетика. – Минск, 2011. Вып. 3. – с. 10–20.

Bibliography (transliterated): 1. Zagirnyak, M.V., Rodkin, D.I., Chornyi, O.P. «Napravleniya razvitiya teorii mgnovennoy moschnosti i ee primenenie v zadachah elektromehaniki». MIzhnar. nauk.-tehn. konf. «Problemi avtomatizovanogo elektroprivodu. TeorIya I praktika». Odesa, 2011, pp. 347–354. **2.** Dezoer, Ch.A., Ku E.S. «Osnovyi teorii tsepey». M: Svyaz, 1976, 200 p. **3.** Zhemerov, G.G., Tugay, D.V. «Mgnovennyie i srednie aktivnyie i reaktivnyie moschnosti v lineynyih tsepyah s sinusoidalnyimi napryazheniyami». Problemyi avtomatizirovannogo elektroprivoda. Teoriya i praktika. Harkov: NTU «HPI», 2004, No 43, pp. 153–160. **4.** Zagirnyak, M.V., Rodkin, D.I., Romashykhin, Iu.V. and Chornyi, O.P. «Energeticheskiy metod identifikatsii parametrov asinkhronnykh dvigateley». ChP. Shcherbatyh A.V., Kremenchug, 2013, 164 p. **5.** Akagi, H., Watanabe, E.H., Aredes, M. «Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning». New York: Wiley, 2007, 380 p. **6.** Rodkin, D.Y. and Romashihin, Yu.V. «Ehnergeticheskij metod identifikacii ehlektromekhanicheskih ustrojstv i sistem». Izvestiya vysshih uchebnyh zavedeniy i energeticheskih obyedineniy SNG. Energetika, 2011, Vol. 3, pp. 10-20.

Поступила 16.06.2017

УДК 62-83

Р. С. ВОЛЯНСКИЙ, канд. техн. наук, доц., Днепровский государственный технический ун-т, Каменское;
А. В. САДОВОЙ, докт. техн. наук, проф., Днепровский государственный технический ун-т, Каменское.

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ТРАЕКТОРИЙ ВОЗМУЩЕННОГО ДВИЖЕНИЯ N-ГО ПОРЯДКА

Введение. Ввиду строгости математической формулировки и в силу физического смысла аналитическое конструирование регуляторов (АКР) занимает особое место среди методов создания систем оптимального управления движением линейных динамических объектов. Предложенный А. М. Летовым в середине прошлого века [1], к настоящему времени метод АКР получил широкое распространение при синтезе систем управления электромеханическими объектами [2] и технологическими процессами [3,4]. Широкое распространение этот метод получил благодаря однозначной взаимосвязи цели управления, заданной интегральным функционалом качества с функцией Ляпунова, которая представляет собой избыточную энергию, запасенную на траекториях возмущенного движения, и параметрами возмущенного движения. Причем использование для решения задачи АКР модифицированного принципа симметрии (МПС) позволяет определить вид и параметры функционала и функции Ляпунова через структуру и параметры объекта управления.

Классическое решение задачи АКР, изложенное в работе [1], приводит к статическим по управляющему и возмущающему воздействиям системам. Результаты работ [2-4] позволяют улучшить статические и динамические характеристики замкнутых систем за счет компенсации внутренних обратных и перекрестных связей и инерционностей объекта. Причем подход, предложенный в [2], позволяет уменьшить порядок замкнутой системы по сравнению с порядком исходного объекта и привести замкнутую систему к эквивалентному апериодическому звену первого порядка.

Недостатком указанного подхода является то, что такое приведение оказывается справедливым только в сравнительно малой области фазового пространства, попадание в которую выводит регулятор из насыщения. Вне этой области происходит размыкание системы, и она работает как разомкнутая с максимальным управляющим воздействием. Очевидно, что в этом случае сложно говорить о формировании желаемых траекторий движения вследствие накопления больших ошибок в интегральных и бесконечно больших сигналов в дифференциальных составляющих регулятора. Причем если первые могут быть ограничены на некотором уровне [5], то попытка ограничивать дифференциальные составляющие приводит к снижению запаса устойчивости замкнутой системы и появлению затухающих колебаний.

Устранить указанный недостаток можно путем формирования траекторий замкнутой системы, эквивалентных траекториям движения объекта *n*–го порядка. В этом случае все производные от ошибки регулирования имеют конечные значения, что не приводит к насыщению регулятора. Как следствие, система управления остается замкнутой при любых начальных условиях. Таким образом работа, посвященная исследованию систем, формирующих заданные траектории движения, является актуальной.

Постановка задачи. Целью настоящей работы является синтез управляющего воздействия, которое формирует траектории движения замкнутой системы, эквивалентные траекториям апериодического звена *n*-го порядка.

Материалы исследования.

1. Синтез управляющего воздействия

Рассмотрим уравнения движения обобщенного линейного электромеханического объекта *n*-го порядка в нормальной форме

$$py_j = \sum_{i=1}^{n} b_{ij} y_i + m_n U, \quad j \in [1, n], \tag{1}$$

где y_i – переменные состояния электромеханической системы, b_{jm}, m_n – параметры объекта, U – управляющее воздействие.

Представим уравнения (1) в канонической форме

$$px_j = x_{j+1}; \quad px_n = -\sum_{i=1}^{n} a_i x_i + M_n U, \quad j \in [1, n-1], \quad x_1 = y_1, \tag{2}$$

здесь a_i – коэффициенты характеристического полинома объекта (1), M_n – коэффициент при управляющем воздействии.

В соответствии с принципом симметрии САУ определим управляющее воздействие U, компенсирующее внутренние обратные связи объекта управления (2),

© Р.С. Волянский, А.В. Садовой, 2017

$$U=\frac{1}{M_n}\left(p^n+\sum_{i=1}^{n}a_i p^{i-1}\right)x_1^*, \tag{3}$$

здесь x_1^* – желаемое значение выходной координаты объекта управления.

Система управления, в которой реализуется управляющее воздействие (3), является безынерционной и обеспечивает движение объекта управления по заданной траектории

$$y_1=y_1^*. \tag{4}$$

Для реализации этого управляющего воздействия необходимо вычислять n производных от желаемой координаты y_1^*, что технически реализуемо только в случае n-кратной дифференцируемости функции $y_1^*(t)$. При постоянном входном воздействии это условие может быть достигнуто путем перехода от алгоритма управления (3) к алгоритму вида

$$U=\frac{1}{M_n}\left(p^{n-k}+\sum_{i=1}^{n}a_i p^{i-k-1}\right)x_1^*, \tag{5}$$

где k – желаемый порядок системы управления.

При $k = n$ алгоритм (5) преобразуется к виду

$$U=\frac{1}{M_n}\left(1+\sum_{i=1}^{n}a_i p^{i-n-1}\right)x_1^*, \tag{6}$$

который будет рассматриваться в дальнейшем.

Такой алгоритм управления обусловлен совпадением порядков исходного и преобразованного объектов.

Переход от управляющего воздействия (3) к воздействию (6) соответствует переходу от траекторий движения, которые описываются уравнением (4), к траекториям, движение по которым описывается уравнениями в форме Бруновского

$$p^n y_1=x_1^*. \tag{7}$$

Таким образом установка на входе регулятора, реализующего алгоритм (3), нескольких последовательно включенных интеграторов позволяет перейти к алгоритму (5), который задает желаемый порядок системы управления. Причем наличие интеграторов в прямом канале повышает порядок астатизма системы без введения в алгоритм управления дополнительных интегральных составляющих.

Поскольку динамика преобразованного объекта управления задана в форме Бруновского, то наиболее простым методом синтеза управляющего воздействия является модальный синтез [6], который определяет управляющее воздействие x_1^* следующим образом

$$x_1^*=-g\left(1+\sum_{i=1}^{n-1}\gamma_i p^i\right)\eta_1,\ \ \eta_1=y_1-y_1^*, \tag{8}$$

где g – коэффициент усиления регулятора, y_1^* – желаемое значение переменной y_1.

В этом случае искомые коэффициенты обратных связей γ_i являются коэффициентами желаемого характеристического полинома

$$D(p)=1+\sum_{i=1}^{n-1}\gamma_i p^i, \tag{9}$$

выбор которого определяет качество процессов управления в системе.

Подставив зависимость (8) в выражение (6), получим следующий алгоритм управления

$$U=-\frac{g}{M_n}\left(1+\sum_{i=1}^{n}a_i p^{i-n-1}\right)\left(1+\sum_{i=1}^{n-1}\gamma_i p^i\right)\eta_1. \tag{10}$$

Алгоритм управления (10) формирует для объекта (1) n-кратно дифференцируемую траекторию движения и является одним из вариантов решения задачи синтеза замкнутой системы при помощи методов модального управления.

Раскрытие скобок и приведение подобных слагаемых позволяет представить алгоритм (10) в виде

$$U=-\frac{g}{M_n}\left(\frac{a_1}{p^n}+\sum_{i=1}^{n-1}\frac{a_{i+1}+\sum_{j=1}^{n-i}a_j\gamma_{n-i+1}}{p^i}+1+\sum_{i=1}^{n-1}a_{i+1}\gamma_{n-i+1}+\sum_{i=1}^{n-2}p^i\left(\gamma_i+\sum_{j=i+1}^{n-1}a_{j+1}\gamma_{n-j+i}\right)+\gamma_{n-1}p^{n-1}y_1\right)\eta_1. \tag{11}$$

Алгоритм (11) содержит n интегралов и n-1 производную от отклонения регулируемой переменной, поэтому можно утверждать, что он имеет размерность $2n$-1 и позволяет управлять преобразованным n-мерным объектом, динамика которого описывается уравнениями в форме Бруновского (7) и может рассматриваться как обобщение известных алгоритмов, приведенных в [2]. Причем путем введения нелинейных активационных функций [7] алгоритм (11) может быть обобщен на класс алгоритмов управления вида

$$U=-f\left[\frac{g}{M_n}\left(\frac{a_1}{p^n}+\sum_{i=1}^{n-1}\frac{a_{i+1}+\sum_{j=1}^{n-i}a_j\gamma_{n-i+1}}{p^i}+1+\sum_{i=1}^{n-1}a_{i+1}\gamma_{n-i+1}+\sum_{i=1}^{n-2}p^i\left(\gamma_i+\sum_{j=i+1}^{n-1}a_{j+1}\gamma_{n-j+i}\right)+\gamma_{n-1}p^{n-1}y_1\right)\eta_1\right], \quad (12)$$

где $f(.)$ – нечетная активационная функция.

2. Восстановление функции Ляпунова

В силу основного функционального уравнения Беллмана между управляющим воздействием, которое формируется в замкнутой системе, и функцией Ляпунова, определяющей избыточную энергию, накопленную этой системой, существует однозначная взаимосвязь [2]

$$U=-\frac{\partial V}{\partial \eta_n}=-\sum v_{i-1\,n}\eta_i\,, \quad (13)$$

где

$$\eta_n=p^{n-1}\eta_1\,, \quad (14)$$

V – функция Ляпунова, определенная в классе квадратичных форм вида

$$V=\sum v_{ij}\eta_i\eta_j,\ v_{ij}=v_{ji}\,. \quad (15)$$

В силу соотношения (13) функция Ляпунова (15) может быть восстановлена путем интегрирования управляющего воздействия (11)

$$V=-\int U d\,\eta_n+F(\eta_i\eta_j),\ \ i,j\in[1,n-1]\,. \quad (16)$$

Сопоставление управляющих воздействий (11) и (13) позволяет представить функцию Ляпунова (16) в виде суммы трех слагаемых, которые определяют интегральные, пропорциональные и дифференциальные составляющие алгоритма (11) соответственно

$$V=\sum_{i,j=-n}^{-1}v_{ij}^{-}\frac{\eta_1}{p^i}\frac{\eta_1}{p^j}+\sum_{i=-n}^{n-1}v_{0i}\eta_1p^i\eta_1+\sum_{i,j=1}^{n-1}v_{ij}^{+}p^i\eta_1p^j\eta_1\,. \quad (17)$$

Коэффициенты v_{in} функции Ляпунова (17) в силу алгоритма (11) определяются выражениями

$$\begin{cases} v_{0n}=1+\sum_{i=1}^{n-1}a_{i+1}\gamma_{n-i+1}; & v_{nn}^{-}=a_1; \quad v_{(n-1)n}^{+}=\gamma_{n-1}; \\ v_{in}^{-}=a_{i+1}+\sum_{j=1}^{n-i}a_j\gamma_{n-j+1} & \text{если} \quad -n<i<0; \\ v_{in}^{+}=\gamma_i+\sum_{j=i+1}^{n-1}a_{j+1}\gamma_{n-j+i} & \text{если} \quad 0<i<n-1. \end{cases} \quad (18)$$

Остальные коэффициенты функции (17) подчинены известным соотношениям [2]

$$v_{ij}^{-}=v_{in}^{-}v_{jn}^{-};\ v_{0i}=v_{on}v_{in};\ v_{ij}^{+}=v_{in}^{+}v_{jn}^{+}\,. \quad (19)$$

Выражения (18) позволяют упростить алгоритм (11) следующим образом

$$U=-\frac{g}{M_n}\left(\sum_{i=1}^{n}\frac{v_{in}^{-}}{p^i}+v_{0n}+\sum_{i=1}^{n-1}v_{in}^{+}p^i\right)\eta_1 \quad (20)$$

и утверждать, что использование функции Ляпунова (17) гарантирует динамическому объекту (1) устойчивость, если таковую обеспечивает выбранное желаемое распределение корней. Справедливо и обратное – если назначить коэффициенты функции (17) таким образом, чтобы выполнялась теорема Ляпунова об устойчивости движения [2], то из выражений (18) могут быть найдены коэффициенты желаемого характеристического полинома. Таким образом, соотношения (18) являются связующими между методами модального управления и методами теории оптимального управления и могут использоваться для формулирования условий асимптотической устойчивости системы управления объектом (1), в которой реализуется алгоритм (11). Эти условия однозначно следуют из выражений (18) и (20) и могут быть сформулированы следующим образом: для асимптотической устойчивости замкнутой системы с алгоритмом (20) достаточно, чтобы коэффициенты γ_i характеристического уравнения (9) обеспечивали отрицательность и вещественность его корней. Сказанное выше относится и к системам, в которых реализуется алгоритм (12), поскольку их можно рассматривать как системы управления с переменным коэффициентом усиления регулятора g, который не влияет на устойчивость замкнутой системы.

3. Определение коэффициента усиления регулятора

Необходимо отметить, что сказанное выше является справедливым только в том случае, когда регулятор с алгоритмом (20) работает на ненасыщенном участке. При вхождении регулятора в насыщение все рассмотренные преобразования не выполняются. Поэтому вызывает интерес определение коэффициента g, при котором управляющее воздействие на выходе регулятора не превышает ограничения U_{max}.

В силу алгоритма (20) выражение для определения искомого коэффициента усиления очевидно

$$g = M_n \left| \frac{U_{max}}{\sum_{i=1}^{n} v_{in}^{-} \left(\frac{\eta_1}{p^i} \right)_{max} + v_{0n} \eta_{1max} + \sum_{i=1}^{n-1} v_{in}^{+} \left(\eta_1 p^i \right)_{max}} \right| , \qquad (21)$$

где η_{1max} , $(\eta_1 p^i)_{max}$, $(\eta_1 / p^i)_{max}$ – максимальное значение отклонения, его i–ой производной и i–го интеграла.

Из условия обеспечения асимптотической устойчивости в системе максимальное значение интегральных составляющих выражения (21) определяется их значениями в установившемся режиме и может быть найдено путем анализа соответствующей передаточной функции. Максимальные значения отклонения регулируемой величины и ее производных могут быть найдены на основании известных параметров задающего сигнала.

В случае использования алгоритма (12) коэффициент усиления (21) является максимальным значением коэффициента усиления регулятора, исходя из значения которого следует выбрать параметры активационной функции.

Выводы. Приведенные в работе выкладки позволяют сделать следующие выводы:

1. Совместное использование модального управления и принципа симметрии позволяет построить систему управления, которая эквивалентна апериодическому звену желаемого порядка.

2. Алгоритм управления и функция Ляпунова, составленная для замкнутой системы, содержат три слагаемые, которые образуют интегральные, пропорциональные и дифференциальные составляющие, формирующие траектории движения замкнутой системы.

3. Порядок преобразованного объекта равен числу интегральных составляющих в алгоритме управления и на единицу больше числа дифференциальных составляющих.

4. Использование принципа симметрии САУ позволяет преобразовывать траектории движения исходного линейного динамического объекта к форме Бруновского без использования сложных методов дифференциальной геометрии.

Список литературы: 1. *Летов А.М.* Аналитическое конструирование регуляторов. I [Тескт]/ А.М. Летов // Автоматика и телемеханика том 21, выпуск 4, 1960.- С.436-441. **2.** *Садовой А.В.* Системы оптимального управления прецизионными электроприводами [Текст] / А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохина – К.: ИСИМО, 1996. – 298с. **3.** *Ловчаков В.И.* Оптимальное управление электротехническими объектами [Текст] / В.И.Ловчаков, Б.И.Сухинин, В.В.Сурков - Тула: Изд-во ТулГУ, 2004.-149с. **4**. *Колесников А.А.* Синергетические методы управления сложными системами: Механические и электромеханические системы [Текст]/ А.А.Колесников, Г.Е.Веселов, А.Н.Попов, Ал.А.Колесников, Б.В.Топчиев, А.С.Мушенко, В.А.Кобзев -М.:Книжный дом «Либроком», 2013.-304с. **5.** *Сергиенко С.А.* Особенности одноконтурной сситемы стабилизации скорости с нелинейной интегральной связью [Текст] / С.А.Сергиенко -Проблемы создания новых машин и технологий. Сб.научных трудов КГПУ: Выпуск 1/2001(10).- Кременчуг:КГПУ, 2001.-С.39-44. **6.** *Кузовков Н.Т.* Модальное управление и наблюдающие устройства [Текст] / Н.Т.Кузовков.-М.:Машиностроение, 1976.-184с. **7**. *Волянский Р.С.* Синтез оптимальной системы управления с нелинейной активационной функцией [Текст] / *Р.С.Волянский, А.В.Садовой* // Электротехнические и компьютерные системы №15 (91), 2014. – С.69-71.

Bibliography (transliterated): 1. *Letov A.M.* Analiticheskoe konstruirovanie reguljatorov. I [Teskt] / A.M. Letov //Avtomatika i telemehanika tom 21, vypusk 4, 1960.- S.436-441. **2.** *Sadovoi A.V.* Sistemy optimal'nogo upravlenija precizionnymi jelektroprivodami [Tekst] / A.V.Sadovoj, B.V.Sukhinin, Ju.V.Sokhina – K.: ISIMO, 1996. – 298s. **3.** *Lovchakov V.I.* Optimal'noe upravlenie jelektrotehnicheskimi ob'ektami [Tekst] / V.I.Lovchakov, B.I.Sukhinin, V.V.Surkov - Tula: Izd-vo TulGU, 2004.-149s. **4.** *Kolesnikov A.A.* Sinergeticheskie metody upravlenija slozhnymi sistemami: Mehanicheskie i jelektromehanicheskie sistemy [Tekst] / A.A.Kolesnikov, G.E.Veselov, A.N.Popov, Al.A.Kolesnikov, B.V.Topchiev, A.S.Mushenko, V.A.Kobzev -M.:Knizhnyj dom «Librokom», 2013.-304s. **5.** *Sergienko S.A.* Osobennosti odnokonturnoj ssitemy stabilizacii skorosti s nelinejnoj integral'noj svjaz'ju [Tekst] / S.A.Sergienko -Problemy sozdanija novyh mashin i tehnologij. Sb.nauchnyh trudov KGPU: Vypusk 1/2001(10).- Kremenchug: KGPU, 2001.-S.39-44. **6.** *Kuzovkov N.T.* Modal'noe upravlenie i nabljudajushhie ustrojstva [Tekst] / N.T.Kuzovkov.- M.:Mashinostroenie, 1976.-184s. **7.** *Voljanskiy R.S.* Sintez optimal'noj sistemy upravlenija s nelinejnoj aktivacionnoj funkciej [Tekst] / R.S.Voljanskiy, A.V.Sadovoi// Jelektrotehnicheskie i komp'juternye sistemy №15 (91), 2014. – S.69-71.

Поступила 21.05.2017

УДК 681.5:62-83

С. М. ПЕРЕСАДА, докт. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПИ»;
С. Н. КОВБАСА, канд. техн. наук, доц., Національний технічний університет України «КПИ»;
С. С. ДЫМКО, канд. техн. наук, ст. преп., Національний технічний університет України «КПИ».

ФОРМИРОВАНИЕ ЗАДАННОГО ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ ДЛЯ АЛГОРИТМОВ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ С МАКСИМИЗАЦИЕЙ СООТНОШЕНИЯ МОМЕНТ–ТОК

Введение. В течении последних десятилетий усиливается тенденция использования в тяговых электроприводах синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ) вместо асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором (АД) [1]. Вместе с тем СДПМ является более дорогой электрической машиной, поскольку в нем используются редкоземельные магнитные материалы, стоимость которых постоянно растет. Стремление к уменьшению зависимости от поставщиков редкоземельных магнитов, а также необходимость снижения стоимости электрических транспортных средств стимулирует исследователей к разработке новых методов управления АД [2,3]. Хорошо разработанные методы векторного управления при постоянном потокосцеплении обеспечивают высокие динамические показатели регулирования механических координат [4,5], однако при малых нагрузках имеют заниженный коэффициент полезного действия вследствие необходимости поддерживать в машине полный ток возбуждения. С целью устранения этого недостатка, за последние десятилетия разработан ряд оптимальных стратегий управления, позволяющих синтезировать алгоритмы векторного управления с максимизацией соотношения момент–ток (МТРА), КПД, коэффициента мощности либо с минимизацией потерь [2,3], [7-11].

В [12] авторами предложено общетеоретическое решение проблемы векторного управления с МТРА и учетом насыщения магнитной цепи АД, обеспечивающее асимптотическую отработку заданных траекторий момента при максимизации соотношения момент-ток в статике. Предложенное авторами решение обеспечивает условия МТРА путем формирования заданного потокосцепление ротора АД с использованием двух разных методов, которые обеспечивают одинаковые показатели в статике, но демонстрируют различное динамическое поведение при изменении момента АД. Целью данной статьи является сравнение алгоритмов формирования заданного потокосцепления для алгоритма МТРА [12] в части повышения соотношения момент ток в динамических режимах работы.

Постановка задачи. Для синтеза алгоритмов векторного управления с оптимизацией по критерию МТРА в работе рассмотрено 1 / λ модель АД, учитывающую нелинейность контура намагничивания [13] и полученную на основании допущений о том, что насыщается только индуктивность намагничивания L_m, в то время как индуктивности рассеивания неизменны, а статическая и динамическая индуктивности равны между собой. В модели приняты следующие определения: $L_m(i_m) = \psi(i_m) / i_m$ – статическая индуктивность контура намагничивания; $\psi_m(i_m)$ – кривая намагничивания; i_m – ток намагничивания; $L_1(i_m) = L_m(i_m) + L_{1\sigma}$, $L_2(_{im}) = L_m(i_m) + L_{2\sigma}$ – индуктивности статора и ротора, где $L_{1\sigma}$ = const и $L_{2\sigma}$ = const – индуктивности рассеивания статора и ротора, соответственно. $L_1(i_m) = L_m(i_m) + L_{1\sigma}$, $L_2(_{im}) = L_m(i_m) + L_{2\sigma}$

В условиях принятых допущений модель АД в системе координат (d–q), вращающейся с произвольной угловой скоростью, может быть представлена в следующем виде:

$$\begin{gathered}\dot{\omega}=(M-M_C)/J,\quad M=\mu_{1m}(\psi_d i_q-\psi_q i_d),\\ \dot{i}_d=-\gamma_m i_d+\omega_0 i_q+\alpha_m\beta_m\psi_d+\omega\beta_m\psi_q+u_d/\sigma_m,\\ \dot{i}_q=-\gamma_m i_q-\omega_0 i_d+\alpha_m\beta_m\psi_q-\omega\beta_m\psi_d+u_q/\sigma_m,\\ \dot{\psi}_d=-\alpha_m\psi_d+\alpha_m L_m(i_m) i_d+\omega_2\psi_q,\\ \dot{\psi}_q=-\alpha_m\psi_q+\alpha_m L_m(i_m) i_q-\omega_2\psi_d,\\ \dot{\varepsilon}_0=\omega_0,\end{gathered} \tag{1}$$

где u_d, u_q компоненты вектора напряжения статора (тут и далее в статье индексы *d* и *q* соответствуют компонентам векторов в d–q системе координат), i_d, i_q –токи статора, ψ_d, ψ_q – потокосцепления ротора, ω – угловая скорость ротора, *M* – электромагнитный момент, M_C – момент нагрузки, ε_0 – угловое положение системы координат (d–q) по отношению к стационарной системе координат статора (a–b). Угловая частота скольжения определена как $\omega_2 = \omega_0 - \omega$, и *J* – полный момент инерции. Без потери общности рассмотрена модель с одной парой полюсов. В модели (1) все положительные константы, связанные с электрическими параметрами, представлены в следующем виде:

$$\begin{gathered}\alpha_m=R_2/L_2(i_m),\beta_m=L_m(i_m)/[L_2(i_m)\sigma_m],\quad \gamma_m=R_1\sigma_m^{-1}+\alpha_m\beta_m L_m(i_m),\\ \sigma_m=L_1(i_m)-L_m^2(i_m)/L_2(i_m),\qquad \mu_{1m}=3L_m(i_m)/[2L_2(i_m)],\end{gathered} \tag{2}$$

где R_1, R_2 – активные сопротивления статора и ротора соответственно. Индекс *m* в (2) используется для определения параметров зависящих от тока намагничивания i_m.

© С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, С.С. Дымко, 2017

Необходимо отметить, что стандартная модель АД для случая линейной магнитной цепи может быть получена из (1), путем подстановки $L_m(i_m) = L_m$ где L_m = const – индуктивность намагничивания АД при номинальном значении потокосцепления, а также $\alpha_m = \alpha$, $\beta_m = \beta$, $\gamma_m = \gamma$, $\sigma_m = \sigma$, $\mu_{1m} = \mu_1$.

Для модели АД (1) введем следующие допущения:

A1. Токи статора и угловая скорость ротора доступны для измерения. Все параметры АД известны и постоянны. Параметры, зависимые от насыщения магнитной цепи, являются известными функциями от тока намагничивания.

A2. Заданная траектория момента M^* является гладкой и ограниченной функцией с известными и ограниченными первыми двумя производными.

В условиях этих допущений необходимо синтезировать алгоритм векторного управления моментом АД обеспечивающий достижение следующих целей управления:

CO1. Асимптотическую отработку траекторий момента при ограничении всех внутренних сигналов

$$\lim_{t\to\infty} \tilde{M} = 0 , \tag{3}$$

где $\tilde{M} = M - M^*$ – ошибка отработки траектории момента;

CO2. Максимизацию соотношения момент–ток в установившихся режимах:

$$\max\left(M / I_1\right),\ I_1 = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} , \tag{4}$$

где I_1 – амплитуда вектора тока статора.

CO3. Асимптотическое полеориентирование

$$\lim_{t\to\infty} \psi_q = 0 . \tag{5}$$

Алгоритм прямого векторного управления моментом при линейной аппроксимации кривой намагничивания [12] задается:

– наблюдателем вектора потокосцепления пониженного порядка

$$\begin{gathered} \dot{\hat{\psi}} = -\alpha\,\hat{\psi} + \alpha L_m i_d , \\ \dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \frac{\alpha L_m i_q}{\hat{\psi}} + \frac{\gamma_1 \beta \omega\, \tilde{i}_d}{\hat{\psi}} , \end{gathered} \tag{6}$$

где $\hat{\psi}$ – оцененное значение вектора потокосцепления, $\gamma_1 > 0$ – настроечный коэффициент наблюдателя,

– регулятором момента

$$i_q^* = M^* / \mu_1 \hat{\psi} , \tag{7}$$

– ПИ-регулятором модуля вектора потокосцепления

$$\begin{gathered} i_d^* = (1/\alpha L_m)\left(\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi p}\tilde{\psi} - x_\psi\right), \\ \dot{x}_\psi = k_{\psi i}\tilde{\psi}, \end{gathered} \tag{8}$$

– регуляторами токов по осям d и q

$$u_d = \sigma\left(\gamma i_d^* - \omega_0 i_q - \alpha\beta\,\hat{\psi} + i_d^* - k_{ipd}\tilde{i}_d\right), \tag{9}$$

$$\begin{gathered} u_q = \sigma\left(\gamma i_q^* + \omega_0 i_d + \beta\,\omega\hat{\psi} + i_q^* - k_{ipq}\tilde{i}_q + x_q\right), \\ \dot{x}_q = -k_{iiq}\tilde{i}_q, \end{gathered} \tag{10}$$

где $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ и $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – ошибки отработки токов, i_d^*, i_q^* – заданные значения токов статора, $\tilde{\psi} = \hat{\psi} - \psi^*$ – ошибка отработки оцененного потокосцепления, k_{ipd} , k_{ipq} – коэффициенты пропорциональных составляющих регуляторов тока, k_{iiq} – коэффициент интегральной составляющей x_q регулятора тока по оси q. Производные от заданных токов в (9), (10) являются известными функциями от $\dot{M}^*$ и $\ddot{M}^*$ в соответствии с допущением А2. Алгоритм управления (6) – (10) обеспечивает достижение целей управления СО1, СО3, что доказано анализом в [12].

Формирование заданной траектории потокосцелпения для достижения условия МТРА. Благодаря свойствам асимптотической отработки заданных траекторий момента/потокосцепления алгоритмом (6) – (10), достижение цели СО2 может быть получено за счет специального формирования заданной траектории потокосцепления. Условия достижения критерия МТРА для всех заданных траекторий потокосцепления $\psi^* > 0$ в (8) могут быть сформулированы в следующем виде:

a) производная $\dot{\psi}^*$ является ограниченной;

b) в установившемся режиме задание вектора потокосцепления удовлетворяет условию

$$\bar{\psi}^* = \psi_0^* + L_m |\bar{i}_q| , \tag{11}$$

где $|\bar{i}_q|$ – установившееся значения $|i_q|$, $\psi_0^* > 0$ – малое значение заданного потокосцепления, необходимое для недопущения вырожденности в (6) и (7) при нулевых значениях заданного момента $M^* = 0$.

Из выражений (8) и (11), следует, что оптимизация по критерию МТРА в установившихся режимах достигается при условии

$$\bar{i}_d = |\bar{i}_q| + \psi_0^* / L_m , \tag{12}$$

где $\bar{i}_d$ – установившееся значение i_d , а ψ_0^* / L_m – малая константа.

В соответствии с допущением А2 заданная траектория момента M^* и ее производная являются ограниченными. Исходя из этого, заданная траектория вектора потокосцепления $\psi^* > 0$ может быть определена из (11) и

(12), с учетом $\bar{\psi}^* = \psi^*$, $\bar{i}_q = i_q$, как решение квадратного уравнения:

$$\psi^* = \frac{\psi_0^*}{2} + \xi_M, \; \xi_M = \sqrt{\frac{\psi_0^{*2}}{4} + \frac{2}{3} L_2 |M^*|} \; . \tag{13}$$

Первая производная по времени от ψ^* может быть определена как:

$$\dot{\psi}^* = L_2 \dot{M}^* sign(M^*) / 3\xi_M \; . \tag{14}$$

Из выражения (8) следует, что заданная траектория вектора потокосцепления (13) удовлетворяет условиям (12), а также имеет ограниченную производную. Следовательно, все три цели СО1 – СО3 управления достигаются.

На основании вышеизложенного может быть предложена следующая методика формирования заданного потокосцепления. В условиях токового управления АД подсистема потокосцепления формируется в виде системы первого порядка, в то время как подсистема момента безинерционна. Для сглаживания всплесков полевой компоненты вектора тока статора i_d во время переходных процессов при формировании заданного потокосцепления необходимо использовать фильтр. Один из вариантов решения этой задачи непосредственно следует из выражений (8) и (7) при условии, что $\tilde{\psi}(t) \equiv 0$. Задание на потокосцепление может быть сформировано в виде выхода нелинейной динамической системы

$$\dot{\psi}^* = -\alpha \psi^* + \frac{2}{3} \frac{\alpha L_2 |M^*|}{\psi^*} + \alpha \psi_0^* \; . \tag{15}$$

В более общем виде заданная траектория вектора потокосцепления является выходом сглаживающего фильтра, который формирует заданную траекторию ψ^r, определенную выражением (13). Такой фильтр позволяет выполнить реконструкцию производных от заданного потокосцепления, тем самым снижая требования к вычислительной мощности контролера управления. Например, фильтр 2-го порядка может быть реализован в таком виде:

$$\begin{aligned} &\psi^* = \zeta, \; \dot{\zeta} = \zeta_1, \\ &\dot{\zeta}_1 = -k_1 \zeta_1 - k_2 \zeta + k_2 \psi^r, \end{aligned} \tag{16}$$

где k_1 и k_2 – настроечные коэффициенты фильтра. Условие $\psi^* > 0$ обеспечивается за счет выбора коэффициентов следующим образом $k_2 = k_1^2 / 4$. Фильтр (16) обеспечивает реконструкцию 1-ой и 2-ой производных от заданного потокосцепления ψ^*. Путем выбора высоких значений настроечных коэффициентов динамика фильтра может быть настроена на требуемые показатели быстродействия. Достаточно большие значения k_1 и k_2 на основе теории сингулярных возмущений обеспечат формирование заданной траектории потокосцепления в виде (13).

Алгоритм векторного управления (6) – (10) имеет один вход – заданную траекторию момента M^*, и три выхода: электромагнитный момент M, амплитуду и положение вектора потокосцепления ротора. Благодаря определенной свободе выбора заданной траектории вектора потокосцепления может быть выполнена оптимизация переходных процессов токов статора при отработке заданных траекторий момента различной интенсивности.

Настроечными параметрами контроллера (6) – (10) являются: пропорциональная $k_{\psi p}$ и интегральная $k_{\psi i}$ составляющие регулятора потокосцепления, коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих k_{ipd}, k_{ipq}, k_{iiq} регуляторов тока, а также настроечный коэффициент наблюдателя потокосцепления γ_1. Для настройки алгоритма (6) – (10) использовано стандартный метод для линейных систем второго порядка.

Для перехода к управлению моментом АД с учетом насыщения в алгоритме (6) – (10) осуществляется замена постоянных параметров на зависящие от насыщения магнитной системы в соответствии с $\alpha = \alpha_m$, $\beta = \beta_m$, $\gamma = \gamma_m$, $\sigma = \sigma_m$, $\mu = \mu_{1m}$. Необходимо отметить, что регуляторы тока полного порядка (9) и (10) требуют производных от заданных токов, которые являются сложными нелинейными выражениями, зависящими от заданной траектории момента, а также ее первой и второй производных. При практической реализации в условиях, когда заданные траектории момента являются гладкими функциями, регуляторы тока могут быть упрощены путем пренебрежения этими производными, если регуляторы тока имеют «большие» значения коэффициентов.

Результаты экспериментальных исследований. Экспериментальная установка, функциональная схема которой показана на Рис. 1, состоит из следующих основных элементов: пара асинхронных двигателей (P_n = 2.2 kW, I_n = 5.0 A, V_n = 380 V, f_n = 50 Hz, ω_n = 151 rad/s, R_1 = 3.5 Ω, R_2 = 2.5 Ω, $L_{1\sigma} = L_{2\sigma}$ = 0.0091 H, L_m = 0.2709 H), соединенных жесткой муфтой; 380V/50A ШИМ инвертор с частотой коммутации 5 кГц; управляющий контроллер на основе цифрового сигнального процессора TMS320F28335, фотоимпульсный датчика скорости с разрешающей способностью 1024 имп/об. Значение индуктивности L_m приведено для точки кривой намагничивания с номинальным потоком.

Параметры регуляторов установлены равными: $k_{ipd} = k_{ipq}$ = 700, k_{iiq} = 122500, $\gamma_1 = 8 \cdot 10^{-3}$, k_1 = 1000, $k_2 = 2.5 \cdot 10^5$, $k_{\psi p}$ = 30, $k_{\psi i}$ = 450.

При выполнении исследований, использовалась следующая последовательность операций управления:

– в начальный момент времени машина возбуждена до ψ_0^* = 0.05 Вб;

– при t = 0.1 s начинается отработка траектории заданного момента, Рис. 2, которая начинается с нуля, нарастает до 2 Нм, а при t = 0.2 s нарастает до 8 Нм (≈50% от номинального значения), первая производная по заданию на момент равна 500 Нм/с;

– при t = 0.31 s задание на момент снижается до нуля.

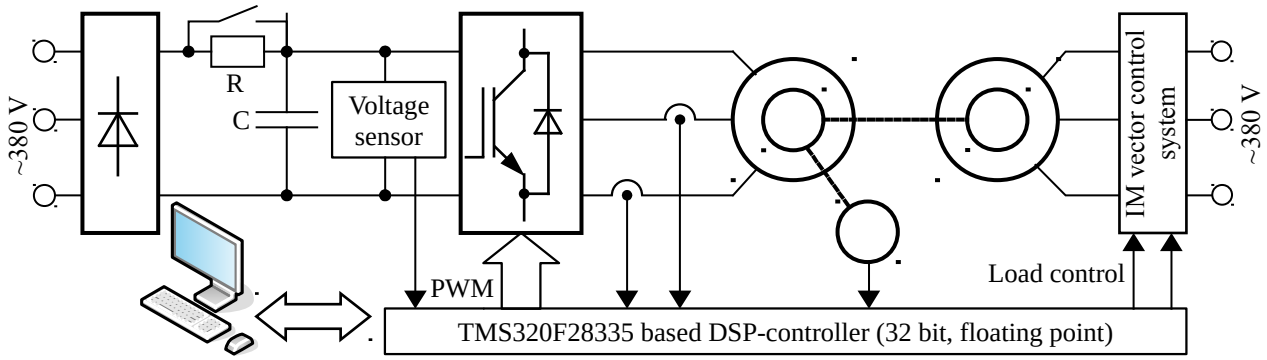


Рис. 1. Функциональная схема экспериментальной установки

Траектория момента сформирована таким образом, чтобы угловая скорость свободно вращающегося вала не превышала значения скорости, при котором необходимо осуществлять ослабление потока АД. Графики переходных процессов для статического и динамического методов формирования заданного потокосцепления показаны на Рис. 2. Из сравнения графиков переходных процессов видно, что при статическом формировании заданного потокосцепления с использованием зависимости (13) происходит интенсивное изменение потокосцепления ротора, благодаря чему условия MTPA в статике достигаются быстрее. Вместе с тем, интенсивное изменение потокосцепления требует значительных динамических токов статора (до 18 А), что повышает уровень активных потерь в динамике. В тоже время при динамическом формировании задания на потокосцепление в соответствии с выражением (15), скорости изменения потокосцепления намного ниже, следовательно достижение условий MTPA в статическом режиме происходит за более длительный интервал. Токи статора в этом случае не содержат значительных всплесков, как следует из Рис. 2б, отработка траектории момента происходит с токами статора, не превышающими 8 А.

Для того, чтобы исследовать влияние скорости изменения задания момента на уровень тока статора была проведена серия экспериментальных тестов, при выполнении которых задание на момент формировалось в виде синусоидальной функции $M^* = T_m \sin(2\pi f)$, с $T_m = 4$ Нм и $T_m = 8$ Нм. При этом фиксировались максимальные значения всплесков тока статора, а также рассчитывалось его среднее значение. Результирующие зависимости показаны на Рис. 3 и подтверждают, что использование динамического формирователя заданного потокосцепления (15) позволяет избежать существенного увеличения токов статора даже при отработке быстрых траекторий момента АД.

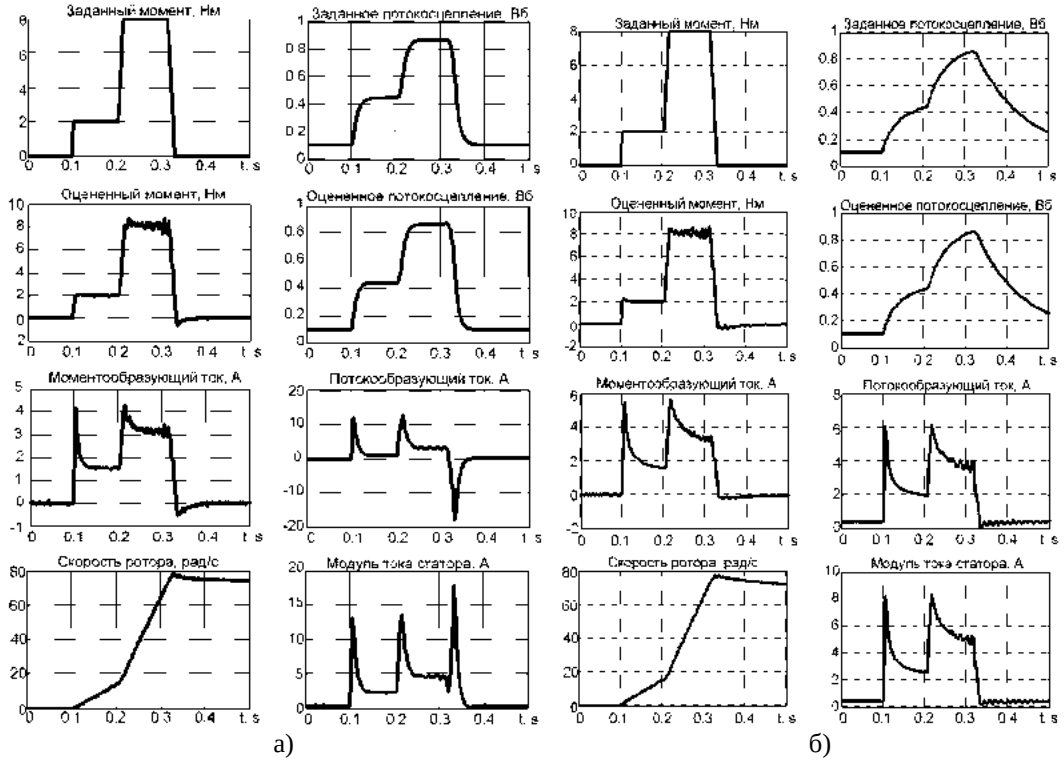
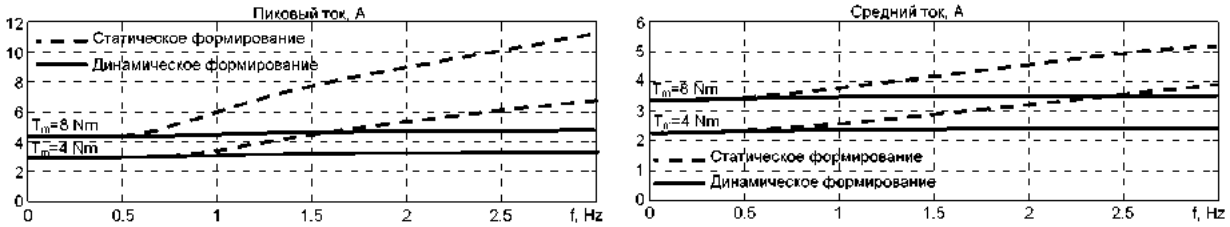


Рис. 2. Графики переходных процессов: а) при статическом формировании заданного потокосцепления ; б) при динамическом формировании заданного потокосцепления



а) б)

Рис. 3. Зависимости тока от частоты задающего сигнала

Выводы. Разработаны методы формирования заданного потокосцепления для алгоритмов векторного управления асинхронными двигателями, которые позволяют достигать выполнения условий максимизации соотношения момент-ток в статических режимах работы. Экспериментально показано, что, благодаря определенной свободе выбора заданной траектории вектора потокосцепления, может быть выполнена оптимизация переходных процессов токов статора при отработке заданных траекторий момента различной интенсивности. Это позволяет снизить уровень потерь активной мощности не только в статике, благодаря достижению условий МТРА, а также и в динамике. Предложенные решения могут использоваться в технологических применениях, где не требуется высокодинамичной отработки механических координат, например, в электротранспорте.

Список литературы: 1. M.J.Melfi, S.Evon and R.McElveen, “Induction versus permanent magnets motors”, IEEE Ind. Applicat. Magazine, vol. 15, pp. 28-35, Nov/Dec 2009. **2.** D.Biswas, K.Mukherjee and N.C.Kar “A Novel approach towards Electrical Loss Minimization in Vector Controlled Induction Machine Drive for EV/HEV” in Proc. 2012 Transportation Electrification Conference and Expo, 18-20 Jun., Dearborn, 2012, pp.1-5. **3.** W.Sung, J.Shin, and Y.Jeong, “Energy-Efficient and Robust Control for High-Performance Induction Motor Drive With an Application in Electric Vehicles” IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 61, no. 8, pp. 3394-3405, 2012. **4.** B.K.Bose Modern power electronics and AC Drives, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002. **5.** J. Chiason Modelling and high performance control of Electrical Motors. IEEE Press, 2005. **6.** G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, “Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey” IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, 2004. **7.** H.-T. Lee, Li-Ch. Fu and H.-S.Huang “Sensorless Speed Tracking of Induction Motor With Unknown Torque Based on Maximum Power Transfer” IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 911-924, 2002. **8.** A. M. Bazzi and P. T. Krein, “Review of methods for real-time loss minimization in induction machines,” IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 46, no. 6, pp. 2319 – 2328, 2010. **9.** Y. Wang, T. Ito, R. D. Lorenz, “Loss manipulation capabilities of deadbeat direct torque and flux control induction machine drives” IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 51, no. 6, pp. 4554 – 4566, 2015. **10.** S. A. Odhano, R. Bojoi, A. Boglietti, Ş. G. Roşu, G. Griva “Maximum efficiency per torque direct flux vector control of induction motor drives” IEEE Trans. Industry Applications, vol. 51, no. 6, pp. 4415 – 4424, 2015. **11.** O.Wasynchuk, S.D.Sudhoff, K.A.Corsine, J.Tichenor, P.Krause, I.Hansen, L.Taylor “A maximum torque per Ampere control strategy for induction motor drives” IEEE Trans. on Energy Conversion, vol.13, no.2, pp.163-169, 1998. **12.** S. Bozhko, S. Dymko, S. Kovbasa and S. M. Peresada, "Maximum Torque-per-Amp Control for Traction IM Drives: Theory and Experimental Results," in IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 53, no. 1, pp. 181-193, Jan.-Feb. 2017. **13.** E.Levi “A Unified Approach to Main Flux Saturation Modelling in D-Q Axis Models of Induction Machines” IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 10, no. 3, pp. 455-461, 1995.

Поступила 26.06.2017

УДК 621.361.72

О. І. ТОЛОЧКО, докт. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ», Київ;
В. П. СТЯЖКІН, канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
О. М. РИЖКОВ, аспірант, Інститут електродинаміки НАНУ, Київ.

ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ РУХУ МЕХАНІЗМІВ МОСТОВОГО КРАНУ ПРИ ЇХ ОДНОЧАСНІЙ РОБОТІ МЕТОДОМ МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ ВІРТУАЛЬНОГО МЕХАНІЧНИХ БЛОКІВ БІБЛІОТЕКИ SIMMECHANICS ПАКЕТА MATLAB

Введення. Для переміщення вантажів в умовах виробничого процесу широкого розповсюдження набули кранові установки. Серед них значну кількість складають мостові крани, що здійснюють рухи вантажу у трьох взаємоперпендикулярних напрямках за допомогою трьох основних механізмів:

- моста, що пересувається по рейках, покладеним на підкранові балки уздовж прольоту відкритої або закритої вантажної площадки;
- візка з підвішеним до неї вантажем, що переміщається уздовж моста, тобто поперек прольоту площадки;
- піднімального пристрою у вигляді лебідки для намотування каната, до якого прикріплений вантаж.

Схематичне зображення сукупності механізмів мостового крана наведено на рис. 1. Оскільки вантаж є підвішеним до візка на гнучкому канаті, то він може ще здійснювати коливання у вертикальній площині, просторова орієнтація якої залежить від співвідношення параметрів руху моста та візка. Отже, вантаж, що переміщується мостовим краном, має 5 ступенів свободи.

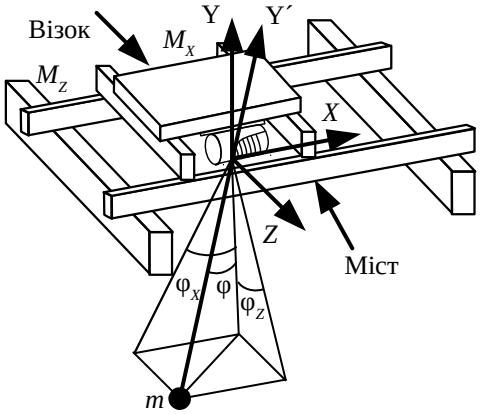


Рисунок 1 – Механічна система міст–візок–вантаж– –підіймальний пристрій

У багатьох джерелах [1-4] при аналізі коливань вантажу і при синтезі систем регулювання швидкості візка та моста з умов гасіння цих коливань окремо розглядають систему візок–вантаж при нерухомому мості та систему міст–візок–вантаж при нерухомому візку та вважають довжину канату при переміщенні моста і візка незмінною [2, 3].

Математичний опис мостового крана з 5 ступенями свободи, отриманий шляхом застосування рівнянь Лагранжа другого роду уперше наведено у [5] і у різних інтерпретаціях використано у подальших роботах, наприклад, [6-8]. Ця математична модель являє собою нелінійний багатозв'язний об'єкт керування 8-го порядку з перехресними зв'язками, чисельними тригонометричними функціями та блоками множення:

$$\begin{cases} F_z(t)=(M_z+M_x+m)\dfrac{dv_z(t)}{dt}+mL(t)\dfrac{d\omega_z(t)}{dt}\cos\varphi_z(t)\cos\varphi_x(t)-mL(t)\dfrac{d\omega_x(t)}{dt}\sin\varphi_z(t)\sin\varphi_x(t)- \\ -mL(t)v_z^2(t)\sin\varphi_z(t)\cos\varphi_x(t)-ml v_x^2\sin\varphi_z(t)\cos\varphi_x(t)-2mL(t)v_z(t)v_x(t)\cos\varphi_z(t)\sin\varphi_x(t), \\ F_x(t)=(M_x+m)\dfrac{dv_x(t)}{dt}+ml(t)\dfrac{d\omega_z(t)}{dt}(t)\cos\varphi_x(t)-mL(t)\omega_z^2(t)\sin\varphi_x(t), \\ L(t)\dfrac{d\omega_z(t)}{dt}\cos^2\varphi_x(t)+\ddot{x}\cos\varphi_z(t)\cos\varphi_x+gsin\varphi_z(t)\cos\varphi_x(t)-2L(t)\omega_z(t)\omega_x(t)\sin\varphi_x(t)\cos\varphi_x(t)=0, \\ L(t)\dfrac{d\omega_x(t)}{dt}+\dfrac{dv_x(t)}{dt}(t)\cos\varphi(t)+gsin\varphi_x(t)\cos\varphi_z(t)-L(t)\dfrac{dv_z(t)}{dt}\sin\varphi_z(t)\sin\varphi_x(t)+ \\ +L(t)\omega_z^2(t)\omega_x(t)\cos\varphi_x(t)\sin\varphi_x(t)=0, \\ \dfrac{dx(t)}{dt}=v_x(t),\ \dfrac{dz(t)}{dt}=v_z(t),\ \dfrac{d\varphi_x(t)}{dt}=\omega_x(t),\ \dfrac{d\varphi_z(t)}{dt}=\omega_z(t). \end{cases}$$

Це ускладнює його використання для створення математичних моделей у популярних програмах структурного моделювання, наприклад, *Simulink*.

Постановка задачі. Наразі все більшу актуальність при дослідженні механічних об'єктів зі складною кінематикою та багатьма ступенями свободи набуває розробка віртуальних фізичних моделей, які не потребують від користувача знання математичного опису, потребують менше часу для налаштування, є більш наочними, мають розвинені засоби візуалізації та анімації результатів досліджень. Такі моделі можна створювати і в *Simulink* шляхом використання віртуальних механічних блоків бібліотеки *SimMechanics* [9-11]. Але розробці моделей мостових кранів при сумісній роботі усіх механізмів у літературних джерелах приділено не достатньо уваги. Наприклад, в [1] наведено *SimMechanics*–модель механічної системи візок-вантаж з постійною довжиною канату та нерухомим мостом з урахуванням тертя, у [4] – структурну та віртуальну механічну модель системи візок–підіймальний пристрій.

© О.І. Толочко, В.П. Стяжкін, О.М. Рижков, 2017

Метою даної роботи є розробка віртуальної механічної моделі для дослідження процесів переміщення вантажу при одночасній роботі моста, візка і лебідки у середовищі пакета *MATLAB* з використанням віртуальних механічних блоків бібліотеки *SimMechanics*.

Матеріали досліджень. При розробці моделі об'єкта, зображеного на рис. 1, знехтуємо пружністю та вагою каната і тертям. Віртуальна механічна модель сукупності механізмів мостового крана, створена за правилами та рекомендаціями, поданими у [9-11], показана на рис. 2.

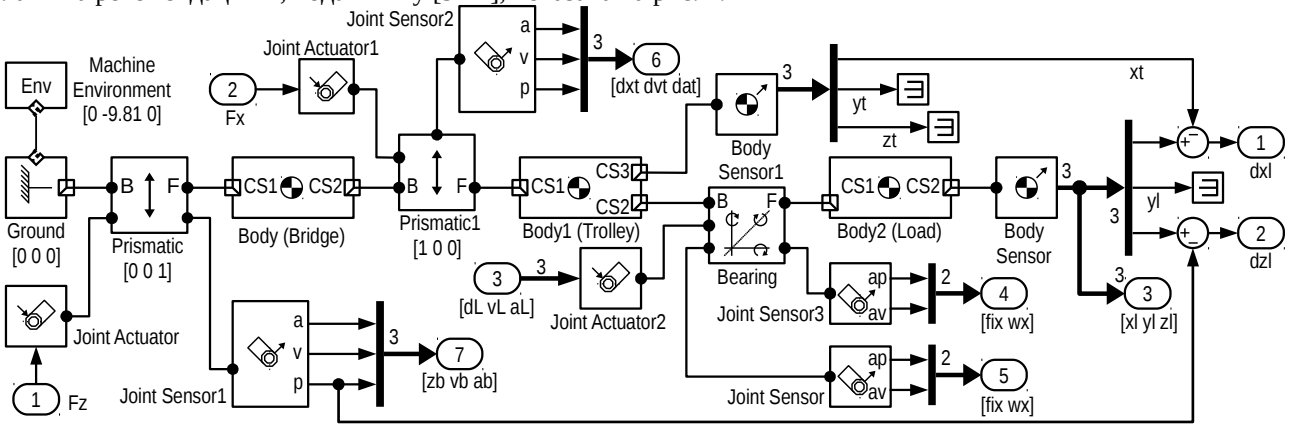


Рисунок 2 – Віртуальна фізична модель мостового крана

Комбінація блоків *Machine Environment* і *Ground* задає гравітаційні сили, прикладені до центру координат та їх орієнтацію в заданій системі відліку. Тіла *Body*, та відображують властивості моста (*Bridge*), візка (*Trolley*) та вантажу (*Load*) з зосередженими масами M_z , M_x та m відповідно. Для правильного спряження тіл, що утворюють між собою кінематичні пари, треба, щоб точки тіл, що з'єднуються через суглоб, мали в однакових осях однакові координати.

Кінематичні зв'язки *Prismatic* із приєднаними до них тілами утворюють кінематичні пари із поступальним ступенем свободи, а зв'язок *Bearing* має 3 обертові та 1 поступальний ступені свободи, причому поступальний рух здійснюється після завершення поворотів уздовж тієї осі, навколо якої виконувався останній поворот [12].

Блоки *Joint Actuator* дозволяють задати у функції часу силову дію (*Generalized Force*) між елементами кінематичної пари або рух (*Motion*) наступного тіла (*Following*) відносно базового (*Base*), *Joint Sensor* та *Body Sensor* є датчиками для зняття сигналів. При виборі датчиків враховано, що блоки *Joint Sensor* вимірюють координати руху тіла *Following* (*F*) відносно тіла *Base* (*B*), а блоки *Body Sensor* – абсолютні координати відповідних тіл.

Як бачимо, завдання на рух візка і моста задається зусиллями `Fx` та `Fz` відповідно, а завдання на рух підіймального пристрою задається у режимі *Motion* сукупністю трьох сигналів: переміщення (зміна довжини канату `dL`), лінійні швидкість `vL` та прискорення `aL` у напряму осі `Y'` (див. рис.1). Це дуже зручно для механізму з активним навантаженням, у якого проекція сили тяжіння на рухому вісь `Y'` постійно змінюється із-за коливань вантажу. У такий же спосіб можна закріпити будь який із механізмів, якщо ми не хочемо, щоб він не рухався. Наприклад, якщо треба закріпити позицію візка відносно мосту, то замість зусилля `Fx` на ланку *Joint Actuator* треба подати вектор із 3–х нульових сигналів `[0 0 0]`, попередньо змінивши у вікні параметрів блоку опцію *Actuate with:* зі значення *Generalized Force* на значення *Motion*. Завдяки цьому наведена модель стає універсальною у тому сенсі, що за її допомогою можна досліджувати рухи кожного механізму окремо і будь-які сполучення механізмів при їх сумісній роботі.

Вихідними сигналами наведеної моделі є `[zb vb ab]` (порт 7) – положення, швидкість та прискорення моста, `[dxt dvt dat]` (порт 6) – положення, швидкість та прискорення візка відносно моста, `[xt yt zt]` – абсолютні координати візка у 3–вимірному просторі, `[xl yl zl]` (порт 3) – абсолютні координати вантажу у 3-вимірному просторі, `[dxl dzl]` (порти 1, 2) – лінійні відхилення вантажу від вертикалі, `[fix wx]` (порт 4) – кутове відхилення вантажу від вертикалі та кутова швидкість у площині xy, `[fiz wz]` (порт 5) – кутове відхилення вантажу від вертикалі та кутова швидкість у площині zy, Вхідні сигнали можна формувати, а вихідні реєструвати будь-якими блоками бібліотек *Simulink*, що дозволяє доповнити механічну модель крана системами керування координатами його механізмів у структурному вигляді.

Апробацію запропонованої моделі виконано при таких вихідних даних: маса вантажу з гаком – 4000 кг, маса візка із закріпленим на ньому підіймальним пристроєм і відповідними двигунами – 2000 кг, моста з приводними двигунами – 18000 кг, довжина каната – 12 м. Для перевірки її адекватності попередньо були розраховані основні характеристики коливань, отримані з аналізу лінеаризованого математичного опису [ ]:

1) для вантажу, підвішеного до нерухомої опори при тестовому значенні початкового кута $\varphi_0 = 30°$

$T_0 = \sqrt{L / g} = 1.106$ с, $T_{k0} = 2\pi T_0 = 6.95$ с – стала часу та період коливань вантажу, підвішеного до нерухомої опори;

$\omega_{m0} = \varphi_0 / T_0 = 27$ град/с, $x_m = x_0 = -L\sin\varphi_0 = 6$ м, $y_m = y_0 = -L\cos\varphi_0 = -10.4$ м – амплітуда кутової швидкості та максимальні лінійні відхилення вантажу від стану рівноваги;

2) для вантажу, підвішеного до візка, що пересувається по нерухомому мосту при ступінчатому прикладенні до візка постійного зусилля, розрахованого з умови забезпечення середнього прискорення візка a_{x0} = 0.5 м/с² : F_{x0} = (M_x + m) a_{x0} = 3000 Н

$T_{12}=\sqrt{\frac{L}{g}\cdot\frac{M_x}{M_x+m}}=0.64$ с, $T_{k12}=2\pi T_{12}=4.01$, с – стала часу та період коливань системи візок–вантаж;

$\varphi_{x\min}=0$, $\varphi_{x\max}=-\frac{2F_{x0}}{(M_x+m)g}=0.102 rad=5.84^\circ$ – максимальні значення куту відхилення вантажу при прискореному русі візка;

$a_{max}=\frac{x0F}{M_x}=1.5$ м/с², $a_{x\min}=a_{x\max}\frac{M_x-m}{M_x+m}=-0.5$ м/с² – максимальне та мінімальне прискорення візка;

3) для вантажу, підвішеного до візка, закріпленого на мосту, який рухається під дією постійного зусилля, розрахованого з умови забезпечення середнього прискорення візка a_{z0} = 0.2 м/с² : F_{z0} = (M_x + M_z + m) a_{z0} = 4800 Н

$T_{13}=\sqrt{\frac{L}{g}\cdot\frac{M_z}{M_z+M_x+m}}=1.01$ с, $T_{k13}=2\pi T_{13}=6.34$ с – стала часу та період коливань системи візок–міст-вантаж;

$\varphi_{z\min}=0$, $\varphi_{z\max}=-\frac{2F_{z0}}{(M_z+M_x+m)g}=0.04 rad=-2.34^\circ$ – максимальні значення куту відхилення вантажу при прискореному русі моста;

$a_{z\max}=\frac{z0F}{M_z+M_x}=0.24$, $a_{z\min}=a_{z\max}\frac{M_z+M_x-m}{M_z+M_x+m}=0.16$ м/с² – максимальне та мінімальне прискорення моста.

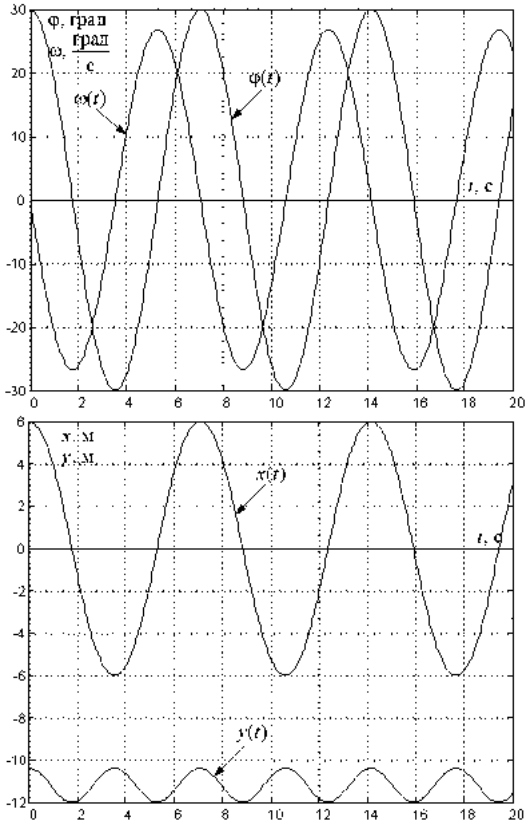


Рисунок 3 – Графіки власних рухів вантажу, підвішеного до нерухомої опори.

Графіки власних коливань вантажу, підвішеного до нерухомої опори, при початковому куті відхилення 30° представлені на рис. 3. Як бачимо, параметри перехідних процесів співпадають з розрахованими вище. Графіки коливань вантажу та траєкторія його руху при роботі лебідки, що підіймає вантаж з рівня – 12 м до рівня – 5 м відносно точки підвісу, фіксує його на цьому рівні, а потім опускає, подані на рис. 4. З графіків видно, що при зменшенні довжину канату за лінійним законом зростає не тільки частота, а й амплітуда куту відхилення вантажу від вертикалі. Усталена частота коливань збігається з частотою, визначеною аналітично, а аналітичний вираз для закону зміни амплітуди залишається невідомим, тому що досліджувана система стає суттєво нелінійною.

Розглянемо тепер перехідні процеси у механічній системі міст–візок–вантаж при діаграмах динамічних зусиль, розрахованих так, щоб при одночасному початку руху візка і моста візок пересунувся на 5 м, а міст – на 4 м, здійснюючи переміщення за трапецеїдальними тахограмами при усталеній швидкості v_{xu} = v_{zu} = 0.4 м/с. Часи розгону та гальмування для моста і візка обрані рівними періодам коливань T_{k13} та T_{k12} відповідних автономних двомасових систем, визначених за умов лінеаризації їх математичного опису.

Такі графіки показані на рис. 5: перший графік – прискорення, швидкість та переміщення моста з візком та вантажем; другий – прискорення, швидкість і переміщення візка з вантажем відносно моста; третій і четвертий графіки – коливання вантажу у двох взаємо перпендикулярних напрямах. На рис. 5 показано траєкторію рухів вантажу відносно вертикалі, що проходить через точку підвісу, а на рис. 6 – для порівняння та ж сама траєкторія при відсутності узгодження часів розгону та гальмування з періодами коливань вантажу на цих ділянках.

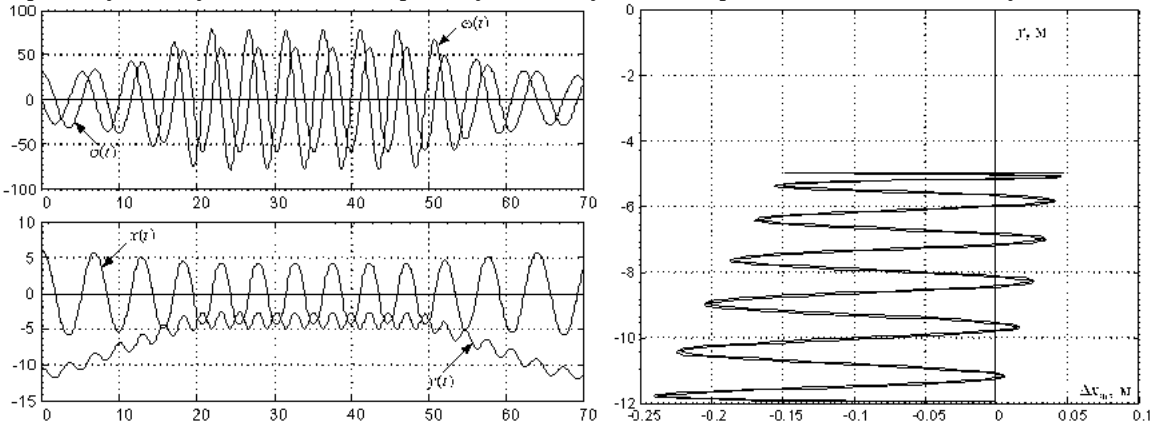


Рисунок 4 –Графіки коливань вантажу, підвішеного до нерухомої опори при змінній довжині канату

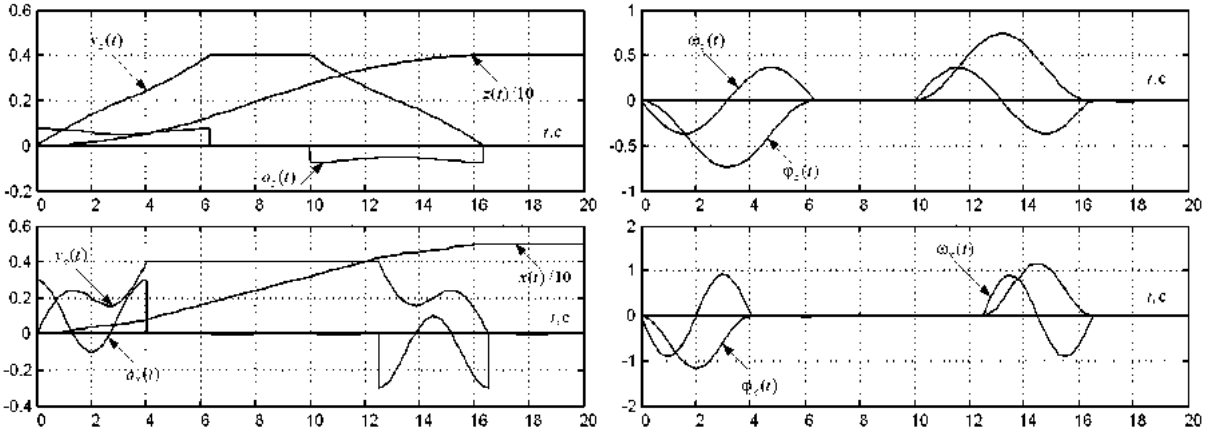
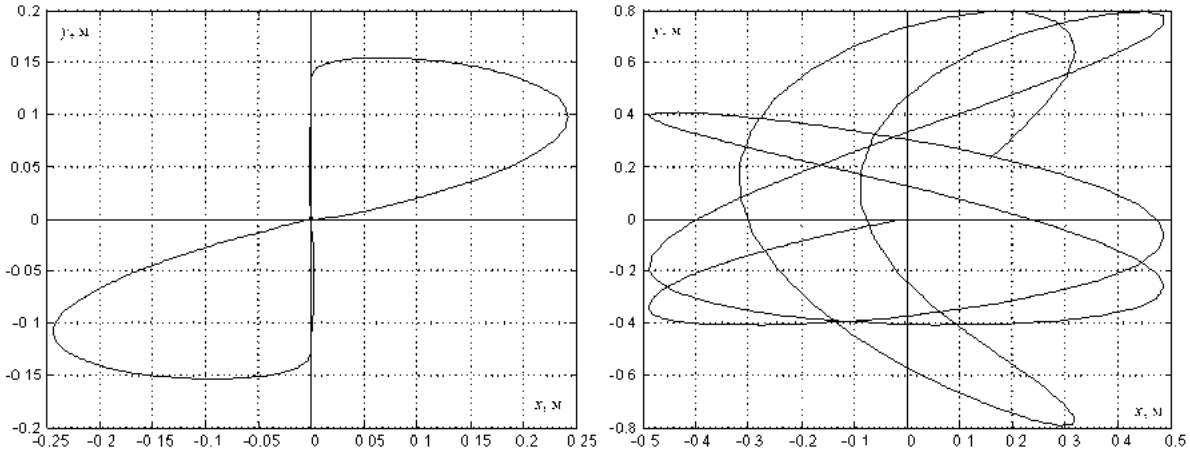


Рисунок 5 – Перехідні процеси при переміщенні моста і візка на задані відстані при скоригованих часах розгону та гальмування



а) б)

Рисунок 6 – Траєкторія рухів вантажу відносно вертикалі при скоригованих (а) та не скоригованих (б) часах розгону та гальмування візка і крана

Із аналізу перехідних процесів також видно, що при узгодженні рухів моста і візка з коливаннями вантажу у відповідних площинах при невеликих кутах відхилення вантажу та постійній довжині канату усі механізми системи здійснюватимуть лише по одному коливанню на цих ділянках, а на усталеній швидкості коливань не буде. При відсутності такого узгодження вантаж описує хаотичні траєкторії навколо вертикалі з підвищеною амплітудою. Із графіків також видно, що при однаковій кутовій амплітуді коливань вантажу, амплітуда коливань прискорення візка у 10 раз перевищує амплітуду коливань прискорення моста, що пояснюється таким же відношенням маси моста з візком до маси візка.

На закінчення розглянемо одночасну роботу усіх трьох механізмів: моста, візка і лебідки. Графіки перехідних процесів, отримані при переміщенні моста на 12 м, візка по мосту на 15 м при зміні довжини канату на 7 м, отримані за допомогою розробленої моделі, показані на рис. 7. На початку руху довжина каната зменшується, тобто вантаж підіймають на певну висоту, а потім довжина відновлюється, тобто вантаж опускають додолу.

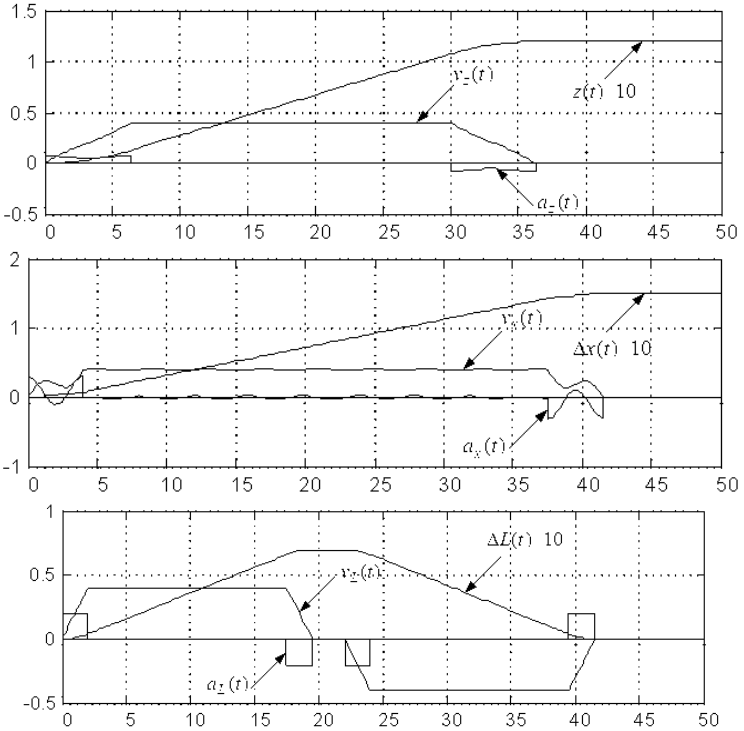
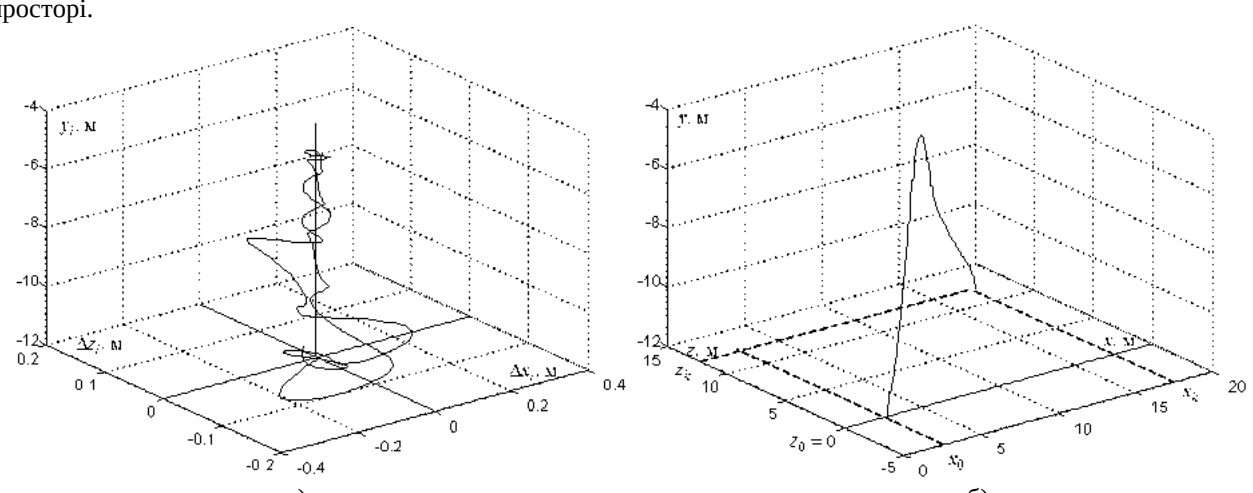


Рисунок 7 – Графіки прискорень, швидкостей переміщень моста, візка і зміни довжини каната

На рис. 8а подані траєкторії руху вантажу та переміщень моста, візка та зміни довжини каната, на рис. 8б – траєкторії відхилень ван-тажу від вертикалі, що проходить через точку підвісу каната, у тривимірному просторі.



а) б)

Рисунок 8 – Траєкторія руху вантажу при одночасних переміщеннях моста та візка при зміні довжини канату (а) і траєкторія руху вантажу (б) відносно вертикалі, що проходить через точку підвісу канату

Висновок. Розроблена модель адекватно відображує перехідні процеси пересування вантажу механізмами мостового крану і може бути використана при дослідженні різноманітних систем керування.

Список літератури: 1. Mohamed B. Trabia. Generalized Design of an Anti-swing Fuzzy Logic Controller for an Overhead Crane with Hoist / Mohamed B. Trabia, Jamil M. Renno, Kamal A. F. // Journal of Vibration and Control, **N**o 14(3). – P.p. 319-346. **2.** Герасимяк Р.П., Лещев В.А. Анализ и синтез крановых электромеханических систем. – Одесса: СМИЛ, 2008. – 191 с. **3.** Thein Moe Win. Simmechanics visualization of experimental model overhead crane, its linearization and reference tracking-lqr control / Thein Moe Win, Tim Hesketh, Ray Eaton // International Journal of Chaos, Control, Modelling and Simulation (IJCCMS) Vol.2, No.3, September 2013. – 16 p. **4.** Толочко О.І., Бажутін Д.В. Розробка моделей мостового крану із урахуванням зміни довжини канату // Наукові праці ДонНТУ. Серія: "Електротехніка і енергетика". – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ», 2011.- Вип. 11(186). – С. 388–391. **5.** Lee H.H. Modeling and control of a three-dimensional overhead crane // ASME Journal of Dynamic Systems, Measurements, and Control, 120, 1998. – P. 471-476. **6.** R.M.T. Raja Ismail. Nonlinear dynamic modelling and analysis of a 3-d overhead gantry crane system with system parameters variation / Raja Ismail, Ahmad, Ramli, Rashidi // IJSSST, Vol. 11, No. 2. – P.p. 9-16**. 7.** Diantong Liu. Adaptive sliding mode fuzzy control for a two-dimensional overhead crane / Diantong Liu, Jianqiang Yi, Dongbin Zhao, Wei Wang // Mechatronics, 15, 2005. – P.p. 505-522. **8.** Xianqing Wu. Nonlinear Energy-Based Regulation Control of Three-Dimensional Overhead Cranes / Xianqing Wu, Xiongxiong He // IEEE transactions on automation science and engineering, 2016. – 12 p. **9.** SimMechanics 2. User's Guide. Matlab & Simulink. COPYRIGHT 2001–2007 by The MathWorks, Inc. **10.** Мусалимов В.М. Моделирование мехатронных систем в среде MATLAB (Simulink / SimMechanics): учебное пособие для высших учебных заведений / В.М. Мусалимов, Г.Б. Заморуев и др. – СПб: НИУ ИТМО, 2013. – 114 с. **11.** Щербаков В.С. Моделирование и визуализация движений механических систем / В.С. Щербаков, М.С. Корытов и др. Омск, 2007. – 85 с.

Bibliography (translated): 1. Mohamed B. Trabia. Generalized Design of an Anti-swing Fuzzy Logic Controller for an Overhead Crane with Hoist / Mohamed B. Trabia, Jamil M. Renno, Kamal A. F. // Journal of Vibration and Control, **N**o 14(3). – P.p. 319-346. **2.** Gerasimjak R.P., Leshchov V.A. Analis s sintez kranovyh electromechanicheskih system. – Odessa, 2008. – 191 c. **3.** Thein Moe Win. Simmechanics visualization of experimental model overhead crane, its linearization and reference tracking-lqr control / Thein Moe Win, Tim Hesketh, Ray Eaton // International Journal of Chaos, Control, Modelling and Simulation (IJCCMS) Vol.2, No.3, September 2013. – 16 p. **4.** Tolochko O.I., Bazhutin D.V. Rozrobka modelej mostovogo kranu iz urahuvannjam zminy dovzhiny kanatu // Naukovi praci DonNTU. Serija: "Elektrotehnika i energetyka". – Donetsk: DonNTU, 2011. – No. 11(186). – S. 388–391. **5.** Lee H.H. Modeling and control of a three-dimensional overhead crane // ASME Journal of Dynamic Systems, Measurements, and Control, 120, 1998. – P. 471-476. **6.** R.M.T. Raja Ismail. Nonlinear dynamic modelling and analysis of a 3-d overhead gantry crane system with system parameters variation / Raja Ismail, Ahmad, Ramli, Rashidi // IJSSST, Vol. 11, No. 2. – P.p. 9-16**. 7.** Diantong Liu. Adaptive sliding mode fuzzy control for a two-dimensional overhead crane / Diantong Liu, Jianqiang Yi, Dongbin Zhao, Wei Wang // Mechatronics, 15, 2005. – P.p. 505-522. **8.** Xianqing Wu. Nonlinear Energy-Based Regulation Control of Three-Dimensional Overhead Cranes / Xianqing Wu, Xiongxiong He // IEEE transactions on automation science and engineering, 2016. – 12 p. **9.** SimMechanics 2. User's Guide. Matlab & Simulink. COPYRIGHT 2001–2007 by The MathWorks, Inc. **10.** Musalimov V.M. Modelirovanie mehatronnyh sistem v srede MATLAB (Simulink / SimMechanics) / V.M. Musalimov, G.B. Zamoruev i dr. – SPb: NIU ITMO, 2013. – 114 s. **11.** Shcherbakov V.S. Modelirovanie i vizualizacija dvizhenij mehanicheskih sistem / V.S. Shcherbakov, M.S. Korytov i dr. Omsk, 2007. – 85 s.

Надійшла 26.06.2017

УДК 621.313

А. Л. ДОРОШЕНКО, пров. інж., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
В. М. МИХАЛЬСЬКИЙ, докт. техн. наук, проф., гол. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
І. А. ШАПОВАЛ, канд. техн. наук, с.н.с., ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ.

ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ПОВНІСТЮ КЕРОВАНОЇ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ

Вступ. Машина подвійного живлення (МПЖ) як об'єкт керування в електроприводі останнім часом знаходить все нові області застосування. Така тенденція пов'язана з сучасним розвитком алгоритмів векторного керування та удосконаленням напівпровідникових перетворювачів електроенергії. Так, в галузі вітрової відновлювальної енергетики МПЖ поступово витісняє синхронні генератори, що обумовлено її здатністю керувати окремо активною та реактивною потужністю [1-4]. В [4-6] розглядається електромеханічна система з МПЖ, що здатна замінити двигуни постійного струму та асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором у важкій промисловості та у галузі тягового електропривода. Під повністю керованою МПЖ [4] розуміється наявність двох каналів керування: керування по колу статора і колу ротора, внаслідок чого МПЖ може поєднувати властивості синхронної та асинхронної електричних машин. В [5, 6] наведено огляд систем електропривода на базі МПЖ, в якому автори приходять до висновку про доцільність одночасного керування МПЖ як по колу статора, так і по колу ротора.

Основною метою даної роботи є розробка і дослідження алгоритму керування швидкістю та побудова математичної моделі системи електропривода на базі повністю керованої МПЖ.

Постановка задачі. Враховуючи теорію узагальненої електричної машини та методику отримання математичної моделі довільної обертової електричної машини [2], запишемо динамічну модель МПЖ в проекціях струмів статора, ротора та головного магнітного потоку в системі координат (d–q), що обертається з кутовою швидкістю ω_k:

$$
\begin{aligned}
&\dot{\theta}=\omega,\dot{\omega}=\frac{1}{J}(M-M_c),M=\frac{3}{2}p_n L_m(i_{1q}i_{2d}-i_{1d}i_{2q}),\\
&u_{1d}=r_1 i_{1d}+L_{1\sigma}\frac{d}{dt}i_{1d}-\omega_k L_{1\sigma}i_{1q}+\frac{d}{dt}\psi_{md}-\omega_k\psi_{mq},\\
&u_{1q}=r_1 i_{1q}+L_{1\sigma}\frac{d}{dt}i_{1q}+\omega_k L_{1\sigma}i_{1d}+\frac{d}{dt}\psi_{mq}+\omega_k\psi_{md},\\
&u_{2d}=r_2 i_{2d}+L_{2\sigma}\frac{d}{dt}i_{2d}-\omega_2 L_{2\sigma}i_{2q}+\frac{d}{dt}\psi_{md}-\omega_2\psi_{mq},\\
&u_{2q}=r_2 i_{2q}+L_{2\sigma}\frac{d}{dt}i_{2q}+\omega_2 L_{2\sigma}i_{2d}+\frac{d}{dt}\psi_{mq}+\omega_2\psi_{md},\\
&\psi_{md}=L_m(i_{1d}+i_{2d}),\psi_{mq}=L_m(i_{1q}+i_{2q}),\\
&\psi_m=\sqrt{\psi_{md}^2+\psi_{mq}^2},\\
&\dot{\theta}_k=\omega_k,\omega_2=\omega_k-p_n\omega,
\end{aligned}
\qquad (1)
$$

де (u_{1d},u_{1q}), (u_{2d},u_{2q}) – напруги статора та ротора; (i_{1d},i_{1q}), (i_{2d},i_{2q}) – струми статора та ротора; (ψ_{md} , ψ_{mq}) – проекції вектора головного магнітного потоку МПЖ на осі d і q; θ, ω – кутове положення та швидкість ротора МПЖ; θ_k , ω_k – кутове положення та кутова швидкість системи координат (d–q) відносно стаціонарної системи координат (a–b); M – електромагнітний момент; M_c – момент навантаження; J – момент інерції машини; p_n – кількість пар полюсів; r_1, r_2, L_1, L_2 – активні опори та індуктивності статора і ротора відповідно; Lm – індуктивність намагнічування; індуктивності розсіювання статора та ротора $L_{1\sigma} = L_1 - L_m$, $L_{2\sigma} = L_2 - L_m$.

Векторні алгоритми керування МПЖ, модель якої задана рівняннями (1), можна визначити як задачу керування за вимірюваним вектором $y = (\theta, \omega, i_{1d}, i_{1q}, i_{2d}, i_{2q})^T$.

Задача керування кутовою швидкістю МПЖ полягає в регулюванні двох вихідних координат: модуля головного магнітного потоку та кутової швидкості ротора за допомогою двовимірного вектора напруг статора u_1 та двовимірного вектора напруг ротора u_2 з використанням вектора вимірюваних змінних **y**.

Задачу відпрацювання заданих траєкторій зміни головного магнітного потоку–кутової швидкості сформулюємо наступним чином. Приймаємо, що для моделі МПЖ, заданої (1), справедливі такі припущення:

– струми статора та ротора МПЖ, кутова швидкість ротора, задані вектором **y** і доступні для вимірювання;

– параметри МПЖ відомі та постійні;

– задані траєкторії головного магнітного потоку ψ_m^* та кутової швидкості ω^* є обмеженими функціями часу з обмеженими першою та другою похідними за часом;

– момент навантаження M_c невідомий, постійний та обмежений.

Для прийнятих припущень необхідно розробити алгоритм керування по вимірювальному виходу, який гарантує досягнення таких цілей керування.

© А.Л. Дорошенко, В.М. Михальський, І.А. Шаповал, 2017

1. Асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій головного магнітного потоку – кутової швидкості МПЖ, тобто

$$\begin{aligned}\lim_{t\to\infty}\tilde{\omega}&=0,\\ \lim_{t\to\infty}\tilde{\psi}_m&=0.\end{aligned} \tag{2}$$

2. Асимптотичну орієнтацію за вектором головного магнітного потоку

$$\lim_{t\to\infty}\psi_{mq}=0\ . \tag{3}$$

Алгоритм керування головним магнітним потоком. Побудова алгоритмів векторного керування базується на орієнтації обертової системи координат вздовж одного з векторів стану електричної машини. В даній роботі приймаємо, що вісь *d* обертової системи координат (*d*–*q*) збігається з напрямом вектора головного магнітного потоку ψ_m , тобто:

$$\begin{aligned}\psi_{md}&=|\psi_m|,\\ \psi_{mq}&\equiv 0.\end{aligned} \tag{4}$$

Підтримання заданого значення головного магнітного потоку дозволяє підвищити перевантажувальну здатність двигуна при роботі на високих частотах. Умова (2) відома як умова точної орієнтації обертової системи координат (*d*–*q*) вздовж вектора головного магнітного потоку. Визначимо похибки відпрацювання головного магнітного потоку у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_{md}&=\psi_{md}-\psi_m^*,\\ \tilde{\psi}_{mq}&=\psi_{mq},\end{aligned} \tag{5}$$

де ψ_m^* – заданий головний магнітний потік.

З рівнянь (3), (4) та (5) випливає, що умовою орієнтації системи координат (*d*–*q*) вздовж вектора головного магнітного потоку є:

$$i_{1q} = -i_{2q}\ . \tag{6}$$

В [7-9] виконано дослідження алгоритмів векторного керування МПЖ за умови орієнтації обертової системи координат вздовж вектора головного магнітного потоку, а також за умови ортогональності векторів струму статора та магнітного потоку, оскільки електромагнітний момент МПЖ досягає максимуму при зсуві векторів, що його обумовлюють, на 90 електричних градусів. Такий алгоритм керування реалізує так зване «ортогональне керування» [7]. Перевантажувальна здатність МПЖ при такому керуванні збільшується у 8-10 раз.

Визначимо похибки відпрацювання проекцій струмів статора та ротора по осі *d* у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{1d}&=i_{1d},\\ \tilde{i}_{2d}&=i_{2d}-i_{2d}^*.\end{aligned} \tag{7}$$

Динаміка похибок відпрацювання головного магнітного потоку з (1), враховуючи (5) та (7), дорівнює

$$\dot{\tilde{\psi}}_m=L_m\left(\tilde{i}_{1d}+\tilde{i}_{2d}+i_{2d}^*\right)-\dot{\psi}_m^*+v_\psi\ , \tag{8}$$

де v_ψ – коригуючий зворотний зв'язок, який буде визначено пізніше.

Розглядаючи i_{2d}^* як керуючу дію, спроектуємо регулятор головного магнітного потоку у вигляді

$$\begin{aligned}i_{2d}^*&=\frac{1}{L_m}\psi_m^*-k_\psi\tilde{\psi}_{md}-x_\psi,\\ \dot{x}_\psi&=k_{\psi i}\tilde{\psi}_{md},\end{aligned} \tag{9}$$

де k_ψ , $k_{\psi i}$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових ПІ регулятора головного магнітного потоку.

Алгоритм керування швидкістю МПЖ. Визначимо похибки відпрацювання проекцій струмів статора та ротора по осі *q* у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{1q}&=i_{1q}-i_{1q}^*,\\ \tilde{i}_{2q}&=i_{2q}.\end{aligned} \tag{10}$$

Приймаємо, що

$$\tilde{M}_c=\frac{M_c}{J}-\hat{M}_c\ , \tag{11}$$

де $\hat{M}_c$ – оцінене значення сталої складової моменту навантаження M_c / J.

Запишемо друге та третє рівняння з (1) у формі похибок з урахуванням (5), (10) та (11)

$$\dot{\tilde{\omega}}=\mu\left(\tilde{i}_{1q}\tilde{\psi}_{md}+\tilde{i}_{1q}\psi_m^*+i_{1q}^*\tilde{\psi}_{md}-i_{1d}\tilde{\psi}_{mq}+i_{1q}^*\psi_m^*\right)-\dot{\tilde{M}}_c-\dot{\hat{M}}_c-\dot{\omega}^*\ , \tag{12}$$

де $\mu = 3p_n / 2J$.

З (12), розглядаючи i_{1q}^* як керуючу дію, спроектуємо регулятор швидкості МПЖ у вигляді:

$$\begin{aligned}i_{1q}^*&=\frac{1}{\mu\,\psi_m^*}\left(\dot{\omega}^*-k_\omega\tilde{\omega}+\hat{M}_c\right),\\ \hat{M}_c&=-k_{\omega i}\tilde{\omega},\end{aligned} \tag{13}$$

де k_ω, $k_{\omega i}$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових ПІ регулятора швидкості.

Рівняння динаміки МПЖ. В реальній МПЖ єдиними вхідними величинами керування є вектор напруг статора $\vec{u}_1=(u_{1d},u_{1q})^T$ та вектор напруг ротора $\vec{u}_2=(u_{2d},u_{2q})^T$, тому вихідні величини регуляторів моменту та потоку в (4) та (8) можуть бути лише бажаними траєкторіями $(i_{1d}^*,i_{2d}^*,i_{1q}^*,i_{2q}^*)$ струмів $(i_{1d},i_{2d},i_{1q},i_{2q})$. Визначимо похибки струмів статора та ротора МПЖ у вигляді:

$$\tilde{i}_{1d}=i_{1d},\ \tilde{i}_{2d}=i_{2d}-i_{2d}^*,\ \tilde{i}_{1q}=i_{1q}-i_{1q}^*,\ \tilde{i}_{2q}=i_{2q}, \tag{14}$$

де $(\tilde{i}_{1d},\tilde{i}_{1q}),(\tilde{i}_{2d},\tilde{i}_{2q})$ – похибки відпрацювання проекцій векторів струмів статора і ротора, $(i_{1d}^*,i_{1q}^*),(i_{12}^*,i_{2q}^*)$, – задані траєкторії проекцій векторів струмів статора і ротора.

З (1), враховуючи (2), (3) та (9), запишемо рівняння динаміки струмів статора та ротора МПЖ:

$$\begin{aligned}
u_{1d}&=-\omega_k L_{1\sigma} i_{1q}+\frac{d}{dt}\psi_m^*-k_{id}\tilde{i}_{1d}-v_{1d},\\
u_{1q}&=r_1 i_{1q}^*+L_{1\sigma}\frac{d}{dt}i_{1q}^*+\omega_k\psi_m^*-k_{iq}\tilde{i}_{1q}-v_{1q},\\
u_{2d}&=-\omega_2 L_{2\sigma} i_{2q}+\frac{d}{dt}\psi_m^*-k_{id}\tilde{i}_{2d}-v_{2d},\\
u_{2q}&=\omega_2 L_{2\sigma} i_{2d}+\omega_2\psi_m^*-k_{iq}\tilde{i}_{2q}-v_{2q},
\end{aligned} \tag{15}$$

де $k_{id} > 0$, $k_{iq} > 0$ – пропорційні коефіцієнти регуляторів струму; v_{1d}, v_{1q}, v_{2d} та v_{2q} – компоненти інтегральної дії, що дорівнюють:

$$\frac{d}{dt}v_{1d}=k_{iid}\tilde{i}_{1d},\ \frac{d}{dt}v_{1q}=k_{iiq}\tilde{i}_{1q},\ \frac{d}{dt}v_{2d}=k_{iid}\tilde{i}_{2d},\ \frac{d}{dt}v_{2q}=k_{iiq}\tilde{i}_{2q}, \tag{16}$$

де $k_{iid} > 0$, $k_{iiq} > 0$ – коефіцієнти інтегральних складових регуляторів струму.

Функціональну схему системи керування кутовою швидкістю МПЖ наведено на рис. 1.

Результати моделювання. В пакеті прикладних програм Matlab\Simulink побудовано математичну модель електропривода МПЖ. При моделюванні була використана МПЖ з такими параметрами: потужність P = 1,4 кВт, число пар полюсів p_n = 3, J = 0,2 кгм^2, $L_1 = L_2$ = 0,317 Гн, L_m = 0,3 Гн, R_1 = 4,5 Ом, R_2 = 7,4 Ом. Пропорційні та інтегральні коефіцієнти регуляторів головного магнітного потоку, швидкості і струмів: k_ψ = 100, $k_{\psi i}$ = 5000, k_ω = 50, $k_{\omega i}$ = 1250, k_{id} = 200, k_{iq} = 2000, k_{iid} = 200, k_{iiq} = 2000.

Тест з відпрацювання траєкторії заданої швидкості при моделюванні має таку послідовність дій системи електропривода, зображеної на рис. 1:

1. на інтервалі часу 0-0,5 с відбувається збудження МПЖ;

2. на інтервалі часу 1-1,7с МПЖ розганяється до синхронної швидкості обертання ротора, що дорівнює 104,7 рад/с;

3. в момент часу t = 2 с до валу двигуна прикладається номінальний статичний момент 10 Нм;

4. на інтервалі часу 2,5-3 с кутова швидкість обертання ротора МПЖ змінюється з 104,7 рад/с до 52 рад/с, що відповідає швидкості нижче синхронної;

5. на інтервалі часу 3,5-4,5 с кутова швидкість обертання ротора МПЖ змінюється з 52 рад/с до 157 рад/с, що відповідає швидкості вище синхронної.

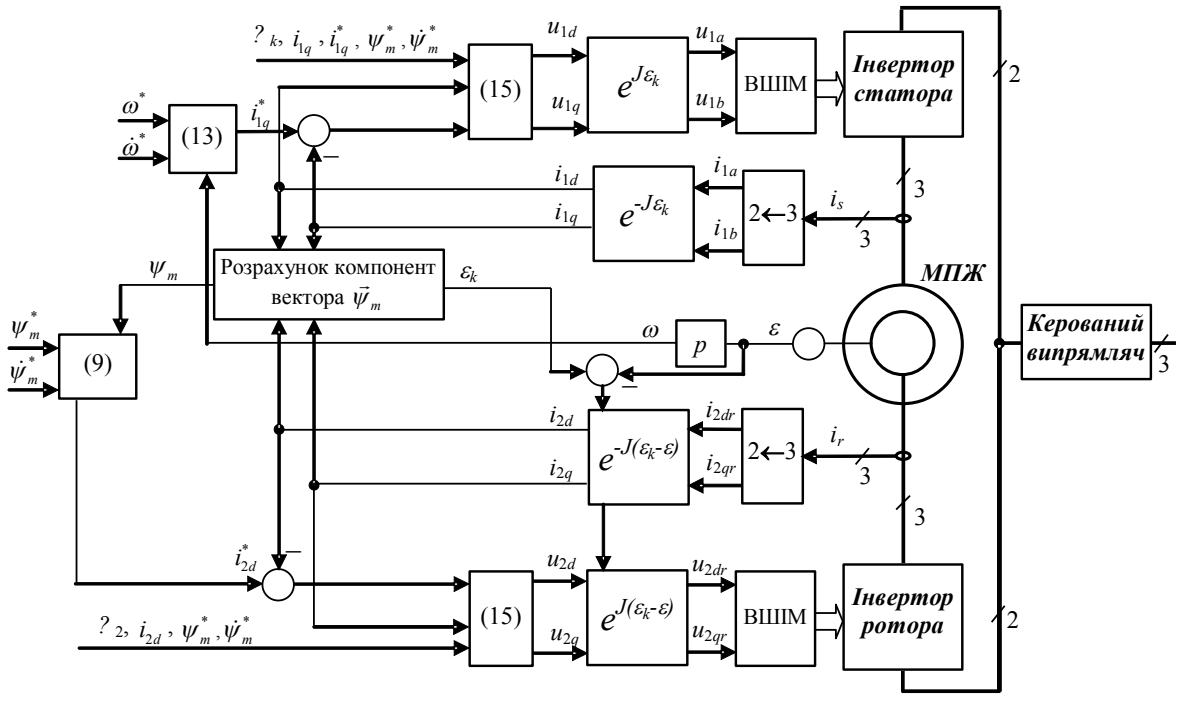


Рис. 1 Функціональна схема алгоритму керування швидкістю МПЖ

Заданий головний магнітний потік, задану швидкість, момент навантаження, а також похибки відпрацювання потоку і швидкості показано на рис. 2. Графіки відпрацювання струмів статора і ротора в системі координат (*d*–*q*) та активні і реактивні потужності показано на рис. 3. Аналіз графіків перехідних процесів свідчить, що похибки відпрацювання потоку і швидкості достатньо малі.

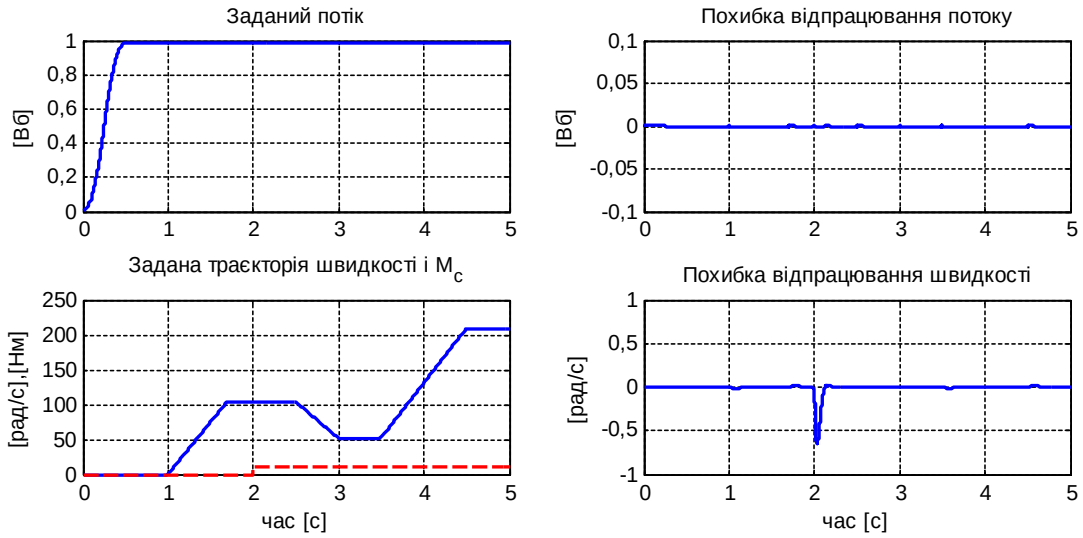


Рис. 2 Задані величини при керуванні МПЖ

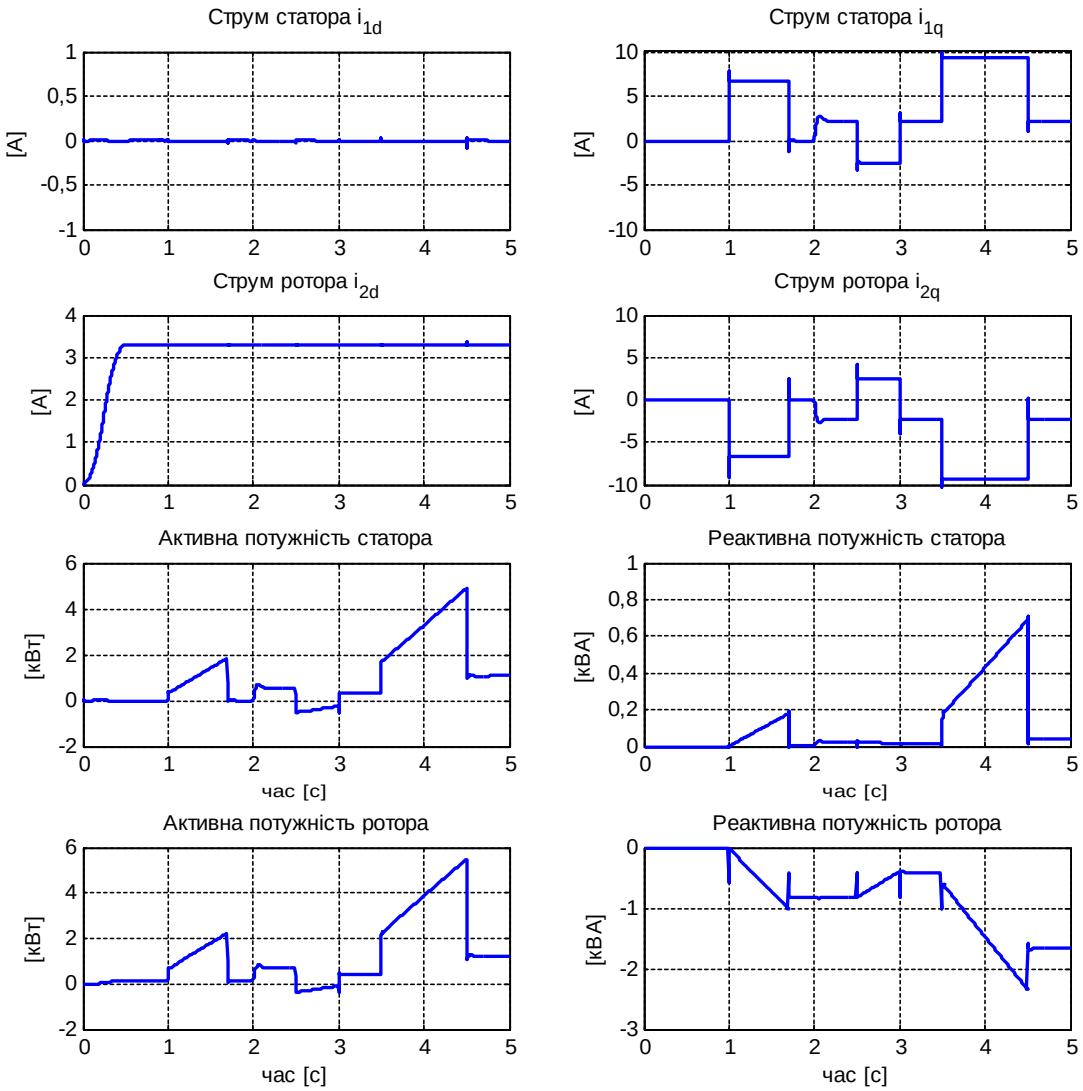


Рис. 3. Перехідні процеси при керуванні МПЖ

Конфігурація повністю керованої МПЖ з обмотками статора і ротора, що живляться від двох інверторів напруги, забезпечує: додаткові ступені свободи; розподіл потужності між статором і ротором; широкий діапазон швидкостей обертання з номінальним крутним моментом. Така конфігурація МПЖ має ряд переваг у високопродуктивних промислових застосуваннях, таких як тяговий привод на залізниці, суднові двигуни, металургія і гідроелектростанції. Вона забезпечує стабільність роботи як на дуже низьких швидкостях, так і при роботі з перевищенням швидкості.

Висновки. В даній роботі було виконано дослідження алгоритму керування швидкістю повністю керованої МПЖ. На основі розробленої математичної моделі повністю керованої МПЖ виконано математичне моделювання відпрацювання швидкості. Проведені дослідження підтверджують, що розглянута система векторного керування МПЖ виконує відпрацювання заданої швидкості з мінімальною похибкою при сталому магнітному потоці. Результати моделювання підтверджують правильність запропонованих підходів. Виявлену надлишковість координат керування при побудові векторного алгоритму керування в подальшому можна використати для підвищення ККД системи або покращення якості керування.

Список літератури: 1. *Pena R.* Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation / *R. Pena, J.C. Clare, G.M. Asher* // IEE Proceedings of Electric Power Applications. – May 1996. – Vol.143, No.3. – P. 231–241. **2.** *Peresada S.* Power control of doubly fed induction machine via output feedback / *S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli* // Control Engineering Practice. – Jan. 2004. – Vol.12, No.1. – P. 41–57. **3.** *Пересада С.М.* Управление скоростью асинхронной машины двойного питания на основе косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора / С.М. *Пересада, С.В. Король* // Технічна електродинаміка. – 2003. – №1. – С. 14–18. **4.** *Hofmann W.* Optimal control of doubly-fed full-controlled induction wind generator with high efficiency / *W. Hofmann, F. Okafor* // IEEE Proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – 2001. – P. 1213–1218. **5.** *Bonnet F.* Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine / *F. Bonnet, P.E. Vidal, M. Pietrzac-David* // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Oct. 2007. – Vol. 54, No. 5. – P. 2482–2490. **6.** *Poddar G.* Sensorless field-oriented control for double-inverter-fed wound-rotor induction motor drive / *G. Poddar, V.T. Ranganathan* // IEEE Trans. on Power Electronics. – 2004. Vol.51, No.5. – P. 1089–1096. **7.** *Копылов И.П.* Асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением потока / И.П.Копылов, Ю.П. Сонин, И.В. Гуляев [и др.] // Электротехника. – 2002. – №9. – С. 2–5. **8.** *Тутаев Г.М.* Варианты векторного управления электроприводом с асинхронизированным вентильным двигателем / *Г.М. Тутаев* // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2009. – №3. – С. 11–15. **9.** *Безденежных Д.В.* Разработка и исследование электропривода на базе машины двойного питания с подключением обмоток статора и ротора к преобразователям частоты: дис. … канд. техн. наук: 05.09.03 / Безденежных Даниил Владимирович. – Липецк, 2011. – 200 с.

Bibliography (transliterated): 1. Pena, R, J.C. Clare, and G.M. Asher. “Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and Its Application to Variable-Speed Wind-Energy Generation.” *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 1996: 231. Print. **2.** Peresada, Sergei, Andrea Tilli, and Alberto Tonielli. “Power Control of a Doubly Fed Induction Machine via Output Feedback.” *Control Engineering Practice* 12.1 (2004): 41–57. Web. **3.** Peresada, S.M., and S.V. Korol. "Upravlenie skorost'ju asinhronnoj mashiny dvojnogo pitanija na osnove kosvennoj orientacii po vektoru potoksceplenija statora." *Tekhnichna elektrodynamika* 1 (2003): 14–18. Print. **4.** Hofmann, W., and F. Okafor. “Optimal Control of Doubly-Fed Full-Controlled Induction Wind\ngenerator with High Efficiency.” *IECON’01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)* 2.C (2001): 1213–1218. Web. **5.** Bonnet, F., P. E. Vidal, and M. Pietrzak-David. “Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54.5 (2007): 2482–2490. Web. **6.** Poddar, Gautam, and V. T. Ranganathan. “Sensorless Field-Oriented Control for Double-Inverter-Fed Wound-Rotor Induction Motor Drive.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 51.5 (2004): 1089–1096. Web. **7.** Kopylov, I.P., Ju.P. Sonin, and I.V. Guljaev. "Asinhronizirovannyj ventil'nyj dvigatel' s ortogonal'nym upravleniem potoka." *Elektrotehnika* 9 (2002): 2–5. Print. **8.** Tutaev, G.M. "Varianty vektornogo upravlenija elektroprivodom s asinhronizirovannym ventil'nym dvigatelem." *Elektrotehnicheskie kompleksy i sistemy upravlenija* 3 (2009): 11–15. Print. **9.** Bezdenezhnyh, D.V. *Razrabotka i issledovanie elektroprivoda na baze mashiny dvojnogo pitanija s podkljucheniem obmotok statora i rotora k preobrazovateljam chastoty*. Lipeck, 2011. Print.

Надійшла 21.06.2017

УДК 621.3.01

Б. І. КУЗНЕЦОВ, докт. техн. наук, проф., Інститут технічних проблем магнетизму НАНУ, Харків;
Т. Б. НІКІТІНА, докт. техн. наук, проф., Харківський національний автомобільно-дорожній університет;
В. В. КОЛОМІЄЦЬ, канд. техн. наук, доц., Українська інженерно-педагогічна академія, Харків;
О. В. ВОЛОШКО, канд. техн. наук, научн. сотр., Інститут технічних проблем магнетизму НАНУ, Харків;
Б. Б. КОБИЛЯНСЬКИЙ, канд. техн. наук, доц., Українська інженерно-педагогічна академія, Харків.

БАГАТОКРИТЕРІАЛЬНИЙ СИНТЕЗ НЕЛІНІЙНИХ РОБАСТНИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ

Вступ. Підвищення точності керування різноманітними процесами і об’єктами є центральною задачею сучасної теорії автоматичного керування. Для таких об’єктів, як промислові роботи, оброблювальні верстати, антени локаційних систем, сонячні батареї автономних об’єктів, системи наведення і стабілізації озброєння та інші, вирішення цієї задачі керування стримується наявністю в цих об’єктах пружних елементів між приводним двигуном та робочим органом, невизначеністю параметрів об’єктів керування, змінними масо-інерційними характеристиками, складними кінематичними схемами, невідомими зовнішніми та внутрішніми збуреннями.

Постановка проблеми. При проектуванні таких систем керування пред’являються різноманітні вимоги при їх роботі в різних режимах. Як правило, накладаються певні обмеження на якість перехідних процесів – задається час першого узгодження, час регулювання, перерегулювання. Також задається максимальна дисперсія помилки стеження або стабілізації при випадкових задаючих та збурюючих діях, і при цьому, природно, повинні задовольнятися обмеження на змінні стану та керування.

Аналіз літератури. Для вирішення задачі підвищення точності керування, електромеханічні системи вказаних об’єктів розглядають як багатомасові, однак використання типових регуляторів не дозволяє суттєво підвищити точність керування. Останнім часом інтенсивно розвивається теорія робастного керування, основою якої є методи мінімізації чутливості системи при наявності невизначеностей в описі об’єкту керування. Однак, у цих роботах відсутній метод синтезу робастного керування нелінійними багатомасовими електромеханічними системами із невизначеними параметрами об’єкту керування на основі багатокритеріального підходу для підвищення точності керування такими системами.

Метою роботи є розробка методу багатокритеріального синтезу робастного керування нелінійними багатомасовими електромеханічними системами із невизначеними параметрами об’єкту керування для підвищення точності керування такими системами.

Викладення матеріалу дослідження. Розглянемо спочатку нелінійні математичні моделі динаміки руху об’єктів робастного керування багатомасових електромеханічних систем з урахуванням нелінійних ланок та невизначеностей об’єкта керування.

Прямі показники якості системи в значній мірі визначаються нелінійними елементами в об'єкті керування. В режимі малих швидкостей руху вала двигуна і робочого органу, показники якості визначаються моментами тертя на валах двигуна і робочого органу. А в режимі великих переміщень і при розгоні двигуна від нульової до номінальної швидкості, показники якості визначаються обмеженнями по моменту двигуна і максимальній швидкості обертання валу двигуна. Нелінійна модель дискретного об’єкта робастного керування багатомасової системи із вектором стану об’єкта керування x_k представляється різницевим рівнянням стану у стандартній формі

$$x_{k+1}=f\left(x_k,u_k,\omega_k,\eta_k\right), \tag{1}$$

де u_k – вектор керування, ω_k та η_k – вектори зовнішніх сигнальних та параметричних збурень, f – нелінійна функція.

В математичній моделі (1) враховуються нелінійні залежності тертя на валах приводного двигуна, обертових частин редуктора і робочого органу, люфти між зубцями ведучої і відомої шестірні, а також обмеження по керуванню, струму, моменту і швидкості обертання двигуна. Зокрема, модель моментів тертя M_T – привідного двигуна, обертових частин редуктора, а також робочого органу прийнято в наступному вигляді:

$$M_T=\begin{cases} M, & \text{при } |M|\le M_s \text{ и } |\omega|<0.001; \\ \left(M_k+\left(M_s-M_k\right)\cdot e^{-(\omega/\omega_s)^{\delta}}\right)\cdot\operatorname{sign}(\omega)+\nu\cdot\omega, & \text{при } |\omega|\ge 0.001, \end{cases} \tag{2}$$

де M_T – момент тертя; M – момент, який прикладений до валу, що треться; M_S – момент тертя спокою (статичного тертя); M_k – момент кінетичного тертя.

Багатокритеріальний синтез робастних регуляторів багатомасових електромеханічних систем з параметричною невизначеністю, за допомогою яких забезпечуються необхідні показники якості, виконується на підставі лінеаризованої моделі вихідного нелінійного дискретного об’єкта робастного керування багатомасової системи (1) в стандартній формі, яка прийнята в теорії лінійного робастного керування

© Б.І. Кузнецов, Т.Б. Нікітіна, В.В. Коломієць, О.В. Волошко, Б.Б. Кобилянський, 2017

$$x_{k+1} = Ax_k + B_0\omega_k + B_2 u_k + B_1\eta_k \,, \tag{3}$$

де A – матриця стану; B_2 – матриця керування; B_0, B_1 – матриці зовнішніх сигнальних та параметричних збурень.

Робастний регулятор приймається у вигляді лінійної дискретної динамічної системи, яка задана різницевим рівнянням:

$$\xi_{k+1} = \hat{A}\,\xi_k + \hat{B}\,y_k \,, \tag{4}$$

$$u_k = \hat{C}\,\xi_k \,. \tag{5}$$

Входом цієї динамічної системи (4) є вектор вимірювальних змінних

$$y_k = C_2 x_k + D_{21}\omega_k \,, \tag{6}$$

виходом її є вектор керування u_k вихідної системи (3), а $\hat{A}, \hat{B}, \hat{C}$ – невідомі матриці, які підлягають визначенню. Синтез робастних регуляторів пов'язаний з мінімізацією H_∞ або анізотропійної норми вектору цілі робастного керування

$$z_k = C_1 x_k + D_{12} u_k \,, \tag{7}$$

Синтезована система, що представляє нелінійний об'єкт керування (1), який замкнений робастним регулятором (4) – (5), має певні динамічні характеристики, які визначаються моделлю об'єкта керування вихідної системи (1), параметрами вимірювальних пристроїв (6), вектором цілі (7). При проектуванні реальних систем керування вектор цілі робастного керування не заданий і, звичайно, не пред'являються ніяких вимог до величини анізотропійної норми вектора цілі. Введемо вектор шуканих параметрів X, компонентами якого є елементи матриць C_1 і D_{12} , у вигляді

$$X = \{C_1, D_{12}\} \quad , \tag{8}$$

за допомогою яких формується вектор цілі робастного керування (7). Початкове значення вектора шуканих параметрів (8) визначає прямі показники якості шляхом моделювання замкнутої системи із синтезованими анізотропійними регуляторами (4) – (5) в різних режимах її роботи. Векторна цільова функція формулюється наступним чином

$$f(X) = \left[f_1(X), f_2(X) \ldots f_k(X)\right]^T \tag{9}$$

і обмеження на керування і змінні стану

$$G(X) \le G_{max}, H(X) = 0 \,, \tag{10}$$

де компонентами $f_j(X)$ векторного критерію (9) є локальні критерії оптимізації багатомасової електромеханічної системи, такі як час першого узгодження, час регулювання, перерегулювання і т.д.

Можливість вирішення задачі багатокритеріального синтезу анізотропійних регуляторів шляхом вибору вектора цілі робастного керування (7) показана на основі функціонально множинної приналежності. Тоді задача багатокритеріального синтезу системи зводиться до вирішення векторної задачі нелінійного програмування (9) з обмеженнями (10). Обчислення векторів цільової функції (9) та обмежень (10) носить алгоритмічний характер і пов'язано із синтезом анізотропійних регуляторів та моделюванням синтезованої системи для різних режимів роботи системи, при різних вхідних сигналах і для різних наборів значень параметрів об'єкта керування і з урахуванням нелінійностей, які притаманні об'єкту керування. Задача синтезу робастних або анізотропійних регуляторів (4), (5) зведена до рішення системи чотирьох пов'язаних рівнянь Ріккаті.

Досліджені питання багатокритеріального синтезу комбінованих систем з анізотропійними регуляторами, що дозволяє, завдяки використанню інформації про задаючі і збурюючі впливи, які діють на систему, додатково підвищити точність керування порівняно із системами тільки із зворотним зв'язком, та виконати різноманітні вимоги, які пред'являються до систем керування у різних режимах їх роботи.

Рішення задачі багатокритеріальної оптимізації (9) – (10) отримано на основі багатороєвої стохастичної мультиагентної оптимізації. Обчислення векторної цільової функції (9) і обмежень (10) носить алгоритмічний характер і для заданого вектора цілі робастного керування включає багатократне рішення алгебраїчних рівнянь Ріккаті, рівняннь Ляпунова [1] і обчислення рівня анізотропії вхідного сигналу по виразу спеціального виду, які розв'язуються при синтезі стохастичного робастного регулятора, що само по собі вимагає значних обчислювальних ресурсів. Тому кількість обчислень цільової функції повинно бути, по можливості, зведено до мінімуму, що вимагає від оптимізаційного алгоритму досить високої швидкості. Крім того, аналітичне знаходження похідних таких цільових функції принципово неможливо, а їх чисельне визначення пов'язано із значними витратами машинного часу, тому використані алгоритми, що не потребують обчислення похідних. Далі для системи з синтезованими анізотропійними регуляторами виконано моделювання в різних режимах її роботи, з урахуванням нелінійностей об'єкта керування, змін параметрів об'єкта керування в ході роботи системи і визначити значення локальних критеріїв векторної цільової функції (9) і обмежень (10).

Для коректного рішення задачі багатокритеріальної оптимізації, крім векторного критерію оптимізації (9) і обмежень (10), необхідно ще мати інформацію про бінарні відносини переваги локальних рішень відносно один одного. Основою такого формального підходу є побудова областей Парето-оптимальних рішень.

Такий підхід дозволяє істотно звузити область можливих оптимальних рішень вихідної задачі багатокритеріальної оптимізації і, отже, зменшити трудомісткість особи, що приймає рішення за вибором єдиного варіанта оптимального рішення.

Для вирішення багатокритеріальної задачі нелінійного програмування (9) з обмеженнями (10) розроблений алгоритм стохастичної мультиагентної оптимізації на основі множини роїв частинок, кількість яких дорівнює кількості компонент векторного критерію оптимізації (9). Для підвищення швидкості знаходження глобального рішення використано нелінійний алгоритм стохастичної мультиагентної оптимізації, в якому рух *i*-тої частинки *j*-того роя описується наступними виразами

$$v_{ij}(t+1)=w_j v_{ij}(t)+c_{1j} r_{1j}(t) H(p_{1j}-\varepsilon_{1j}(t))\left[y_{ij}(t)-x_{ij}(t)\right]+c_{2j} r_{2j}(t) H(p_{2j}-\varepsilon_{2j}(t))\left[y_j^*(t)-x_{ij}(t)\right] \quad (11)$$

$$x_{ij}(t+1)=x_{ij}(t)+v_{ij}(t+1)\ , \quad (12)$$

де $x_{ij}(t)$, $v_{ij}(t)$ – положення і швидкість *i*-тої частинки *j*-того роя; c_1 і c_2 – позитивні константи, що визначають ваги когнітивної та соціальної компонент швидкості руху частинки; $r_{1j}(t)$ і $r_{2j}(t)$ – випадкові числа з діапазону [0, 1], що визначають стохастичну складову компонент швидкості руху частинки. Тут $y_{ij}(t)$ і y_j^* найкращі локальне – lbest і глобальне – gbest положення *i*-тої частинки, які знайдені відповідно тільки однією *i*-тою частинкою і всіма частинками *j*-того роя.

Використання коефіцієнта інерції w_j дозволяє поліпшити якість процесу оптимізації. В якості функції перемикання H руху частинки відповідно до локального $y_{ij}(t)$ і глобального y_j^* оптимуму використовується функція Хевісайда. Параметри перемикання когнітивної p_{1j} та соціальної p_{2j} компонент швидкості руху частки відповідно до локального і глобального оптимуму; випадкові числа $\varepsilon_{1j}(t)$ і $\varepsilon_{2j}(t)$, визначають параметри перемикання руху частки відповідно до локального і глобального оптимуму. Якщо $p_{1j} < \varepsilon_{1j}(t)$ і $p_{2j} < \varepsilon_{2j}(t)$, то швидкість руху *i*-тої частинки *j*-того роя на кроці t не змінюється і частка рухається в тому ж напрямку що й на попередньому кроці оптимізації.

За допомогою окремих *j*-тих роїв (11), (12) розв'язуються задачі оптимізації скалярних критеріїв $f_j(\vec{x})$, які є компонентами векторного критерію оптимізації (9). Для знаходження глобального рішення вихідної багатокритеріальної задачі (9) в ході пошуків оптимальних рішень локальних критеріїв окремі рої обмінюються інформацією між собою. При цьому для обчислення швидкості руху частинок одного рою використовується інформація про глобальний оптимум, отриманий частинками іншого рою, що дозволяє виділити всі потенційні Парето-оптимальні рішення. На кожному кроці t руху *i*-тої частинки *j*-того роя використовуються функції переваг локальних рішень, отриманих частинками усіх роїв. При цьому в якості глобального оптимального рішення *k*-того роя використовується глобальне рішення, отримане *j*-тим роєм, яке є більш кращим по відношенню до глобального рішення *k*-того роя на підставі бінарних відносин переваги.

Фактично при такому підході реалізується основна ідея методу послідовного звуження області компромісів – з вихідної безлічі можливих рішень на підставі інформації про відносну важливість локальних рішень послідовно видаляються всі Парето-оптимальні рішення, які не можуть бути вибраними згідно з наявної інформації про ставлення переваги. Видалення здійснюється доти, поки не буде отримано глобально оптимальне рішення. В результаті застосування такого підходу на кожному кроці звуження не буде видалено жодне потенційно оптимальне рішення. Досліджено динамічні характеристики багатомасових електромеханічних систем із параметричною невизначеністю об'єкта керування із синтезованими при багатокритеріальному підході анізотропійними регуляторами.

Висновки. Вдосконалено нелінійні математичні моделі багатомасових електромеханічних систем. У нелінійному рівнянні стану вихідного об'єкта керування багатомасових електромеханічних систем врахована наявність нелінійних елементів у ланках виконавчого двигуна та об’єкта керування у вигляді нелінійних залежностей тертя на валах привідного двигуна, обертових частин редуктора і робочого органу, люфтів між зубцями ведучої і відомої шестерні, обмежень по керуванню, струму, моменту і швидкості обертання двигуна, а також параметричні і структурні зміни моделі об'єкта керування, що дозволило підвищити їх адекватність реальним процесам.

Розроблено метод багатокритеріального синтезу робастних регуляторів для керування нелінійними багатомасовими електромеханічними системами із параметричною невизначеністю на підставі вибору вектора мети стохастичного робастного керування шляхом рішення відповідної задачі математичного багатокритеріального нелінійного програмування. Обчислення векторів цільової функції та обмежень носить алгоритмічний характер і пов’язано із синтезом робастних регуляторів та моделюванням синтезованої системи для різних режимів роботи системи, при різних вхідних сигналах і для різних наборів значень параметрів об'єкта керування і з урахуванням нелінійностей, які притаманні об'єкту керування. Синтез робастних регуляторів зводиться до ітеративного рішення системи рівнянь Ріккаті. Можливість рішення задачі багатокритеріального синтезу робастних регуляторів шляхом рішення відповідної задачі нелінійного програмування показана на підставі концепції функціонально множинної приналежності вектору стану.

Список литературы: 1. *Кузнецов Б.И.* Многокритериальный синтез анизотропийных регуляторов многомассовых электромеханических систем / *Б.И. Кузнецов, Т.Б. Никитина*, м.о. тАТАРЧЕНКО, *В.В.Хоменко* // Технічна електродинаміка. – 2014. – №4. – С. 105 – 107. 2. *Liu G.P.* Multiobjective Optimization and Control /*G.P. Liu, J.B. Yang, J.F. Whidborne*. – Research Studies Press Ltd, 2003. – 320 p. 3. *Diamond P.* Anisotropy – based Performance Analysis of Linear Discrete Time Invariant Control Systems / *P. Diamond, I.G. Vladimirov, A.P. Kurdjukov, A.V. Semyonov* / Int. J. Control. – 2001. – V. 74. – Pp. 28 – 42. 4. *Kennedy J.* Swarm Intelligence / *J. Kennedy, R.C. Eberhart, Y. Shi*. – San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers, 2001. 5. *Clerc M*. Particle Swarm Optimization / *M. Clerc*. – London: ISTE Ltd, 2006. – 244 p. 6. *Gazi V.* Swarm Stability and Optimization / *V. Gazi, K.M. Passino*. – Springer, 2011. – 318 p. 7. *Xin-She Yang*. Swarm Intelligence and Bio-Inspired Computation: Theory and Applications / *Xin-She Yang, Zhihua Cui, Renbin Xiao*, Amir Hossein Gandomi, Mehmet Karamanoglu. – Elsevier Inc., 2013. – 450 p. 8. *Kurdukov A.P.* Computing Anisotropic Optimal Controller for System with Parametric Uncertainty via Homotopy – based Algorithm / *A.P. Kurdukov, E.A. Maximov, M.M. Tchaikovsky*. – SicPro'06, Moscow, ICS, CD-ROM, 2006. 9. *Kurdukov A.P.* Homotopy Method for Solving Anisotropy-based Stochastic H_∞ –optimization Problem with Uncertainty / *A.P. Kurdukov, E.A. Maximov, M.M. Tchaikovsky* / Proc. 5th IFAC Symposium on Robust Control Design. – Toulouse, France, CD-ROM, 2006. 10. *Zilzter Eckart*. Evolutionary Algorithms for Multiobjective Optimizations: Methods and Applications, Ph.D. Thesis Swiss Federal Institute of Technology. Zurich, 1999. 11. *Fonseca C.M*. An overview of Evolutionary Algorithms in Multiobjective Optimization / *C.M. Fonseca, P.J. Fleming* / Evolutionary Computation. – 1995. – Vol. 3. –№l. – Pp. 1–16. 12. *Coello Coello C.A.* A Comprehensive Survey of Evolutionary-based Multiobjective Optimization Techniques / *C.A. Coello Coello* / Knowledge and Information Systems. – 1999. –Vol. 1.– №3. – Pp. 269 – 308. 13. *Coello Coello C.A.* MOPSO: a Proposal for Multiple Objective Particle Swarm Optimization / *Coello Coello, Carlos A., Lechuga, Maximino Salazar* / Proceedings of the IEEE Congress on Evolutionary Computation, 2002. 14. *Hu Xiaohui*. Multiobjective Optimization using Dynamic Neighborhood Particle Swarm Optimization / *Hu Xiaohui, Eberhart Russell C*. / Proceedings of the IEEE Congress on Evolutionary Computation, 2002. 15. *Parsopoulos Konstantinos E*. Particle Swarms Optimization Method in Multiobjective Problems / *Parsopoulos Konstantinos E., Vrahatis, Michael N.* / Proceedings of the ACM Symposium on Applied Computing. – 2002. – Pp. 603 – 607.

Bibliography (transliterated): 1. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Tatarchenko M.O., Khomenko V.V. "*Mnogokriterial'nyj sintez anizotropijnyh reguljatorov mnogomassovyh jelektromehanicheskih sistem*". *Tehnichna elektrodynamika.* no 4. 2014. 105 – 107. Print. **2**. Liu G.P., Yang J.B., Whidborne J.F. Multiobjective Optimization and Control, *Research Studies Press Ltd*, 2003. Print. **3**. Diamond P., Vladimirov I.G., Kurdjukov A.P., Semyonov A.V. Anisotropy – based Performance Analysis of Linear Discrete Time Invariant Control Systems. *Int. J. Control*. V. 74. 2001. 28 – 42. Print. **4**. Kennedy J., Eberhart R.C., Shi Y. Swarm Intelligence. *San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers*, 2001. Print. **5**. Clerc M. Particle Swarm Optimization. *London: ISTE Ltd*, 2006. Print. **6**. Gazi V., Passino K.M. Swarm Stability and Optimization, *Springer*, 2011. Print. **7**. Xin-She Yang, Zhihua Cui, Renbin Xiao, Amir Hossein Gandomi, and Mehmet Karamanoglu. Swarm Intelligence and Bio-Inspired Computation: Theory and Applications. *Elsevier Inc*, 2013. Print. **8**. Kurdukov A.P., Maximov E.A., Tchaikovsky M.M. Computing Anisotropic Optimal Controller for System with Parametric Uncertainty via Homotopy – based Algorithm. *SicPro'06, Moscow: ICS*, 2006. CD-ROM. **9**. Kurdukov A.P., Maximov E.A., Tchaikovsky M.M. Homotopy Method for Solving Anisotropy-based Stochastic H_∞ –optimization Problem with Uncertainty, *Proc. 5th IFAC Symposium on R bust Control Design, Toulouse*, 2006. CD-ROM. **10.** Zilzter Eckart. Evolutionary Algorithms for Multiobjective Optimizations: Methods and Applications, Ph.D. Thesis Swiss Federal Institute of Technology. Zurich. 1999. Print. **11**. Fonseca C.M., Fleming P.J. An overview of Evolutionary Algorithms in Multiobjective Optimization, *Evolutionary Computation*. No. l. 3. 1995. 1 – 16. Print. **12**. Coello Coello C.A. A Comprehensive Survey of Evolutionary-based Multiobjective Optimization Techniques. *Knowledge and Information Systems*. No. 3. 1. 1999. 269 – 308. Print. **13**. Coello Coello, Carlos A., Lechuga, Maximino Salazar. MOPSO: a Proposal for Multiple Objective Particle Swarm Optimization. *Proceedings of the IEEE Congress on Evolutionary Computation*. 2002. Print. **14**. Hu Xiaohui, Eberhart Russell C. Multiobjective Optimization using Dynamic Neighborhood Particle Swarm Optimization. *Proceedings of the IEEE Congress on Evolutionary Computation*. 2002. Print. **15**. Parsopoulos Konstantinos E., Vrahatis, Michael N. Particle Swarms Optimization Method in Multiobjective Problems. *Proceedings of the ACM Symposium on Applied Computing*. 2002. 603 – 607. Print.

Поступила 13.04.2017

УДК 621.313.16

М. В. ПЕЧЕНИК, канд. техн. наук, доц., Національний технічний університет України «КПІ»;
С. О. БУР'ЯН, канд. техн. наук, доц., Національний технічний університет України НТУУ «КПІ»;
О. А. ВОЙТКО, студент, Національний технічний університет України НТУУ «КПІ».

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВІДПРАЦЮВАННЯ ЗАДАНОГО ЦИКЛУ РУХУ ШАХТНОЇ КЛІТЬОВОЇ ПІДЙОМНОЇ УСТАНОВКИ

Вступ. Одним з основних напрямків розвитку сучасних електромеханічних систем шахтних підйомних установок є введення якісно нових систем електроприводів, що можуть вирішувати важливі задачі забезпечення необхідного рівня надійності і безпеки їх функціонування при транспортуванні людей та вантажу [1].

Достатньо перспективною системою електроприводу являється «перетворювач частоти – асинхронний електродвигун» з використанням векторного керування [2,3]. При цьому достатньо актуальною є задача підвищення точності позиціонування підйомного сосуду на рівні прийомної площадки.

Із всього комплексу факторів, що впливають на рівень похибки по шляху, являється коливання ваги вантажу, що транспортується, яка може змінюватись в широких межах. Тому достатньо важливою задачею є підвищення точності позиціонування за рахунок компенсації збурень від нерівномірності завантаження підйомного сосуду.

Тобто, для вирішення поставленого завдання необхідно забезпечити потрібну точність позиціонування за рахунок компенсації дії відхилення навантаження від номінального значення при використанні комбінованої системи керування.

Постановка задачі. Проведення дослідження характеру зміни похибки по швидкості на заключному етапі руху підйомної установки при використанні частотного управління для варіацій рівня завантаження підйомної установки.

Матеріали дослідження. Як показали попередні дослідження найбільший вплив величини переміщуваного вантажу на точність позиціонування підйомної установки відбувається при перевантаженості кліті для режиму спуску [3].

Величина гальмівного зусилля під час відпрацювання тахограми руху двохклітьової неурівноваженої підйомної установки [4]:

$$F_з=(kQ_i+q(2h_i-H))g-m_{нi}j_з, \quad (1)$$

де $F_з$ – рушійне зусилля двигуна, k – коефіцієнт шахтного опору, Q_i – фактична вага вантажу, q – вага одного метру головного каната, H – висота підйому, h_i – пройдений шлях кліттю, $m_{нi}$ – приведена до ободу барабану вага рухомих частин установки, j_3 – прискорення при гальмуванні, g – прискорення вільного падіння.

При наявності компенсаціонного каналу система керування гальмівним зусиллям двигуна виражається по формулі (2).

$$F_з=(kQ_i+q(2h_i-H))g-\frac{\sum Q-Q_н+Q_i}{g}j_з, \quad (2)$$

де $Q_н$ – вага номінального вантажу, Q_i – фактична вага вантажу, Q – вага рухомих частин установки.

Таким чином при постійній величині j_3 і фіксованому шляху гальмування величина гальмівного зусилля змінюється як в функції маси канату, так і величини вантажу що опускають.

Для проведення попередніх досліджень [3] була обрана шахта глибиною 600 м і вантажопідйомністю 2500 кг, тому для подальшого проведення досліджень були взяті інші параметри шахти глибиною 300 м і вантажопідйомністю 2000 кг.

Як відомо для шахтних підйомних установок які не мають урівноважувальних канатів вплив маси головного канату є істотний і якщо розглядається точність підходу до прийомної площадки то доцільно розглянути два основних режими роботи підйомної установки, а саме режим підйому вантажу і спуску.

Для проведення дослідження характеру зміни похибки по шляху при підйомові кліті до приймальної площадки була розроблена з використанням прикладних програм Matlab модель електромеханічної системи підйомної установки при наявності частотного перетворювача и системи непрямого векторного керування струмом і потокозчепленням [5, 6].

Інформація про величину статичного зусилля з врахуванням зміни маси головного канату водиться в систему рівнянь для кожного підйомного циклу.

Для шахти глибиною 300 м і номінальною швидкістю 4 м/с час розгону гальмування становить 5.7 с для досягнення прискорення 0.7 м/с², тому час усталеного руху становить 63 с, при моделюванні переміщення кліті час усталеного руху зменшено з 63 с до 6.6 с для зручності представлення графіків саме часу розгону, гальмування [7].

Для проведення дослідження була прийнята двохклітьова неурівноважена підйомна установка для шахти

© М.В. Печеник, С.О. Бур'ян, О.А. Войтко, 2017

глибиною 300 м з наступними параметрами: тип підйомної машини ЦР 3000/1000, номінальна швидкість кліті 4 м/с, номінальне прискорення 0.7 м/с², погонна маса канату 3.55 кг/м, номінальна вантажопідйомність кліті 2000 кг, редуктор циліндричний i = 40, привідний двигун 4А280S6 на 75 кВт [7].

Діаграма заданої швидкості статичних зусиль в межах робочого циклу для різних величин завантаженості кліті, а саме $0.2Q_н$, $0.4Q_н$, $0.6Q_н$, $0.8Q_н$, $Q_н$, $1.2Q_н$, $1.4Q_н$, $1.6Q_н$, $1.8Q_н$ з врахуванням зміни маси канатів приведені на рис. 1.

Рис. 1 Задана лінійна швидкість кліті

Для дослідження режиму підйому вантажу було промодельовано підйомну установку при зміні корисного навантаження в межах від $0.2Q_н$до $1.8Q_н$ з кроком 20% що ілюструє рис. 2.

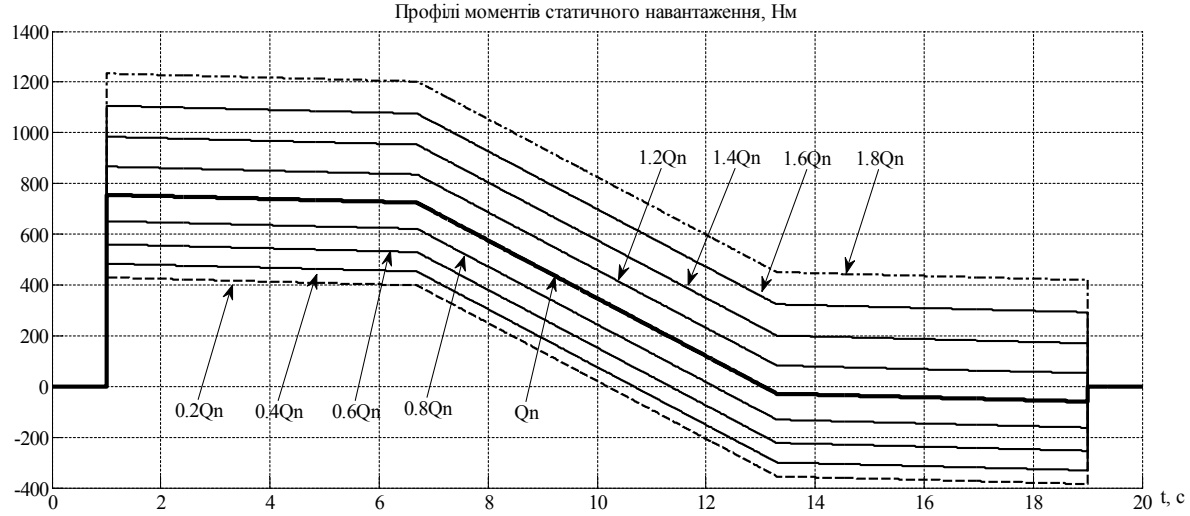


Рис. 2. Профілі статичного навантаження для режиму підйому вантажу

Величина гальмівного моменту формувалася за рахунок загального алгоритму керування.

Результати дослідження точності підходу кліті до прийомної площадки для режиму підйому приведені на рис. 3÷4, на даному рисунку для зручності представлення виділена саме ділянка зупинки кліті.

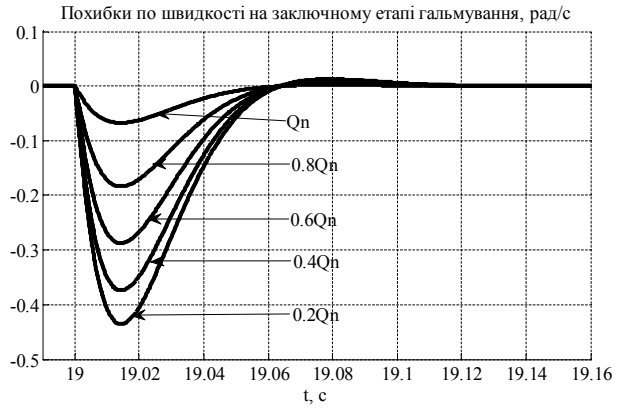


Рис. 3

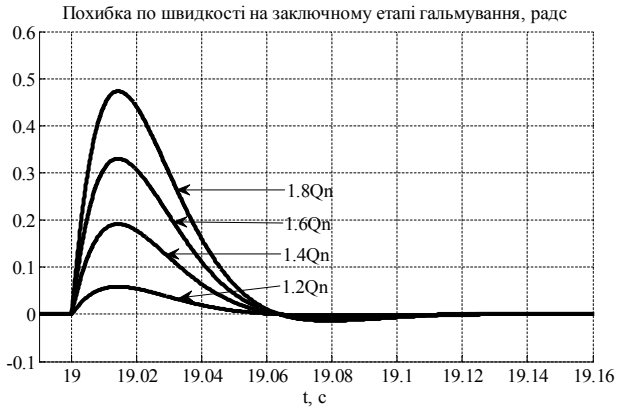


Рис. 4

На основі похибок по швидкості було розраховано похибки по переміщенню і побудовано графік рис. 5, в якому в міліметрах виражена величина, на яку кліть буде здійснювати просадку або перепідйом рівня прийомної площадки в залежності від завантаженості кліті.

Похибка по часу є сталою і становить 0,06 с, що проілюстровано на рис. 6.

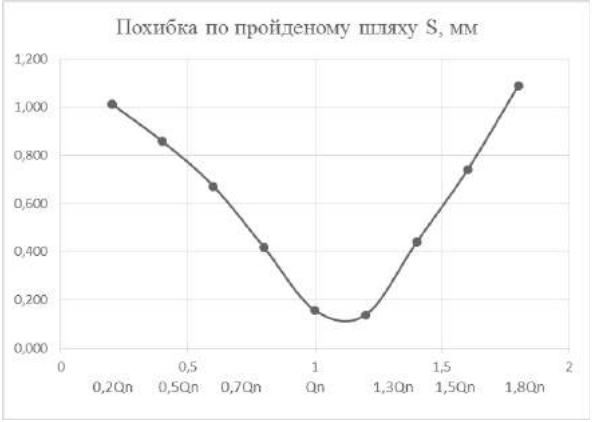


Рис. 5

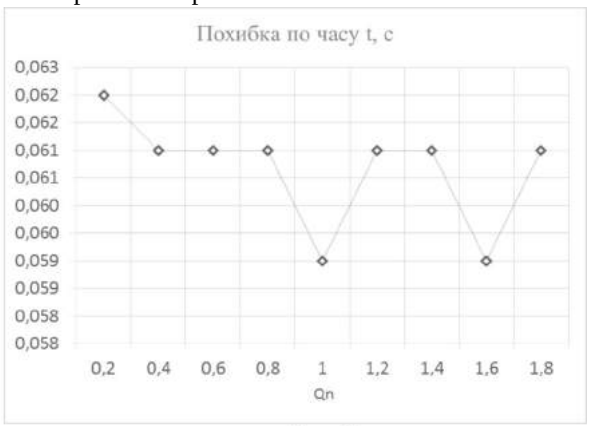


Рис. 6

Дослідження режиму спуску проводилося за допомогою профілів статичного навантаження рис. 7.

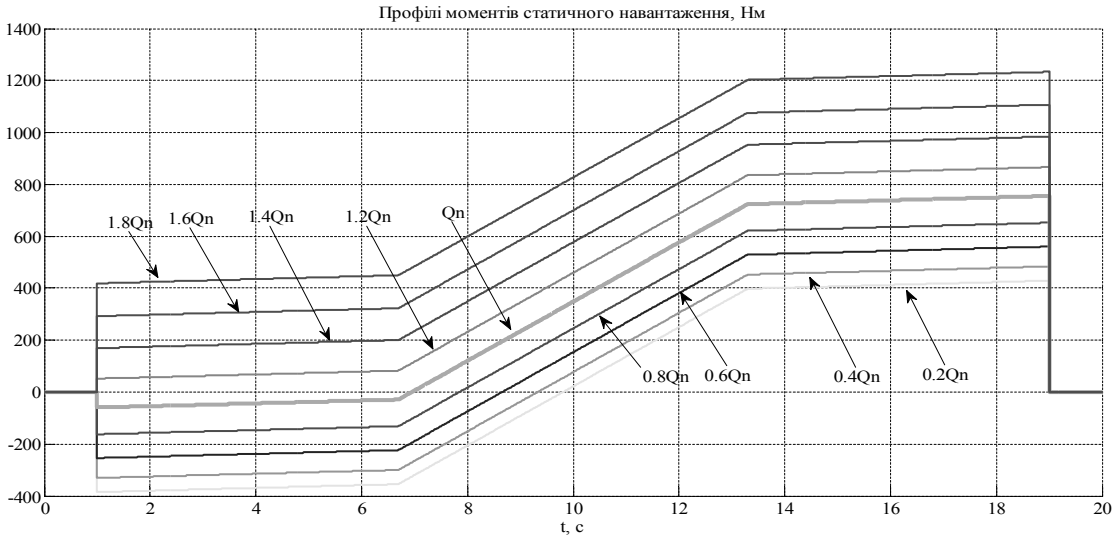


Рис. 7. Профілі статичного навантаження для режиму спуску вантажу

Результати дослідження точності підходу кліті до прийомної площадки для режиму спуску приведені на рис.8, на даному рисунку для зручності виділена саме ділянка зупинки кліті.

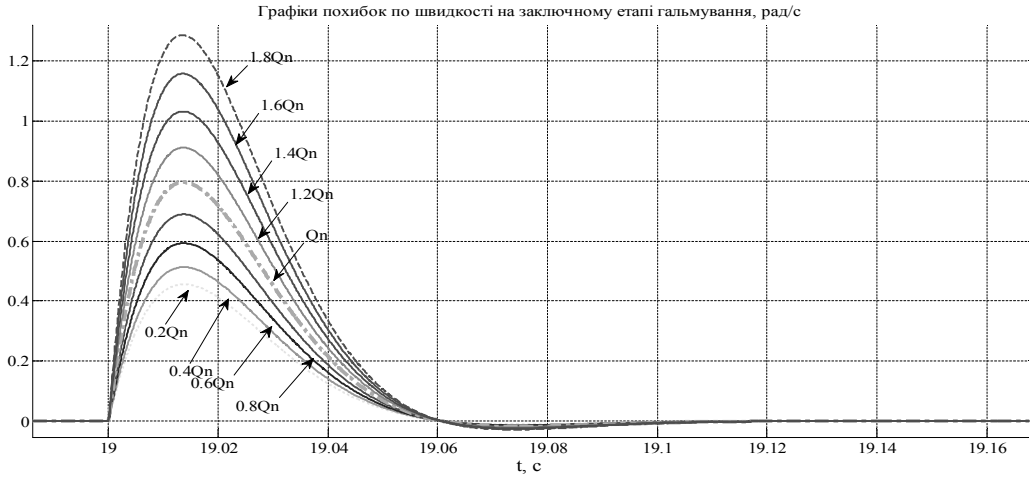


Рис. 8

На основі похибок по швидкості було розраховано похибки по переміщенню і побудовано графік рис. 9 в якому в міліметрах виражена величина на яку кліть буде здійснювати просадку нижче рівня приймної площадки в залежності від завантаженості.

Похибка по часу є сталою і становить 0,06 с, що проілюстровано на рис. 4.

Отримані графіки похибок по пройденому шляху наглядно демонструють, що шахтної підйомної установки найтяжчий режим є саме режим спуску вантажу і при його відпрацюванні виникають найбільші похибки.

Отже як видно з рис. 10 максимальна похибка по шляху в кінці періоду гальмування досягає найбільшого значення в 3 мм, а мінімальна 1 мм, що не перевищує допустиму похибку 30 мм – 50 мм сформовану Правилами Безпеки на гірничих підприємствах [8] і дозволяє виключити період дотягування при реконструкції систем електроприводу шахтних підйомних установок.

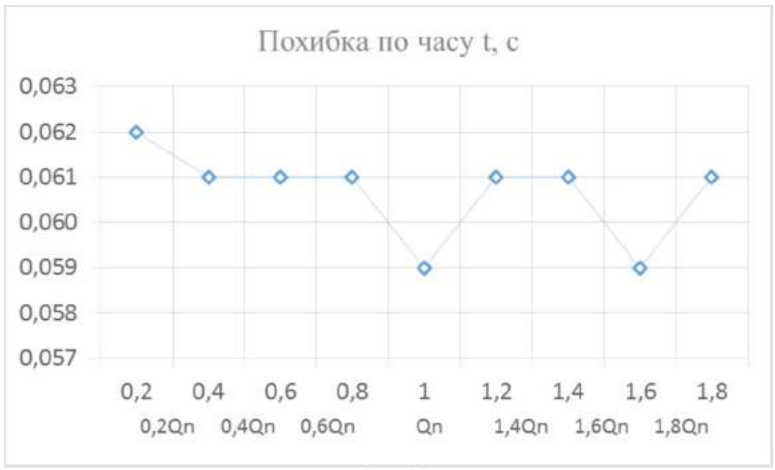


Рис. 9

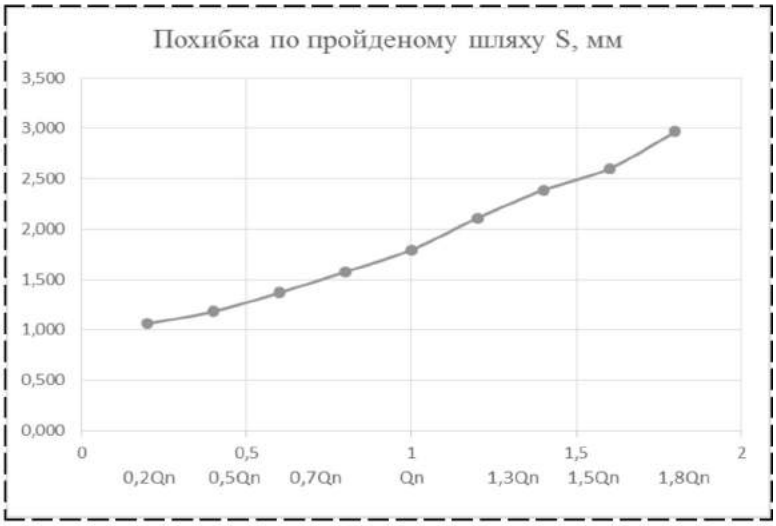


Рис. 10

Висновки. Отримані результати проведених досліджень дають можливість рекомендувати при модернізації електромеханічних систем шахтних підйомних установок використовувати асинхронний частотний електропривод з системою векторного керування при компенсації збурень від нерівномірності завантаження підйомної установки. Отриманий рівень точності позиціонування підйомного сосуду дозволяє рекомендувати використовувати в роботі тахограму руху без періоду дотягування, що дозволить зменшити час циклу, виключити застосування додаткового обладнання і тим самим забезпечити резерв продуктивності і підвищити техніко–економічні показники гірського підприємства.

Список літератури: **1**. *Ключев В. И.* Теория электропривода: Учеб. для вузов.— 2-е изд. перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 2001 р., С. – 704. **2.** *Bose B. K.*, “Energy, environment, and advances in power electronics,” IEEE Trans. Power Electronics, vol. 15, July 2000, – pp. 688–701. **3**. *Печеник М. В.*, Дослідження точності позиціонування шахтної підйомної установки з частотним керуванням/ *Печеник М.В., Бур’ян С.О., Войтко О.А.* // Збірник наукових праць XV, 2017 р. – Кременчук, КрНУ, 2017., С. – 33-34. **4**. *Федоров М.М.* Шахтные подъемные установоки / *Федоров М.М.*//–М.: Недра, 1979 р.,– 309. **5**. *Пересада С.М.* Дослідження динаміки системи класичного векторного керування асинхронним двигуном. / *Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Король С.В., Митрофанов А.М.* // – Київ, 2001 р.,С. 3-13. **6**. *Peresada S.*, “Comparison experimental study of the indirect vector control algorithms of induction motors”/ *Peresada S, Kovbasa S., Bovkunovich V.* //, Technical Electrodynamics, Kiev, 2010, no.2, pp. 33 – 40. **7**. *Печеник М.В.* Разработка и исследование комбинированной системы автоматического управления ШПУ с использованием логико-управляющих устройств. / *Печеник М.В., Попович Н.Г., Камынин Ю.Н.* // – Киев, 1978 р., С. 96. **8**. *Бежок В. Р*. Шахтный подъем: Научно производственное издание. / *Бежок В.Р., Дворников В.И., Манец И.Г., Пристром В.А.* // – Донецк: ООО «ЮгоВосток, Лтд»,2007 р., С. – 626 с.

Bibliography (transliterated): 1. *Klyuchev V.* Theory of electric drive: Proc. For higher education.-2 nd ed. Pererab. And additional. - Moscow: Energoatomizdat, 2001, pp. 704. **2**. *Bose B.*, "Energy, environment, and advances in power electronics," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 15, July 2000, pp. 688-701. **3**. *Pechenyk M.*, Investigation of positioning precision of mine-controlled lifting unit with frequency control / *Pechenik M., Buryan S., Voitko O*. // Collection of scientific works of the XV, 2017 - Kremenchuk, KrNU, 2017, pp. - 33-34.4**. 4.** *Fedorov, M.*, Mine hoisting adjustments / *Fedorov, M.*//- M .: Nedra, 1979 p.,pp - 309. **5.** *Peresada S.*, Doslenazhenna dinamiki systems of the classical vector keruvannya asynchronous dvigunom. / *Peresada S., Kovbasa S., King S., Mitrofanov A.* // - Kiev, 2001, pp. 3-13. **6.** Peresada S., "Comparison experimental study of the indirect vector control algorithms in induction motors" / *Peresada S, Kovbasa S., Bovkunovich V.* //, Technical Electrodynamics, Kiev, 2010, no.2, pp. 33 - 40. **7.** *Pechenik M.*, Development and investigation of the combined automatic control system of silos with the use of logic-control devices. / *Pechenik M., Popovich N., Kamynin U.* // Kiev, 1978, pp. – 96. **8.** *Bezhok V.R.* Mine rise: Scientific production edition. / *Bezhok V.R., Dvornikov V.I., Manets I.G., Pristrom V.A.* // - Donetsk: LLC "Yugovecht, Ltd.", 2007, p., pp. - 626.

Надійшла 26.06.2017

УДК 621.3.07

О. В. КЛЮЕВ, канд. техн. наук, доц., ДГТУ, Каменское;
А. В. САДОВОЙ, докт. техн. наук, проф., ДГТУ, Каменское.

АСИНХРОННЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ КАСКАД С ИСТОЧНИКОМ ТОКА В РОТОРНОЙ ЦЕПИ И РЕГУЛИРОВАНИЕМ СКОРОСТИ ПО ЦЕПИ СТАТОРА

Введение. Свойства электропривода (ЭП) существенно зависят от типа управляемого преобразователя в его силовой схеме. Известны электроприводы постоянного тока, в цепь якоря которых включается источник тока и электромагнитный момент однозначно определяется током источника тока и магнитным потоком машины, а управление осуществляется по цепи возбуждения [1]. В асинхронном вентильном каскаде (АВК) цепь ротора стала главным каналом, поскольку управление по этой цепи позволяет формировать требуемые механические характеристики, а цепь статора – вспомогательным каналом, позволяющим, если нужно, регулировать скорость ниже номинальной ослаблением потокосцепления статора. По аналогии с указанными ЭП постоянного тока, в АВК источник тока в роторной цепи нейтрализует действие ЭДС ротора, т.е. исключает её влияние на момент, развиваемый асинхронной машиной.

Новый тип силового преобразователя решающим образом влияет на роль каналов управления электрической машиной: они становятся равноправными. В таком случае источник тока может быть неуправляемым, а управление осуществляется по каналу воздействия на магнитный поток машины. Если в цепь ротора АВК последовательно подключить через диодный выпрямитель параметрический источник тока (ПИТ), то в динамических режимах и при перегрузках ЭП ток ротора будет ограничиваться на уровне расчётного тока ПИТ. При этом отпадает необходимость регулирования тока путём изменения угла открытия тиристоров инвертора и, следовательно, можно обойтись без внутреннего регулятора выпрямленного тока ротора и скорость регулировать, воздействуя на магнитный поток статора асинхронной машины.

Постановка задачи. Задачей настоящей статьи является исследование на математической модели динамических режимов работы асинхронного вентильного каскада при регулировании скорости по цепи статора и последовательно включенном в цепь ротора параметрическим источником тока. АВК с ПИТ в роторе получили в литературе название токопараметрических асинхронных вентильных каскадов (ТПАВК).

Материалы исследования. Уравнения АВК в осях координат, ориентированных по вектору $|\vec{\Psi}_s|$, имеют следующий вид [2]:

$$\begin{gathered}
p\,\omega = -\frac{3N^2 k_s}{2J}\,\Psi_s I_{rv} - \frac{N}{J}M_c;\\
pI_{rv} = \frac{k_s}{L_\delta}\Psi_s\omega - \frac{I_{rv}}{T_l''} + \omega\, I_{ru} - k_s R_s \frac{I_{rv} I_{ru}}{\Psi_s} - \left(\frac{I_{ru}}{\Psi_s} + \frac{k_s}{L_\delta}\right) U_s \sin\nu + \frac{U_{rv}}{L_\delta};\\
p\,\nu = \omega_0 - k_s R_s \frac{I_{rv}}{\Psi_s} - \frac{U_s \sin\nu}{\Psi_s};\quad p\,\Psi_s = \frac{-\Psi_s}{T_s} + \frac{L_m}{T_s} I_{ru} + U_s \cos\nu;\\
pI_{ru} = \frac{k_s}{T_s L_\delta}\Psi_s - \frac{I_{ru}}{T_l''} - \omega\, I_{rv} + k_s R_s \frac{I_{rv}^2}{\Psi_s} + \frac{I_{rv}}{\Psi_s} U_s \sin\nu - \frac{k_s}{L_\delta} U_s \cos\nu + \frac{U_{ru}}{L_\delta}.
\end{gathered} \tag{1}$$

где ν –угол между вектором напряжения статора $\vec{U}_s$ и опорным вектором потокосцепления $|\vec{\Psi}_s|$; $U_{sv} = U_s \sin\nu$, $U_{su} = U_s \cos\nu$ – проекции вектора $\vec{U}_s$ на оси ортогональной системы координат, ориентированной по вектору $|\vec{\Psi}_s|$; $T_s = L_s / R_s$; $T_l'' = L_\delta / R''$; $R'' = R_r + k_s^2 R_s$; $L_\delta = L_{r\sigma} + k_s L_{s\sigma}$; $p = d / dt$ – оператор дифференцирования.

В асинхронных вентильных каскадах с вентиляторной механической характеристикой есть возможность регулировать скорость в направлении ниже номинальной путём уменьшения величины напряжения статора, и, следовательно, снижения модуля потокосцепления статора. Снижается максимальный электромагнитный момент АВК, однако уменьшается и момент нагрузки. Реактивная составляющая тока ротора меньше нуля $I_{ru} < 0$ и возбуждение ТПАВК происходит полностью со стороны статора $I_{su} > 0$. Для предотвращения колебаний модуля потокосцепления статора при возбуждении ТПАВК и в других переходных процессах необходимо в системе управления создать внутренний контур стабилизации переменной $|\vec{\Psi}_s|$ на основе релейного регулятора или нескольких реле в специальном включении. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Возбуждение АВК сопровождается медленно угасающими колебаниями модуля вектора потокосцепления статора, а наличие в роторной цепи ПИТ только увеличивает колебательность. Третье и четвёртое уравнения системы (1) динамики модуля вектора потокосцепления статора обладают достаточной степенью автономности из-за слабости естественных перекрёстных связей по составляющим тока ротора I_{rv} и I_{ru}. Поэтому рассмотрим эти уравнения отдельно от остальных. Третье уравнение системы умножаем на $\Psi_s \sin\nu$

$$(p\,\nu)\Psi_s \sin\nu = \omega_0 \Psi_s \sin\nu - k_s R_s I_{rv} \sin\nu - U_s \sin^2\nu\,. \tag{2}$$

Четвёртое уравнение умножим на cosν

© О.В. Клюев, А.В. Садовой, 2017

$$(p\Psi_s)\cos\nu = -\frac{\Psi_s}{T_s}\cos\nu + k_s R_s I_{ru}\cos\nu + U_s\cos^2\nu\ . \tag{3}$$

Из уравнения (3) вычтем уравнение (2)

$$(p\Psi_s)\cos\nu - \Psi_s\sin\nu(p\nu) = -\frac{\Psi_s}{T_s}\cos\nu + k_s R_s I_{ru}\cos\nu + U_s\cos^2\nu - \omega_0\Psi_s\sin\nu + k_s R_s I_{rv}\sin\nu + U_s\sin^2\nu\ . \tag{4}$$

Выражение (4) упрощается к следующему виду

$$p(\Psi_s\cos\nu) = -\frac{\Psi_s\cos\nu}{T_s} + U_s - \omega_0\Psi_s\sin\nu + k_s R_s(I_{ru}\cos\nu + I_{rv}\sin\nu)\ . \tag{5}$$

Таким образом, два нелинейных уравнения первого порядка преобразованы к одному уравнению того же порядка относительно новой переменной $\Psi_s\cos\nu$. Выражение (5) показывает, что изменением амплитуды напряжения статора U_s можно управлять переменной $\Psi_s\cos\nu$. Алгоритм управления записывается следующим образом

$$\begin{aligned} U_s &= U_m \quad \text{при}\left((\Psi_s\cos\nu)^* - \Psi_s\cos\nu\right) > 0, \\ U_s &= 0 \quad\ \ \text{при}\left((\Psi_s\cos\nu)^* - \Psi_s\cos\nu\right) < 0 \end{aligned} \tag{6}$$

и реализуется однопозиционным реле, посредством которого статор двигателя подключается к сети, если регулируемая переменная меньше заданного значения, либо отключается от неё и закорачивается, если переменная превышает заданное значение. В последнем случае снижение переменной $\Psi_s\cos\nu$ происходит под действием внутренней отрицательной обратной связи по ЭДС $\omega_0\Psi_s\sin\nu$. Указанные явления происходят в режиме высокочастотных переключений релейного элемента.

Для регулирования модуля потокосцепления статора Ψ_s необходимо задающий сигнал регулятора (6) формировать таким образом, чтобы в установившемся режиме величина Ψ_s была равна требуемому значению. Формировать сигнал задания $(\Psi_s\cos\nu)^*$ можно операцией интегрирования ошибки $\Delta\Psi_s$, однако интегратор привносит в этот процесс нежелательную динамику. Поэтому используется релейный элемент, обладающий в скользящем режиме бесконечным коэффициентом усиления. Предлагается следующий алгоритм формирователя задающего сигнала для регулятора (6)

$$(\Psi_s\cos\nu)^* = \frac{1}{T_f p + 1}\operatorname{sign}\left[\Psi_s^* - \Psi_s\right]\ . \tag{7}$$

В скользящем режиме среднее значение ошибки на входе реле равно нулю, а фильтр нижних частот, выполненный в виде апериодического звена первого порядка, пропускает на вход регулятора (6) усреднённое значение переменной $\Psi_s\cos\nu$, при котором потокосцепление Ψ_s будет равно требуемой величине Ψ_s^*. Постоянная времени фильтра выбирается в пределах

$$T_f = 0{,}05\,T_l'' \div 0{,}5\,T_l''\ , \tag{8}$$

где T_l'' – постоянная времени токовых контуров в системе управления АВК.

Если замыкать внутренний релейный регулятор отрицательной обратной связью непосредственно по модулю потокосцепления статора $|\vec{\Psi}_s|$, то управлять только потокосцеплением удаётся качественно без внешнего регулятора. Однако при подключении внешнего релейного регулятора скорости появляются автоколебания $|\vec{\Psi}_s|$ низкой частоты и большой амплитуды, которые сопровождают работу регулятора скорости. Это приводит к колебаниям электромагнитного момента и скорости. При обратной связи по $\Psi_s\cos\nu$ и регулировании потокосцепления описанным выше способом указанные колебания отсутствуют. Можно использовать линейный пропорционально-дифференциальный регулятор скорости. Тогда регулирование происходит без колебаний, но наблюдается значительная статическая ошибка регулирования скорости. Увеличение коэффициента усиления пропорциональной части регулятора скорости снова приводит к колебаниям потокосцепления и, следовательно, колебаниям скорости. Таким образом, изменением структуры внешнего регулятора скорости не удаётся скомпенсировать колебательность внутреннего контура при отрицательной обратной связи только по $|\vec{\Psi}_s|$. Если использовать два релейных элемента с обратными связи по переменным $\Psi_s\cos\nu$ и $|\vec{\Psi}_s|$, устойчивость повышается и становится возможным использование внешнего релейного регулятора скорости без колебаний потокосцепления.

По методике, изложенной в [3], осуществлён синтез алгоритма управления релейного регулятора скорости

$$U_1 = -sign(I_{rv}\cos\nu)\operatorname{sign}(\omega^* - \omega - T_s p\,\omega)\ . \tag{9}$$

При отрицательных реактивных токах ротора ($I_{ru} < 0$), что выполняется в случае включения ПИТ в цепи ротора АВК, угол между вектором напряжения статора и опорным вектором потокосцепления Ψ_s изменяется от нуля до $\pi/2$, следовательно $\cos\nu > 0$. Активная составляющая тока ротора, как показали исследования, в этом случае меньше нуля ($I_{rv} < 0$). Поэтому алгоритм (9) можно упростить до выражения

$$U_{\Psi_s} = \Psi_m\operatorname{sign}\left(\omega^* - \omega - T_s p\,\omega\right)\ . \tag{10}$$

Силовая схема ТПАВК представлена на рисунке 1. Она состоит из асинхронной машины *M*, выпрямителя роторных ЭДС VD1, тиристорного инвертора, ведомого сетью, VS1-VS6, выпрямителя ПИТ VD2, параметрического источника тока с элементами *C*, *L*, *L*1 в каждой фазе, согласующего трансформатора *T* и транзисторного регулятора напряжения статора VT1-VT4. Выпрямленная ЭДС ротора и ЭДС ПИТ направлены встречно ЭДС тиристорного инвертора.

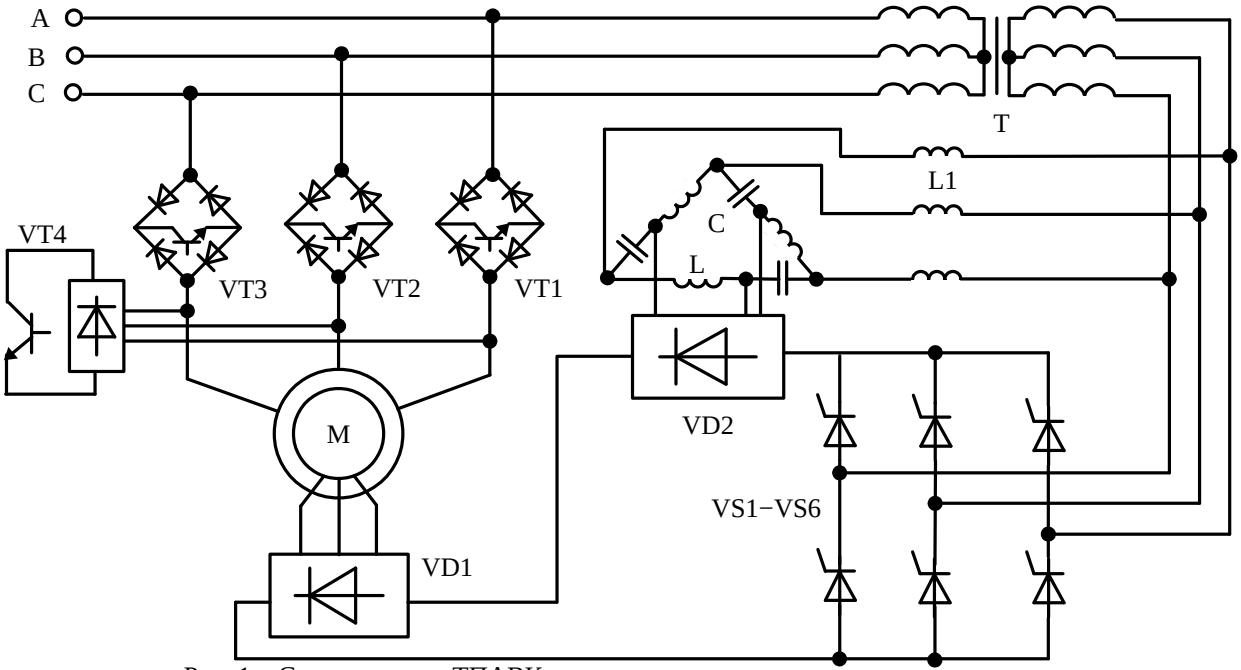


Рис. 1 – Силовая схема ТПАВК с регулированием скорости по цепи статора

Параметрический источник тока собран по мостовой схеме. Импульсное регулирование напряжения статора осуществляется подачей одновременно импульсов на транзисторы VT1-VT3 при закрытом ключе VT4. Тогда напряжение сети подаётся на статорные обмотки. Если нужно уменьшить значение регулируемой переменной, то импульсы управления с транзисторов VT1-VT3 снимаются и они закрываются, а сигнал на открытие подаётся на базу транзистора VT4, при открытом состоянии которого статорные обмотки закорачиваются, будучи уже отключенными от сети. Таким способом удаётся регулировать токи в фазах статора без их прерывания и не создавая перенапряжений. Угол открытия тиристоров VS1-VS6 устанавливается максимально возможным (165-170 градусов), при этом инвертор вводит в цепь ротора максимальную ЭДС и обладает наибольшим коэффициентом мощности.

Векторная диаграмма АВК с ПИТ в роторной цепи представлена на рисунке 2. На ней изображены векторы потокосцепления $|\vec{\Psi}_s|$ и напряжения статора $\vec{U}_s$, а также углы между этими векторами и между векторами и осью α. Схема включения регуляторов переменных $\Psi_s$cosv, Ψ_s и регулятора скорости ω показана на рисунке 3. С выхода 1 сигналы поступают на базы транзисторов VT1-VT3, а с выхода 2 – на базу транзистора VT4. Релейная система импульсного формирования амплитуды напряжения статора трёхконтурная с внешним регулятором скорости РС, формирующим сигнал задания регулятору потокосцепления РПС, которому в свою очередь подчинён внутренний регулятор проекции вектора $|\vec{\Psi}_s|$ на направление вектора $\vec{U}_s$ РПВ. Для вычисления сигналов обратных связей по переменным Ψ_s и $\Psi_s$cosv необходимо применять преобразования, присущие векторной системе управления. Измеряются токи статора и его фазные напряжения. В преобразователях фаз ПФ1 и ПФ2 рассчитываются проекции векторов на оси α,β по формулам:

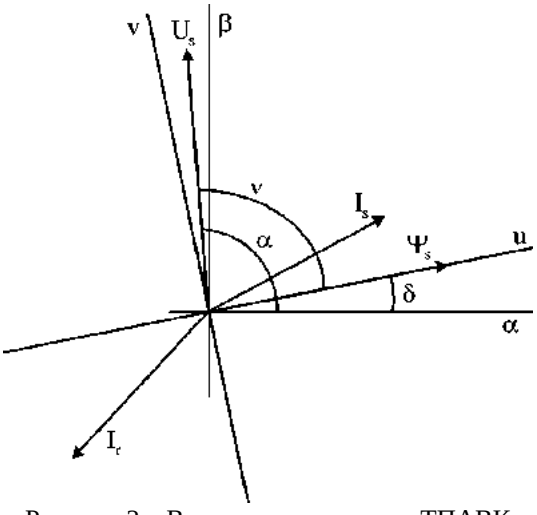


Рисунок 2 – Векторная диаграмма ТПАВК

$$I_{s\alpha}=I_{sA};\ I_{s\beta}=\frac{1}{\sqrt{3}}(I_{sB}-I_{sC});\ U_{s\alpha}=U_{sA};\ U_{s\beta}=\frac{1}{\sqrt{3}}(U_{sB}-U_{sC}). \quad (11)$$

Векторный анализатор ВА рассчитывает модуль опорного вектора Ψ_s и его направляющие синус и косинус по выражениям:

$$\Psi_{s\alpha}=\int(U_{s\alpha}-R_sI_{s\alpha})dt;\ \Psi_{s\beta}=\int(U_{s\beta}-R_sI_{s\beta})dt;\ \cos\delta=\Psi_{s\alpha}/\Psi_s;\ \sin\delta=\Psi_{s\beta}/\Psi_s;\ \Psi_s=\sqrt{\Psi_{s\alpha}^2+\Psi_{s\beta}^2}\,. \quad (12)$$

Блок вычисления модуля ВМ определяет модуль вектора напряжения статора

$$U_s=\sqrt{U_{s\alpha}^2+U_{s\beta}^2}\,. \quad (13)$$

Угол между векторами напряжения статора $\vec{U}_s$ и потокосцепления статора $|\vec{\Psi}_s|$, как следует из векторной диаграммы, равен ν = α – δ. Тогда его косинус определяется так

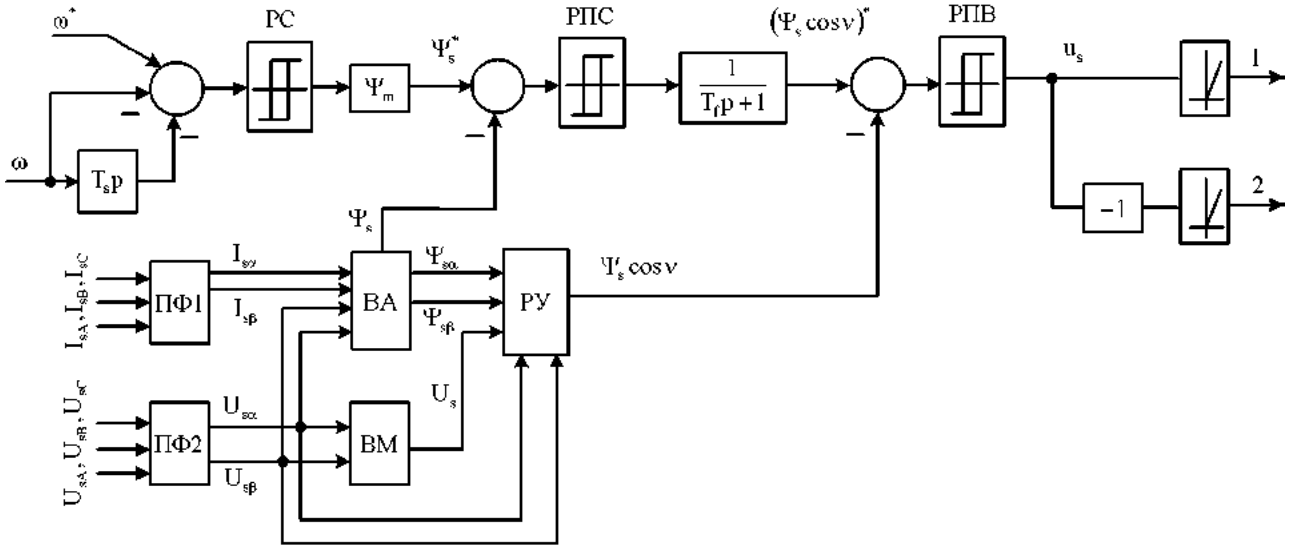


Рисунок 3 – Система управления ТПАВК

$$\cos\nu=\cos(\alpha-\delta)=\cos\alpha\cos\delta+\sin\alpha\sin\delta\ . \qquad (14)$$

Вычисление косинуса и синуса угла поворота вектора напряжения статора $\vec{U}_s$ относительно магнитной оси фазы А статора (ось α) осуществляется в решающем устройстве РУ по формулам:

$$\cos\alpha=U_{s\alpha}/U_s;\ \sin\alpha=U_{s\beta}/U_s\ . \qquad (15)$$

Если подставить значения косинусов и синусов из (12) и (15) в формулу (14), а потом умножить на Ψ_s, то получим сигнал обратной связи

$$\Psi_s\cos\nu=\frac{U_{s\alpha}\Psi_{s\alpha}+U_{s\beta}\Psi_{s\beta}}{U_s}\ . \qquad (16)$$

Вследствие инвариантности модуля вектора к системе координат, в которой он рассматривается, изменение модуля напряжения статора, чем и достигается регулирование модуля потокосцепления статора, возможно осуществить без операций координатных преобразований управляющего воздействия по цепи статора АВК.

Использование транзисторного регулятора напряжения с непосредственным управлением от релейного однополярного элемента без координатных преобразователей в канале формирования управляющих сигналов существенным образом упрощает систему управления.

На рисунке 4 показаны графики переходных процессов в ТПАВК с асинхронной машиной типа 4АК160S4У3 с паспортными данными: $P_н$ = 11 кВт, $U_{лн}$ = 380 В, n_c = 1500 об/мин, U_2 = 305 В. Представлены процессы пуска до скорости 70 рад/с, дальше разгон до скорости 140 рад/с и торможение до 90 рад/с. Выпрямленный ток ротора I_d стабилизируется параметрическим источником тока на заданном уровне. Находясь в составе полного тока I_d, активный ток ротора I_{tv} в отдельности не регулируется. Однако графики тока I_{rv} и электромагнитного момента $M_э$ при регулировании потокосцепления близки по форме. Потокосцепление при нарастании скорости стабилизируется на максимально возможном уровне отсечки. Процесс возбуждения АВК при подключении одновременно статора и ротора к сети, как видно из начальной части переходного процесса, проходит без колебаний потокосцепления. Этого удалось достичь использованием разработанного релейного алгоритма управления транзисторным регулятором напряжения статора. Реактивный ток ротора I_{ru} отрицательный, из чего следует, что он оказывает размагничивающее действие на асинхронную машину, которая намагничивается, потребляя реактивный ток из сети статорными обмотками. Когда происходит торможение, система управления работает таким образом, что статорные обмотки закорачиваются транзистором VT4, токи в фазах статора исчезают, электромагнитный момент обращается в нуль при нулевом активном токе ротора. Реактивный ток ротора становится положительным и подмагничивает АМ, замедляя убывание потока статора. При этом ток в цепи выпрямленного тока I_d стабилизируется на прежнем уровне, благодаря работе ПИТ, и протекает через ПИТ с диодным мостом VD2, затем через диоды моста VD1, тиристоры инвертора и вторичные обмотки трансформатора.

Когда скорость вращения ротора после торможения подходит к уровню её задания, регулятор РС выходит из насыщения и возобновляется импульсное регулирование токов и потокосцепления статора, появляются токи ротора и электромагнитный момент. Торможение ТПАВК, как следует из графиков, происходит выбегом при нулевом электромагнитном моменте. При работе на скоростях существенно ниже номинальной (70, 90 рад/с), когда ЭДС ротора достаточно большая, амплитуды токов в фазных обмотках ротора ограничиваются на уровне выпрямленного тока I_d, на который настроен ПИТ. Регулировать скорость ниже номинальной возможно при вентиляторной механической характеристики нагрузки ослаблением потокосцепления, что приводит к снижению реактивной мощности статора и повышению его коэффициента мощности.

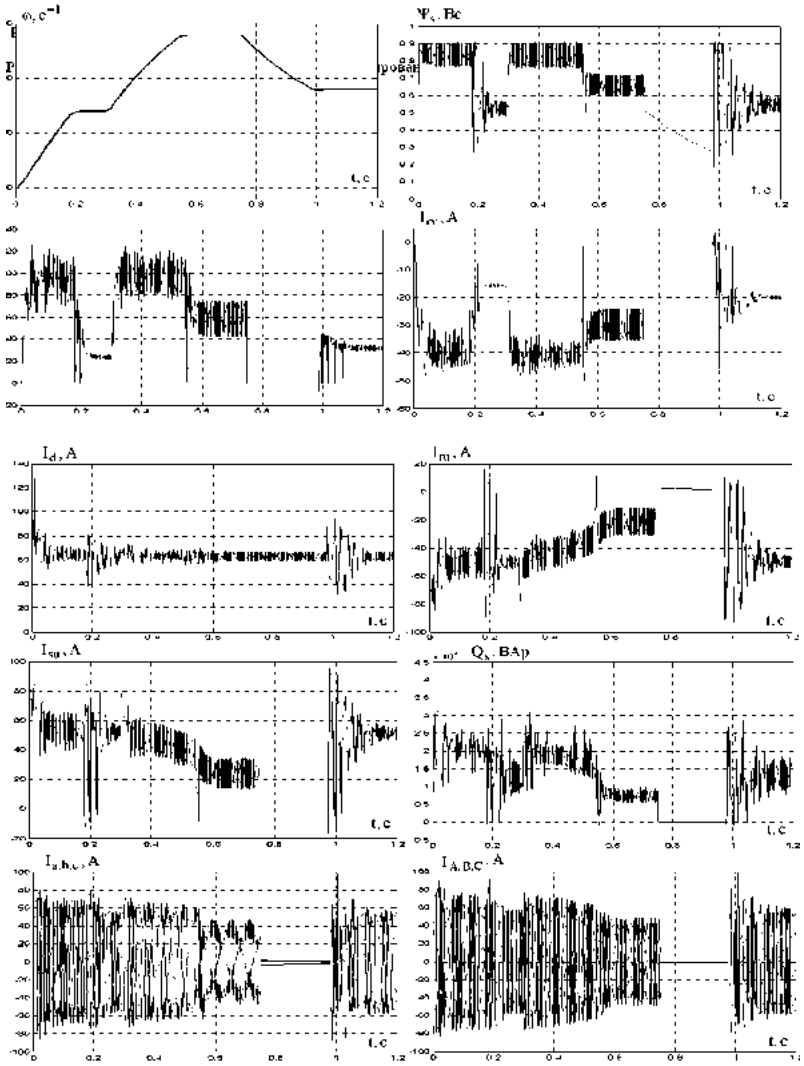


Рисунок 4 – Переходные процессы в ТПАВК с регулированием скорости по цепи статора

Таким образом, если не использовать каналы управления по ротору и стабилизировать выпрямленный ток ротора на уровне расчётного для параметрического источника тока, то управление электромагнитным моментом становится возможным путём ослабления магнитного потока статора. Регулирование скорости АВК при этом проводится в направлении ниже номинальной. Модуль потокосцепления статора определяется амплитудой напряжения статора, поэтому для ослабления потока статора его достаточно запитать от регулятора напряжения. Использование транзисторного регулятора напряжения с разработанной системой управления позволяет увеличить быстродействие регулирования модуля потокосцепления статора и его диапазон без попадания в область автоколебаний. Осуществлён синтез алгоритма управления модулем потокосцепления статора с нелинейной функцией переключения релейного однопозиционного элемента, сигнал обратной связи которого представляет проекцию вектора потокосцепления $|\vec{\Psi}_s|$ на направление вектора напряжения статора. Для вычисления сигнала этой обратной связи требуется использовать координатные преобразования переменных относительно опорного вектора потокосцепления статора. Использование при синтезе системы управления принципа ориентации по вектору $|\vec{\Psi}_s|$ позволило управлять процессом возбуждения ТПАВК без колебаний величины потокосцепления, что приводит к возможности одновременного регулирования потокосцепления и скорости с плавными переходными процессами без колебаний электромагнитного момента.

Список литературы: 1. *Ильинский Н.Ф.* Электроприводы постоянного тока с управляемым моментом / *Н. Ф. Ильинский.* – М.: Энергоиздат, 1981. – 144с. **2**. *Клюев О.В.* Частотные характеристики в исследовании свойств асинхронного вентильного каскада / *О. В. Клюев* // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета. – Днепродзержинск: ДГТУ, 2008.-С. 190-196. **3**. *Садовой А.В.* Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / *Садовой А.В., Сухинин Б. В., Сохина Ю. В.* – Киев: ИСИМО, 1996. – 299с.

Bibliography(transliterated): 1. Ilinskiy N.F. Elektroprivodyi postoyannogo toka s upravlyaemyim momentom / N. F. Ilinskiy. – M.: Energoizdat, 1981. – 144s. 2. Klyuev O.V. Chastotnyie harakteristiki v issledovanii svoystv asinhronnogo ventilnogo kaskada / O. V. Klyuev // Sbornik nauchnyih trudov Dneprodzerzhinskogo gosudarstvennogo tehnicheskogo universiteta. – Dneprodzerzhinsk: DGTU, 2008.-S. 190-196. 3. Sadovoy A.V. Sistemyi optimalnogo upravleniya pretsizionnyimi elektroprivodami / Sadovoy A.V., Suhinin B. V., Sohina Yu. V. – Kiev: ISIMO, 1996. – 299s.

Поступила 12.04.2017

УДК 62-83: 004.942

Е. С. НАЗАРОВА, канд. техн. наук, доц., Запорожский национальный технический университет;
Р. А. ЕФИМЕНКО, магистрант, Запорожский национальный технический университет.

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ПЕРЕМЕННЫМ МОМЕНТОМ ИНЕРЦИИ

Введение. На практике очень часто встречаются электромеханические системы (ЭМС), у которых в процессе работы значения статического момента, массы, радиуса, жёсткости и момента инерции изменяются. К таким системам относятся электроприводы промышленных установок роторного типа: грохотов, шаровых мельниц, смесителей, грануляторов, роторных зернистых фильтров для очистки газов, сушил и др. Периодическое изменение момента инерции ротора этих установок обусловлено перераспределением сыпучего материала, заполняющего ротор при его вращении [1]. Другим типом систем с переменными механическими параметрами, а именно, моментом инерции, являются намоточно-размоточные механизмы прокатки стального листа, проволоки, бумагоделательного производства [2].

В общем случае динамический момент электропривода моталки состоит из нескольких составляющих [3]: составляющей, определяемой ускорением полосы при намотке, составляющей, определяемой величиной изменения радиуса рулона наматываемого материала и составляющей, связанной с изменением момента инерции. Вторая составляющая проявляется при намотке полосы на высокоскоростных прокатных станах, в то время, как первая составляющая существенно влияет на точность поддержания натяжения полосы, независимо от скорости намотки. Благодаря внедрению мощных электродвигателей и автоматизированного электропривода скорость прокатки значительно возросла, достигнув 10 м/с на станах горячей прокатки и 50 м/с на станах холодной прокатки (против 1-2 м/с в 1930 г.) [4]. Поэтому разработка имитационной модели, учитывающей полный динамический момент, позволяющей без нарушения производственного цикла тихоходных и высокоскоростных прокатных станов исследовать их электромеханические процессы, является актуальной задачей. Использование этой модели при разработке новых систем управления и модернизации существующих снизит трудоемкость и затраты на проведение этих работ.

Цель работы. Разработка универсальной имитационной модели электропривода наматывающего механизма, в которой учитывается полный динамический момент, для исследования электромеханических процессов тихоходных и высокоскоростных станов холодной прокатки.

Материалы и результаты исследования. Исследованию электромеханических процессов прокатных станов посвящено достаточно много работ, например, в книге [5] приведены математические описания законов, определяющих связь электромеханических параметров стана с параметрами технологических процессов. В работе [6] изложены основы теории прокатки и автоматизации непрерывного стана холодной прокатки, где этот стан и его автоматизированный многодвигательный электропривод рассматривается как единый электрифицированный агрегат. В статье [7] разработана и описана имитационная модель для непрерывного стана «Тандем». В монографии [8] рассмотрены общие принципы работы различных реверсивных станов холодной прокатки. Анализ известных работ показывает, что не достаточно внимания уделено вопросам углубленного рассмотрения динамических процессов, связанных с влиянием нескольких составляющих динамического момента наматывающего устройства на электромеханические процессы электропривода стана.

В процессе прокатки полоса разматывается с одной моталки и наматывается на другую, при этом диаметры рулонов непрерывно изменяются (рис. 1), где используются такие обозначения: υ – линейная скорости движения полосы, ω – угловая скорость наматывающего механизма, $R_р$ – текущее значение радиуса рулона, $R_б$ – радиус барабана, h – толщина полосы, F – сила натяжения полосы, C_p – жесткость прокатываемой полосы.

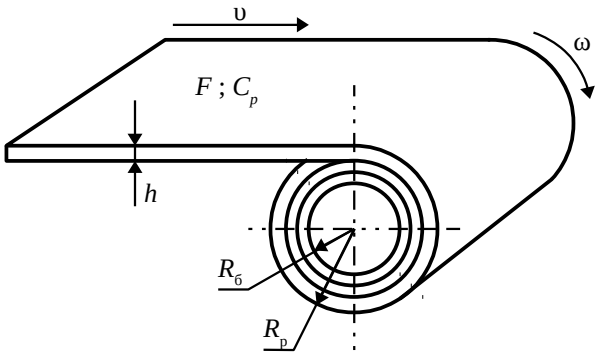


Рис. 1 Кинематическая схема намотки полосы в рулон

© Е.С. Назарова, Р.А. Ефименко, 2017

Чтобы поддерживать постоянной линейную скорость прокатки, необходимо скорость двигателя разматывающего механизма уменьшать или увеличивать в зависимости от режима работы стана.

Изменение диаметров рулонов в течение всего цикла прокатки должно учитываться для поддержания постоянства натяжения полосы прокатываемого металла [8].

Как известно, уравнение движения системы с переменной массой, отнесенной к валу, который вращается с угловой скоростью ω, имеет вид [3]:

$$M_{д}=J\frac{d\omega}{dt}+\frac{\omega}{2}\cdot\frac{dJ}{dt}=\frac{J}{R_{р}}\cdot\frac{d\upsilon}{dt}-\frac{J\upsilon}{R_{р}^{2}}\cdot\frac{dR_{р}}{dt}+\frac{\omega}{2}\cdot\frac{dJ}{dt}\,, \tag{1}$$

где J – суммарный момент инерции вращающихся частей наматывающего устройства вместе с рулоном, приведенный к валу двигателя.

Первая составляющая в правой части (1) определяет величину и знак динамического момента, который необходим для изменения кинетической энергии электропривода, связанного с увеличением или уменьшением скорости прокатки. Вторая составляющая определяет величину динамического момента, который необходим для уменьшения кинетической энергии электропривода при снижении угловой скорости вращения в процессе намотки полосы из-за увеличения диаметра рулона на барабане наматывающего устройства [3]. При медленном изменении момента инерции второй составляющей обычно пренебрегают [9]. Третья составляющая связана с производной момента инерции, является переменной, так как зависит от радиуса рулона.

Момент инерции J рулона состоит из двух частей: неизменного момента инерции J' (вращающихся частей механизма и собственного момента двигателя) и меняющегося с изменением радиуса рулона момента инерции наматываемого (разматываемого) рулона металла [8]

$$J''=m\left(R_{р}-R_{б}\right)^{2}/i^{2}\,, \tag{2}$$

где i – передаточный коэффициент редуктора.

В последнем выражении параметр m рассчитывается в виде:

$$m=\rho\cdot10^{3}\pi\left(R_{р}^{2}-R_{б}^{2}\right)b \tag{3}$$

и представляет собой массу материала в рулоне с удельной плотностью ρ, при текущем радиусе $R_{р}$, радиусе барабана (на который наматывается материал, $R_{б}$) и ширине материала b.

Подставив (2),(3) в (1) получим:

$$M_{д}=\left(\frac{\rho\cdot10^{3}\pi b}{2}iR_{р}^{3}+\frac{J_{0}i}{R_{р}}\right)\frac{d\upsilon}{dt}-\left(\frac{\rho\cdot10^{3}\pi b}{2}iR_{р}^{2}\upsilon+\frac{J_{0}\upsilon i}{R_{р}^{2}}\right)\frac{dR_{р}}{dt}+\frac{\omega}{2}\cdot\frac{dJ}{dt}\,, \tag{4}$$

где $J_{0}=J'-\dfrac{\rho\cdot10^{3}\pi b}{2i^{2}}R_{б}$.

Текущее значение радиуса рулона определяется из соотношения [8]:

$$R_{р}=\sqrt{R_{б}^{2}+\frac{h}{\pi}\int_{0}^{t}\upsilon\,dt}\,. \tag{5}$$

Используя приведенное выше математическое описание и известную модель одноклетевого реверсивного прокатного стана (рис. 2) разработана имитационная модель наматывающего механизма стана холодной прокатки, учитывающая полный динамический момент (рис. 3).

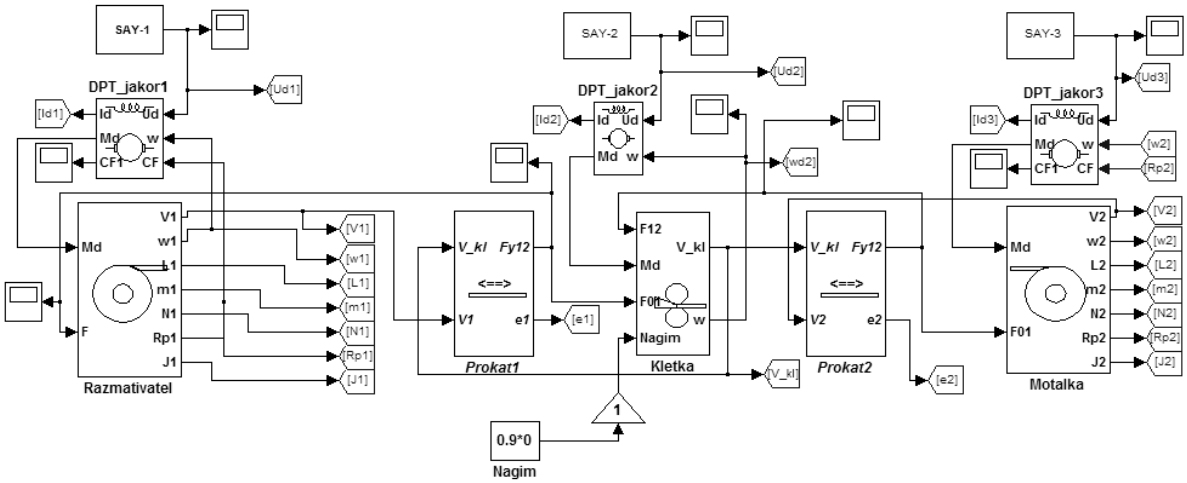


Рис.2. Общий вид модели одноклетевого реверсивного прокатного стана

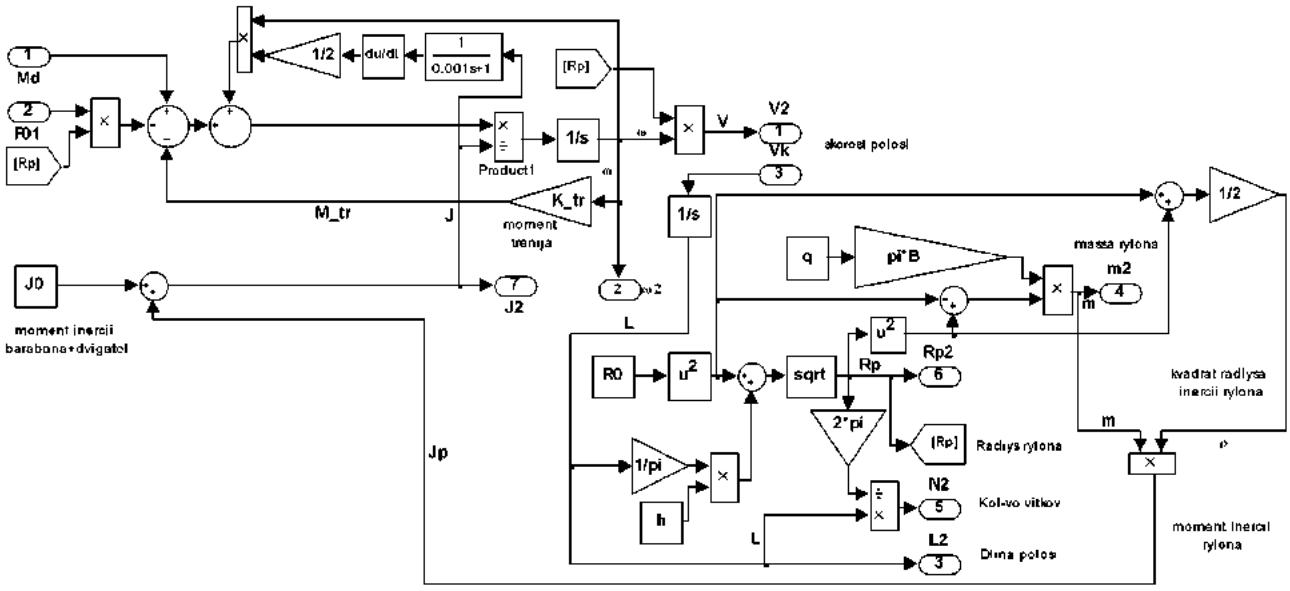


Рис. 3 Модель модифицированной подсистемы «Motalka»

Проведено математическое моделирование электромеханических процессов одноклетевого реверсивного стана холодной прокатки с использованием разработанной имитационной модели наматывающего механизма, дополненной выражением третьей составляющей динамического момента. На рис. 4 приведены результаты моделирования для разных скоростей прокатки 1,39 м/с (рис.4, а), 2,16 м/с (рис. 4, б), 2,79 м/с (рис. 4, в), 3,24 м/с (рис. 4, г) , где 1 – угловая скорость наматывающего механизма без учета дополнения модели, 2 – с учетом.

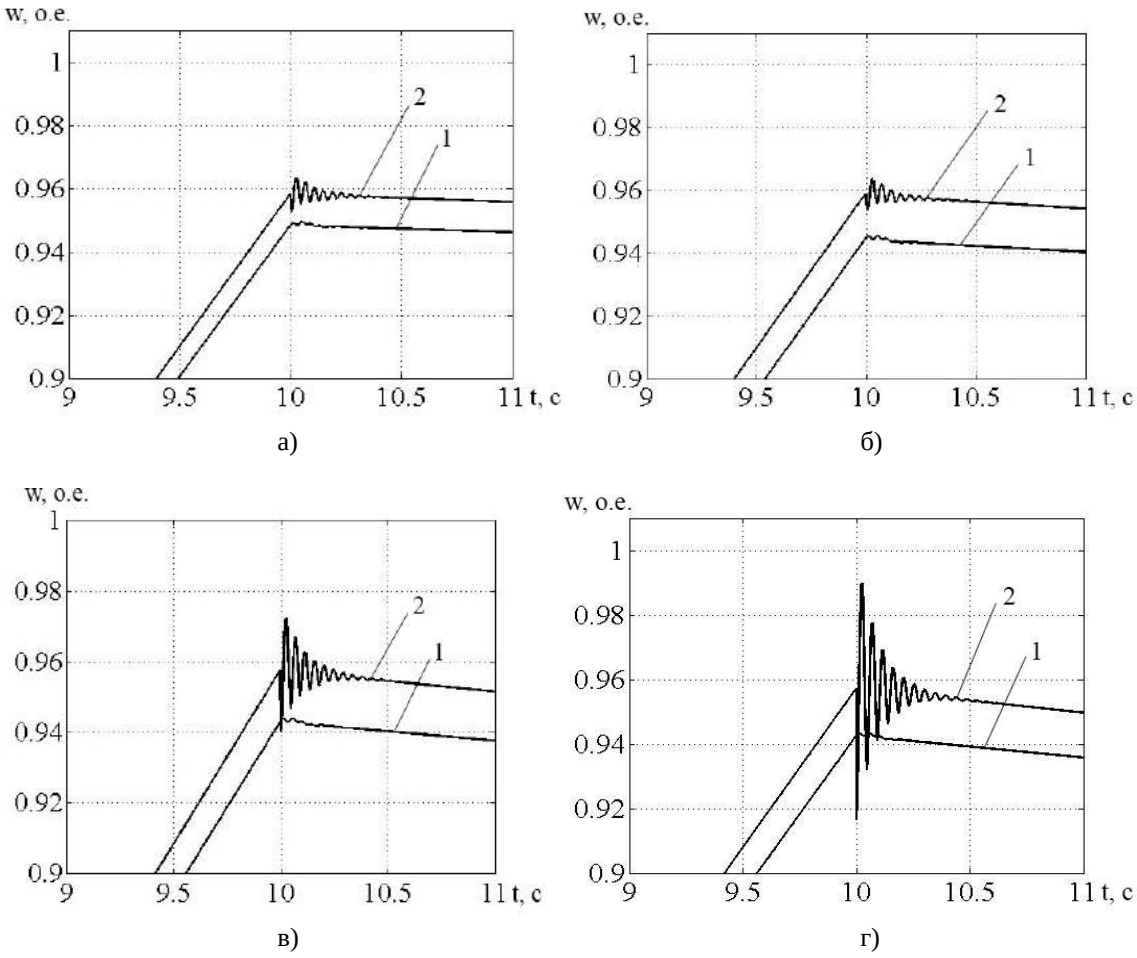


Рис. 4 Переходные процессы электропривода наматывающего механизма при разных скоростях прокатки

Из графиков видно, что с увеличение скорости прокатки влияние третьей составляющей динамического момента возрастает. При сравнении участков графиков, соответствующих переходу от разгона к постоянной скорости прокатки, угловых скоростей исходной и модифицированной моделей наматывающего механизма видно, что в модифицированной модели появляются колебательные процессы, амплитуда которых увеличивается с увеличением скорости прокатки.

Использование модифицированной имитационной модели наматывающего устройства стана холодной прокатки, учитывающей полный динамический момент, при разработке и исследовании новых систем автоматического управления повысит адекватность полученных результатов моделирования физическому объекту управления.

Выводы. Разработанная имитационная модель электромеханической системы с переменным моментом инерции на примере электропривода наматывающего механизма стана холодной прокатки учитывает полный динамический момент, что способствует повышению достоверности результатов моделирования, приближая их к реальным параметрам. Модель может быть использована при модернизации существующих и проектировании новых систем автоматического управления как тихоходными, так и высокоскоростными станами холодной прокатки, что позволит сократить время и стоимость процесса проектирования. Дальнейшие исследования следует продолжить в направлении разработки системы управления электроприводом наматывающего механизма, не чувствительной к ряду дестабилизирующих факторов и обеспечивающей требуемые показатели качества управления.

Список литературы: 1. Нестеров, С.В. Определение условий возбуждения первого параметрического резонанса в электромеханических системах с переменным моментом инерции [Текст] / С.В. Нестеров, А.В. Нестеров // VII Международная научно-техническая конференция «Современные проблемы машиностроения». - Томск, 2013 - С. 263-265. 2. Inside Machines: Winding Technology in the Drive. [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.controleng.com/single-article/ inside-machines-winding-technology-in-the-drive/eb680a884a5005fc8787f554ec9c3fbe.html 3. Лимонов, Л.Г. Автоматизированный привод промышленных механизмов [Текст]. – Х.: «Форт», 2009. – 272 с. 4. Энциклопедия по машиностроению XXL. [Электронный ресурс] – Режим доступу: http://mash-xxl.info/page/09019201224302119407505616201007817221912123514 4/ 5. Зеленов, А.Б. Синтез та цифрове моделювання систем управління електроприводами постійного струму з вентильними перетворювачами. [Текст] Навч. посіб. для студ. вузів / А.Б. Зеленов, І.С. Шевченко, І.Н. Андреева. – Алчевськ : ДГМІ, 2002. – 400 с. 6. Півняк, Г.Г. Автоматизований електропривод у прокатному виробництві [Текст] / Г.Г. Півняк, О.С. Бешта, М.П. Фількін. – Дніпропетровськ, 2008. – 224 с. 7. Пирожок А.В. Имитационные модели электромеханических процессов тонколистового стана холодной прокатки [Текст] / А.В. Пирожок, А.А. Супрун, А.Ю. Супрун // Електротехніка та електроенергетика. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2005. - №2. -С.34-42. 8. Новое в моделировании и исследовании электромеханических систем станов холодной прокатки [Текст] : монографія / А.В. Садовой, Е.С. Назарова, В.И. Бондаренко, А.В. Пирожок; Запорізьк. нац. техніч. ун-т, Дніпродзерж. держ. теніч. ун-т – Запоріжжя: «Просвіта», 2014. – 144 с. 9. Квашнин, В.О. Синтез модели электропривода разматывателя с системой управления стабилизации скорости размотки полосы [Текст] / В.О. Квашнин, Ю.Н. Мусиенко, А.А. Мельникова // Вісник КДУ ім. М. Остроградського . Вип. 4/2010 (63). Ч.2 – С. 150-153.

Bibliography (transliterated): 1. Niestierov, S.V., and Niestierov A.V. “Determination of excitation conditions for the first parametric resonance in electromechanical systems with a variable moment of inertia” // VII International Scientific and Technical Conference “Modern Problems of Mechanical Engineering”.Tomsk. 263-265. Print. 2. Schaedlich, Alexander, and William, Gilbert. “Inside Machines: Winding Technology in the Drive”, 2011. http://www.controleng.com/single-article/inside-machines-winding-technology-in-the-drive/eb680a884a5005fc8787f554ec9c3fbe.html Web. 22 July 2011 3. Limonov, L.G. “Automated drive of industrial mechanisms”. Kharkov: Fort, 2009. 272. Print. 4. “Encyclopedia of Mechanical Engineering XXL”. http://mash-xxl.info/page/09019201224302119407505616201007817221912123514 4/ Web. 28 April 2017 5. Zielienov, A.B., et al. “Synthesis and simulation of digital control electric valve DC converters”. Alchievsk: DGMI, 2002. 400. Print. 6. Pivniak, G.G., et al. “Automated electric drive in the rolling production”. Dnipropetrovsk, 2008. 224. Print. 7. Pirozhok A.V., Suprun A.A. and Suprun A. Yu. “Simulation models of electromechanical processes of sheet cold rolling mills”. Elektrotekhnika ta elektroenergetika. Zaporizhzhia: ZNTU. 2. 2005. 34-42. Print. 8. Sadovoi, A.V. et al. “New in modeling and research of electromechanical systems of cold rolling mills”. Zaporizhzhia: Prosvita, 2014. 144. Print. 9. Kvashnin, V.O., et al. “Synthesis of the decoiler electric drive model with the control system of stabilization of the strip unwinding speed”. Visnyk KDU im. M. Ostrogradskii. 4(63). 2010. 150-153. Print.

Поступила 30.04.2017

УДК 62-83

А. Л. ДЕРЕЦ, канд. техн. наук, доц., Днепровский государственный технический ун-т, Каменское;
А. В. САДОВОЙ, докт. техн. наук, проф., Днепровский государственный технический ун-т, Каменское.

СИНТЕЗ КАСКАДНО-ПОДЧИНЁННЫХ СТРУКТУР РЕЛЕЙНО-МОДАЛЬНЫХ СИСТЕМ С РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ КОРНЕЙ НА ОСНОВЕ МЕТОДА N-I ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ

Введение. Принципы модального управления служат методологической основой обеспечения заданных показателей качества переходных процессов и для непрерывных систем [1], и для систем разрывного управления [2]. Однако модальные регуляторы не могут считаться оптимальными с точки зрения каких−либо критериев качества, поскольку типовые распределения корней характеристических уравнений, лежащие в основе определения параметров таких регуляторов, являются продуктом компромисса, частично удовлетворяющего ряду противоречивых технических требований. Вместе с тем, системы с переменной структурой, к которым относятся релейные системы, допускают не компромиссную, а совместную реализацию совокупности заданных свойств, в том числе – оптимальности по ряду критериев. Примером может служить каскадно−подчинённая система разрывного управления с линейными функциями переключения, синтезированная методом *N*−*i* переключений [3]. Обладая технической простотой, такая система обеспечивает оптимальное быстродействие при заданных ограничениях канонических координат, обусловленных максимально допустимыми значениями промежуточных координат объекта управления, вместе с предельной точностью воспроизведения задающих воздействий.

Постановка задачи. Применение алгоритмов разрывного управления позволяет отнести внутренние обратные связи динамических объектов к возмущениям, компенсируемым скользящими режимами регуляторов за счёт запаса по управляющему воздействию. Данное обстоятельство делает возможной унификацию математического описания релейных систем управления в пространстве канонических координат. При этом дифференциальные уравнения динамики электромеханических систем (ЭМС) становятся идентичными описанию динамики нейтрально−устойчивых объектов соответствующего порядка *N*. Метод *N*−*i* переключений предполагает применение каскада из *N* релейных регуляторов для оптимального по быстродействию управления такими объектами. Обобщённое математическое описание релейных систем подчинённого регулирования (СПР) для произвольного *N* имеет вид [3]:

$$pE_i = E_{i+1}\big|_{i=1\ldots N},\ u_{Ri} = E^*_{i+1} = E_{maxi+1}\cdot sign\left(E^*_i - E_i - \sum_{j=i+1}^{N} K_{i,j}\cdot E_j\right), \quad (1)$$

где i − номера координат, считая от выхода системы, $p = d / dt$ − символ дифференцирования по времени, E_i − канонические координаты системы, E_{N+1} − управляющее воздействие, E_{maxi} − уровни ограничений, $K_{i,j}$ − коэффициенты обратных связей i−х регуляторов по j−м координатам, u_{Ri} − сигналы i−х, считая от входа системы, регуляторов, символом «*» обозначены задающие воздействия, как входное, так и сформированные регуляторами для подсистем, стоящих ниже в иерархии управления.

Согласно методу *N*−*i* переключений коэффициенты обратных связей $K_{i,j}$ синтезируются из условий обеспечения регуляторами R_i переключений в *N*−*i* характерных точках расчётной оптимальной по быстродействию траектории. Вместе с тем, уравнения скольжения регуляторов R_i системы (1)

$$E^*_i - E_i - \sum_{j=i+1}^{N} K_{i,j}\cdot E_j = 0$$

дают основание считать $K_{i,j}$ коэффициентами характеристических уравнений соответствующих подсистем управления

$$\sum_{j=i}^{N} K_{i,j}\cdot p^{(j-i)} = 0\ , \quad (2)$$

что открывает возможности как для анализа устойчивости скользящих режимов релейных СПР, так и для модификации результатов их синтеза методом *N*−*i* переключений с учётом принципов модального управления.

Материалы исследования. Математическое описание вида (1) ориентировано на численную реализацию процедуры оптимизации по быстродействию [3], обобщённую на произвольный порядок системы. Аналитические результаты применения метода *N*−*i* переключений приобретают более наглядное представление при введении отдельных буквенных обозначений для канонических координат ЭМС. Закрепим за координатами состояния символы «ε,ω,ϕ,Ω,Φ» начиная от точки приложения управляющего воздействия, которому присвоен символ «а». Подобная система обозначений ориентирована на традиционное описание вращательного движения одномассовых и двухмассовых ЭМС и отображает пропорциональность канонических координат соответственно угловым ускорению и скорости, угловому положению одномассовой ЭМС или углу закручивания вала двухмассовой ЭМС, угловым скорости и положению рабочего органа упругой системы. Она использована в публикациях [4−11], что предполагает заимствование и дальнейшее развитие результатов данных работ.

В такой системе обозначений математическое описание релейной СПР (1) второго порядка, выходной координатой которой является ω, приобретает вид [4]:

© А.Л. Дерец, А.В. Садовой, 2017

$$\left.\begin{matrix} p\omega=\varepsilon \\ p\varepsilon=a \end{matrix}\right\},\ \left.\begin{matrix} u_{R1}=u_{R\omega}=\overset{*}{\varepsilon}=\varepsilon_{max}\cdot sign\left(\overset{*}{\omega}-\omega-K_{\omega\varepsilon}\cdot\varepsilon\right) \\ u_{R2}=u_{R\varepsilon}=\overset{*}{a}=a_{max}\cdot sign\left(\overset{*}{\varepsilon}-\varepsilon\right) \end{matrix}\right\}. \quad (3)$$

Согласно методу *N-i* переключений коэффициенты главных обратных связей регуляторов R_ω , R_ϵ единичные, а коэффициент обратной связи регулятора R_ω по промежуточной координате определяется как функция уровней ограничения первой и второй производных регулируемой координаты ϵ_{max} , a_{max} по формуле

$$K_{\omega\varepsilon}=\varepsilon_{max}/\left(2\cdot a_{max}\right). \quad (4)$$

Математическое описание СПР (1) для случая N = 3 при регулировании координаты φ приобретает вид [5]:

$$\left.\begin{matrix} p\varphi=\omega \\ p\omega=\varepsilon \\ p\varepsilon=a \end{matrix}\right\},\ \left.\begin{matrix} u_{R1}=u_{R\varphi}=\omega^{*}=\omega_{max}\cdot sign\left(\varphi^{*}-\varphi-K_{\varphi\omega}\cdot\omega-K_{\varphi\epsilon}\cdot\varepsilon\right) \\ u_{R2}=u_{R\omega}=\varepsilon^{*}=\varepsilon_{max}\cdot sign\left(\omega^{*}-\omega-K_{\omega\varepsilon}\cdot\varepsilon\right) \\ u_{R3}=u_{R\varepsilon}=\overset{*}{a}=a_{max}\cdot sign\left(\overset{*}{\varepsilon}-\varepsilon\right) \end{matrix}\right\}. \quad (5)$$

Коэффициенты обратных связей регуляторов R_ω , R_ϕ по промежуточным координатам определяются методом *N–i* переключений на основании уровней ограничения первой, второй и третьей производных регулируемой координаты ω_{max} , ε_{max} , a_{max} по выражениям [5]

$$K_{\omega\varepsilon}=\frac{\varepsilon_{max}}{2\cdot a_{max}},\ K_{\varphi\omega}=\frac{\omega_{max}}{2\cdot\varepsilon_{max}}+\frac{\varepsilon_{max}}{2\cdot a_{max}},\ K_{\varphi\varepsilon}=\frac{\omega_{max}}{4\cdot a_{max}}+\frac{\varepsilon_{max}^{2}}{12\cdot a_{max}^{2}}. \quad (6)$$

Подчеркнём, что выражения (6) актуальны для настройки коэффициентов системы оптимального управления третьего порядка (5) во всём диапазоне изменения задающего воздействия. Однако максимумы канонических координат требуют коррекции при изменении формы оптимальной по быстродействию траектории, которая по аналогии с общепринятой классификацией режимов позиционирования может принимать форму трапеции [5], а также большого [6] и малого [7] треугольников. Аналогично система второго порядка (3) сохраняет оптимальность по быстродействию с настройкой (4) во всём диапазоне изменения выходной координаты при выполнении должной коррекции максимума первой производной [8] в режимах с треугольной диаграммой $\varepsilon(t)$.

Для случая N=4 в символьных обозначениях система (1) с регулируемой координатой Ω приобретает вид [9]:

$$\left.\begin{matrix} p\Omega=\varphi \\ p\varphi=\omega \\ p\omega=\varepsilon \\ p\varepsilon=a \end{matrix}\right\},\ \left.\begin{matrix} u_{R1}=u_{R\Omega}=\varphi^{*}=\varphi_{max}\cdot sign\left(\Omega^{*}-\Omega-K_{\Omega\varphi}\cdot\varphi-K_{\Omega\omega}\cdot\omega-K_{\Omega\varepsilon}\cdot\varepsilon\right) \\ u_{R2}=u_{R\varphi}=\overset{*}{\omega}=\omega_{max}\cdot sign\left(\overset{*}{\varphi}-\varphi-K_{\varphi\omega}\cdot\omega-K_{\varphi\varepsilon}\cdot\varepsilon\right) \\ u_{R3}=u_{R\omega}=\overset{*}{\varepsilon}=\varepsilon_{max}\cdot sign\left(\overset{*}{\omega}-\omega-K_{\omega\varepsilon}\cdot\varepsilon\right) \\ u_{R4}=u_{R\varepsilon}=\overset{*}{a}=a_{max}\cdot sign\left(\overset{*}{\varepsilon}-\varepsilon\right) \end{matrix}\right\}. \quad (7)$$

Коэффициенты обратных связей регуляторов R_ω , R_φ , R_Ω по промежуточным координатам определяются методом *N–i* переключений на основании уровней ограничения первой, второй, третьей и четвертой производных регулируемой координаты φ_{max} , ω_{max} , ε_{max} , a_{max} по выражениям [9]

$$K_{\omega\varepsilon}=\frac{\varepsilon_{max}}{2\cdot a_{max}},\ K_{\varphi\omega}=\frac{\omega_{max}}{2\cdot\varepsilon_{max}}+\frac{\varepsilon_{max}}{2\cdot a_{max}},\ K_{\varphi\varepsilon}=\frac{\omega_{max}}{4\cdot a_{max}}+\frac{\varepsilon_{max}^{2}}{12\cdot a_{max}^{2}},\ K_{\Omega\varphi}=\frac{\varphi_{max}}{2\,\omega_{max}}+\frac{\omega_{max}}{2\,\varepsilon_{max}}+\frac{\varepsilon_{max}}{2\,a_{max}},$$
$$K_{\Omega\omega}=\frac{\varphi_{max}}{4\,\varepsilon_{max}}+\frac{\omega_{max}}{4\,a_{max}}+\frac{\varphi_{max}\,\varepsilon_{max}}{4\,\omega_{max}\,a_{max}}+\frac{\omega_{max}^{2}}{12\,\varepsilon_{max}^{2}}+\frac{\varepsilon_{max}^{2}}{12\,a_{max}^{2}},\ K_{\Omega\varepsilon}=\frac{\varphi_{max}}{8}a_{max}+\frac{\varphi_{max}\,\varepsilon_{max}^{2}}{24\,\omega_{max}\,a_{max}^{2}}+\frac{\omega_{max}\,\varepsilon_{max}}{24}a_{max}^{2}+\frac{\omega_{max}^{2}}{24\,\varepsilon_{max}\,a_{max}}. \quad (8)$$

Формулы (8) применимы для настройки системы (7) во всём диапазоне изменения задающего воздействия при соответствующих модификациях максимумов канонических координат [10 – 12].

Сопоставление выражений (7) с (5) и (3) свидетельствует об идентичности математического описания внутренних контуров регулирования релейных СПР и обособленных систем более низких порядков, достигнутой благодаря принятым обозначениям координат. Вместе с тем, из сопоставления формул (8) с (6) и (4) очевидна идентичность выражений для настроек внутренних подсистем релейных СПР и отдельно взятых систем более низких порядков. Данные факты позволяют сделать вывод о применимости результатов синтеза систем вида (1) методом *N–i* переключений к внутренним контурам релейных СПР более высоких порядков.

Устойчивость скользящих режимов регуляторов СПР (3), (5), (7) с коэффициентами обратных связей (4), (6), (8) подтверждается результатами аналитической проверки [4]. Для этого коэффициенты (4), (6), (8) представляются функциями постоянных времени замкнутой системы, которые определены как длительности нарастания канонических координат системы от нуля до максимума при наибольшей скорости изменения, то есть при максимальных значениях их производных

$$T_a=\varepsilon_{max}/a_{max};\ T_\varepsilon=\omega_{max}/\varepsilon_{max};\ T_\omega=\varphi_{max}/\omega_{max}, \quad (9)$$

выраженные через постоянные времени (9) коэффициенты функций переключения регуляторов приобретают компактный вид

$$K_{\omega\varepsilon}=\frac{1}{2}T_a,\ K_{\varphi\omega}=\frac{1}{2}\left(T_a+T_\varepsilon\right),\ K_{\varphi\varepsilon}=\frac{1}{4}T_aT_\varepsilon+\frac{1}{12}T_a^{2},\ K_{\Omega\varphi}=\frac{1}{2}\left(T_\omega+T_\varepsilon+T_a\right),$$
$$K_{\Omega\omega}=\frac{1}{4}\left(T_\omega T_\varepsilon+T_\varepsilon T_a+T_\omega T_a\right)+\frac{1}{12}\left(T_\varepsilon^{2}+T_a^{2}\right),\ K_{\Omega\varepsilon}=\frac{1}{8}T_\omega T_\varepsilon T_a+\frac{1}{24}\left(T_\omega T_a^{2}+T_\varepsilon T_a^{2}+T_\varepsilon^{2}T_a\right). \quad (10)$$

С учётом выражений (10) характеристические уравнения скольжения релейных систем второго, третьего и четвёртого порядков, синтезированных методом *N–i* переключений, можно представить соответственно как

$$\frac{1}{2}T_a\cdot p+1=0,\ \left(\frac{1}{4}T_aT_\varepsilon+\frac{1}{12}T_a^2\right)\cdot p^2+\frac{1}{2}\left(T_a+T_\varepsilon\right)\cdot p+1=0,$$
$$\left(\frac{1}{8}T_\omega T_\varepsilon T_a+\frac{1}{24}\left(T_\omega T_a^2+T_\varepsilon T_a^2+T_\varepsilon^2T_a\right)\right)\cdot p^3+\left(\frac{1}{4}\left(T_\omega T_\varepsilon+T_\varepsilon T_a+T_\omega T_a\right)+\frac{1}{12}\left(T_\varepsilon^2+T_a^2\right)\right)\cdot p^2+\frac{1}{2}\left(T_a+T_\varepsilon+T_\omega\right)\cdot p+1=0. \quad (11)$$

Анализ уравнений (11) указывает на явную зависимость их коэффициентов от половинных постоянных времени замкнутой системы (9)

$$\tau_a=\frac{1}{2}T_a,\tau_\epsilon=\frac{1}{2}T_\epsilon,\tau_\omega=\frac{1}{2}T_\omega\ , \quad (12)$$

подстановка которых позволяет привести данные уравнения к виду

$$\tau_a\cdot p+1=0,\ \left(\tau_a\tau_\varepsilon+\frac{1}{3}\tau_a^2\right)\cdot p^2+\left(\tau_a+\tau_\varepsilon\right)\cdot p+1=0,$$
$$\left(\tau_a\tau_\varepsilon\tau_\omega+\frac{1}{3}\left(\tau_\omega\tau_a^2+\tau_\varepsilon\tau_a^2+\tau_\varepsilon^2\tau_a\right)\right)\cdot p^3+\left(\left(\tau_a\tau_\varepsilon+\tau_a\tau_\omega+\tau_\varepsilon\tau_\omega\right)+\frac{1}{3}\left(\tau_a^2+\tau_\varepsilon^2\right)\right)\cdot p^2+\left(\tau_a+\tau_\varepsilon+\tau_\omega\right)\cdot p+1=0. \quad (13)$$

Тогда коэффициенты (10) с учётом подстановок (12) можно записать в виде

$$K_\omega\varepsilon=\tau_a,\ K_{\varphi\omega}=\tau_a+\tau_\varepsilon,\ K_\varepsilon=\tau_a\tau_\varepsilon+\frac{1}{3}\tau_a^2,\ K_{\Omega\varphi}=\tau_a+\tau_\varepsilon+\tau_\omega,$$
$$K_{\Omega\omega}=\tau_a\tau_\varepsilon+\tau_a\tau_\omega+\tau_\varepsilon\tau_\omega+\frac{1}{3}\left(\tau_a^2+\tau_\varepsilon^2\right),\ K_{\Omega\varepsilon}=\tau_a\tau_\varepsilon\tau_\omega+\frac{1}{3}\left(\tau_\omega\tau_a^2+\tau_\varepsilon\tau_a^2+\tau_\varepsilon^2\tau_a\right) \quad (14)$$

Данная форма представления характеристических уравнений делает их удобными для анализа с точки зрения принципов модального управления. Рассмотрим полученные для случая задания действительных корней

$$p_1=-\frac{1}{\tau_1},p_2=-\frac{1}{\tau_2},p_3=-\frac{1}{\tau_3} \quad (15)$$

характеристические уравнения релейно–модальных регуляторов [2] порядка $N = 2…4$:

$$\tau_1\cdot p+1=0,\ \left(\tau_1\tau_2\right)\cdot p^2+\left(\tau_1+\tau_2\right)\cdot p+1=0,\ \left(\tau_1\tau_2\tau_3\right)\cdot p^3+\left(\tau_1\tau_2+\tau_1\tau_3+\tau_2\tau_3\right)\cdot p^2+\left(\tau_1+\tau_2+\tau_3\right)\cdot p+1=0. \quad (16)$$

Обозначим их коэффициенты символом $Q_{i,j}$ по аналогии с коэффициентами $K_{i,j}$ систем (3), (5), (7)

$$Q_{\omega\varepsilon}=\tau_1,\ Q_{\varphi\omega}=\tau_1+\tau_2,\ Q_{\varphi\varepsilon}=\tau_1\tau_2,\ Q_{\Omega\varphi}=\tau_1+\tau_2+\tau_3,\ Q_{\Omega\omega}=\tau_1\tau_2+\tau_1\tau_3+\tau_2\tau_3,\ Q_{\Omega\varepsilon}=\tau_1\tau_2\tau_3\ . \quad (17)$$

Подстановка постоянных времени (12) в уравнения (16) вместо τ_1 , τ_2 , τ_{13} соответственно позволяет представить эти уравнения в виде

$$\tau_a\cdot p+1=0,\ \left(\tau_a\tau_\varepsilon\right)\cdot p^2+\left(\tau_a+\tau_\varepsilon\right)\cdot p+1=0,\ \left(\tau_a\tau_\varepsilon\tau_\omega\right)\cdot p^3+\left(\tau_a\tau_\varepsilon+\tau_a\tau_\omega+\tau_\varepsilon\tau_\omega\right)\cdot p^2+\left(\tau_a+\tau_\varepsilon+\tau_\omega\right)\cdot p+1=0. \quad (18)$$

Сравнение коэффициентов многочленов (14) и (18) позволяет сделать несколько неожиданный вывод о близости форм их аналитических выражений, синтезированных принципиально отличающимися методами. Сопоставление уравнений (14) и (18) указывает на тождественность коэффициентов при нулевых и первых степенях комплексной переменной p и на совпадение отдельных слагаемых в коэффициентах при старших степенях, причём с учётом положительной определённости постоянных времени отдельные коэффициенты оптимальных регуляторов превышают соответствующие коэффициенты модальных (по примерным оценкам в 1,2 ÷ 1,5 раза):

$$\tau_a\tau_\varepsilon+\frac{1}{3}\tau_a^2>\tau_a\tau_\varepsilon,\ \tau_\omega\tau_\varepsilon\tau_a+\frac{1}{3}\left(\tau_\omega\tau_a^2+\tau_\varepsilon\tau_a^2+\tau_\varepsilon^2\tau_a\right)>\tau_\omega\tau_\varepsilon\tau_a,\ \tau_\omega\tau_\varepsilon+\tau_\varepsilon\tau_a+\tau_\omega\tau_a+\frac{1}{3}\left(\tau_\varepsilon^2+\tau_a^2\right)>\tau_\omega\tau_\varepsilon+\tau_\varepsilon\tau_a+\tau_\omega\tau_a\ . \quad (19)$$

Выявленное частичное совпадение аналитических выражений коэффициентов обратных связей релейных регуляторов, синтезированных методом распределения корней характеристических уравнений и путём оптимизации по быстродействию, открывает возможность интеграции принципов модального управления и метода $N–i$ переключений с целью взаимной компенсации их недостатков.

Так, релейные СПР с линейными уравнениями скольжения, оптимизированные по быстродействию методом $N–i$ переключений, поддерживают скользящий режим на всём протяжении переходной траектории, сугубо нелинейной при ограничении координат состояния, за счёт перераспределения данной функции между отдельными регуляторами каскада. Однако области существования скользящих режимов каждого из регуляторов в отдельности крайне малы, их размеры по различным координатным осям сопоставимы с приращениями соответствующих координат состояния на временном интервале, равном наименьшей постоянной времени T_a . Это затрудняет восстановление скользящего режима при отклонениях изображающей точки от расчётной траектории [3]. Данная проблема усугубляется при комплексно–сопряжённых корнях характеристических уравнений, которые придают колебательность скользящему движению системы. Следовательно, настройки оптимальных по быстродействию релейных СПР требуют коррекции из соображений робастности в направлении обеспечения действительных значений корней их характеристических полиномов при расширении областей существования скользящих режимов регуляторов. Вместе с тем любое изменение настроек формально нарушает оптимальность системы, поэтому должно быть минимизировано и строго обосновано.

Именно такие минимальные изменения в настройки оптимальных регуляторов позволяет внести замена коэффициентов вида (14) на коэффициенты вида (17) модальных регуляторов в силу близости их аналитических форм. Назначение действительных отрицательных корней на основе половинных постоянных времени (12) обеспечивает апериодические скользящие движения всех подсистем СПР и в то же время разрешает ключевую для концепции модального управления проблему обоснованного распределения корней, поскольку постоянные (12) определены для системы, воспроизводящей оптимальную по быстродействию траекторию.

Однако при использовании постоянных времени (12) для коррекции настроек оптимальных регуляторов в их значения необходимо внести поправки с учётом следующего обстоятельства. Одной из целей коррекции на-

строек оптимальных регуляторов является расширение областей существования скользящих режимов. Оно может быть достигнуто такой простой мерой, как увеличение коэффициентов обратных связей, что приводит к более раннему возникновению переключений во временной области. В геометрической интерпретации это соответствует повороту гиперплоскости скольжения в направлении фазовой траектории, благодаря чему попадание на неё изображающей точки происходит на большем удалении от начала координат. Поскольку при непосредственной подстановке половинных постоянных времени (12) оптимальной по быстродействию системы в выражения (16) были получены формулы (18), из которых следует прямо противоположное желаемому соотношение (19) отдельных коэффициентов, предлагается скорректировать постоянные (12) до таких значений, при которых коэффициенты (14) не будут превосходить синтезируемые им на замену коэффициенты (17). Такая коррекция осуществима с помощью повышающего коэффициента $\gamma > 1$, который при назначении корней (15) и вычислении коэффициентов (17) применяется к исходным значениям постоянных времени (12) в равной степени:

$$\tau_1 = \gamma\,\tau_a,\ \tau_2 = \gamma\,\tau_\varepsilon,\ \tau_3 = \gamma\,\tau_\omega\ . \qquad (20)$$

Системы второго порядка не требуют коррекции постоянных времени по причине полного совпадения их характеристических уравнений в виде (13) и (18). Для систем третьего порядка повышающий коэффициент γ следует определять из уравнения

$$\tau_a\,\tau_\varepsilon + \frac{1}{3}\tau_a^2 = \gamma\,\tau_a\,\gamma\,\tau_\varepsilon\ ,$$

откуда получим расчётную формулу

$$\gamma = \sqrt{\frac{\tau_a\,\tau_\varepsilon + \frac{1}{3}\tau_a^2}{\tau_a\,\tau_\varepsilon}}\ . \qquad (21)$$

Для систем четвёртого порядка повышающий коэффициент γ можно найти из уравнений

$$\tau_\omega\,\tau_\varepsilon\,\tau_a + \frac{1}{3}\left(\tau_\omega\,\tau_a^2 + \tau_\varepsilon\,\tau_a^2 + \tau_\varepsilon^2\,\tau_a\right) = \gamma\,\tau_\omega\,\gamma\,\tau_\varepsilon\,\gamma\,\tau_a$$

или

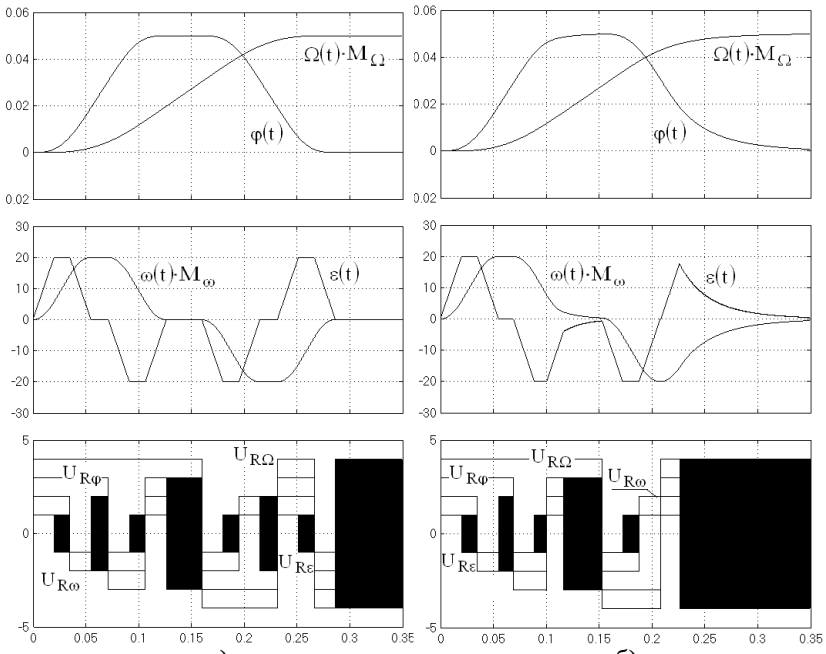
$$\tau_\omega\,\tau_\varepsilon + \tau_\varepsilon\,\tau_a + \tau_\omega\,\tau_a + \frac{1}{3}\left(\tau_\varepsilon^2 + \tau_a^2\right) = \gamma\,\tau_\omega\,\gamma\,\tau_\varepsilon + \gamma\,\tau_\varepsilon\,\gamma\,\tau_a + \gamma\,\tau_\omega\,\gamma\,\tau_a\ ,$$

откуда получим формулы

$$\gamma = \sqrt[3]{\frac{\tau_\omega\,\tau_\varepsilon\,\tau_a + \frac{1}{3}\left(\tau_\omega\,\tau_a^2 + \tau_\varepsilon\,\tau_a^2 + \tau_\varepsilon^2\,\tau_a\right)}{\tau_\omega\,\tau_\varepsilon\,\tau_a}}$$

или

$$\gamma = \sqrt{\frac{\tau_\omega\,\tau_\epsilon + \tau_\varepsilon\,\tau_a + \tau_\omega\,\tau_a + \frac{1}{3}\left(\tau_\varepsilon^2 + \tau_a^2\right)}{\tau_\omega\,\tau_\varepsilon + \tau_\varepsilon\,\tau_a + \tau_\omega\,\tau_a}}\ , \qquad (22)$$



а) б)

Рисунок 1 – Переходные процессы в релейной СПР с оптимальными (а) и модальными (б) регуляторами

по результатам применения которых выбирается большее из значений. Ориентировочная оценка γ для систем третьего и четвертого порядков при типовых соотношениях постоянных времени составляет $1{,}05 < \gamma < 1{,}2$.

На рисунке 1 представлены переходные процессы в релейной СПР четвёртого порядка (7) с нейтрально-устойчивым объектом управления, которая синтезирована методом *N–i* переключений (рис. 1,а) а затем её настройки скорректированы по принципу модального управления (рис. 1,б). Ограничения координат установлены из соображений наглядности временных диаграмм на уровнях $a_{max} = 1000$, $\varepsilon_{max} = 20$, $\omega_{max} = 0{,}7$, $\varphi_{max} = 0{,}05$ при $\dot{\Omega} = 0{,}008$. Получаемые для таких уставок регуляторов интервалы стабилизации всех координат на оптимальной по быстродействию траектории (рис 1,а) сопоставимы по величие, как и постоянные времени, что не характерно для электромеханических систем. Сравнительный анализ результатов исследования динамики СПР с оптимальными и модальными регуляторами подтверждает эффективность предложенного порядка коррекции параметров.

Рис. 1,б демонстрирует раннее вхождение в скользящий режим подвергнутых коррекции регуляторов R_φ, R_Ω, что свидетельствует о достигнутом расширении области существования их скользящих режимов. Заключительная стадия переходного процесса на рис 1,б имеет чётко выраженный апериодический характер. При этом динамика внутреннего контура, регулятор которого R_ε не подвергнут изменениям, сохраняет идентичность с соответствующими фрагментами оптимального процесса. Отклонение модальной СПР от оптимальной траектории, оцениваемое по изменению порядка переключений регуляторов, в масштабах всего переходного процесса является весьма незначительным. Общее увеличение длительности переходного процесса за счёт возникновения дотяжек в системе с выбранными ограничениями составляет 25%.

Выводы. Установленная в настоящей работе на примере релейных СПР 2 – 4 го порядков аналогия аналитических выражений коэффициентов обратных связей оптимальных и модальных релейных регуляторов позволила разработать методику коррекции настроек систем оптимального управления в направлении расширения областей существования скользящих режимов путём интеграции принципов модального управления в матема-

тический аппарат метода *N–i* переключений. Синтез каскада релейно-модальных регуляторов с распределением корней на основе постоянных времени оптимальных по быстродействию систем сводится к последовательности расчётов по формулам (9), (11), (22), (21), (20), (17) и подстановкам $K_{i,j} = Q_{i,j}$ в системе (5). В результате применения предложенной методики настройки параметров релейная СПР приобретает комбинированные характеристики оптимальных и модальных систем, обеспечивая воспроизведение оптимальной по быстродействию траектории при больших отклонениях от заданного состояния и формирование апериодического процесса в малой окрестности точки равновесия без модификации параметров в течение переходного процесса. Благодаря своей простоте процедура параметрического синтеза СПР может служить элементом алгоритма управления адаптивных цифровых систем, осуществляющих самонастройку в режиме реального времени. Аналитические результаты данной работы могут быть распространены на все системы четвертого порядка, замкнутые по старшим производным выходной величины. Кроме того, вышеизложенные принципы коррекции настроек СПР применимы к системам более высоких порядков.

Список литературы: 1. *Кузовков Н. Т.* Модальное управление и наблюдающие устройства. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с. **2.** *Горелов П.В.* Релейно-модальное управление двухмассовыми электромеханическими системами / *Горелов П.В., Мотченко А.И., Морозов Д.И.* // Вестник НТУ ХПИ: «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика» – Харьков. – 2008. – №30. – С.120 – 123. **3.** *Садовой А.В.* Релейные системы оптимального управления электроприводами / *Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В., Дерец А.Л.* – Днепродзержинск: ДГТУ, 2011. – 337 с. **4.** *Садовой О.В., Дерець О.Л.* Спеціальні питання математичного опису і моделювання динаміки складних систем. – Дніпродзержинськ : ДДТУ, 2014. – 206 с. **5.** *Садовой А.В.* Параметрический синтез позиционных релейных систем подчиненного регулирования методом N-i переключений / *Садовой А.В., Дерец А.Л.* // Вестник НТУ ХПИ: «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Харьков. – 2005. – №45. – С.71 – 73. **6.** *Садовой А.В.* Оптимизация по быстродействию режимов средних перемещений позиционных релейных СУЭП методом N–i переключений / *Садовой А.В., Дерец А.Л.* // Сборник научных трудов ДГТУ: «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Днепродзержинск. – 2007.– С.420 – 422. **7.** *Садовой А.В.* Оптимизация по быстродействию методом N–i переключений режимов малых перемещений позиционного электропривода / *Садовой А.В., Дерец А.Л.* // Вестник КГПУ.– Кременчуг. – 2007. – №.3/2007(44). – С.15 – 17. **8.** *Садовой А.В.* Рациональное ограничение ускорения электроприводов, синтезируемых методом N–i переключений / *Садовой А.В., Дерец А.Л.* // Вестник КГПУ. – Кременчуг. – 2006. – №3/2006 (38). – С.21–22. **9.** *Садовой А.В.* Параметрический синтез релейной системы подчинённого регулирования скорости электропривода с упругой связью / *Садовой А.В., Дерец А.Л.* // Вестник КГПУ. – Кременчуг. – 2008 – №3/2008(50). – Часть 1. – С.83 – 87. **10.** *Дерец А. Л.* Оптимизация по быстродействию системы регулирования скорости электропривода методом N-i переключений при неопределённом максимуме упругого момента / *Дерец А. Л., Садовой А. В.*// Сборник научных трудов ДГТУ. – Днепродзержинск .– 2013. – №1(21) . – С.150 – 156. **11.** *Дерец А. Л.* Синтез релейной системы управления четвёртого порядка методом N-i переключений при неопределённых максимумах первой и второй производных регулируемой координаты / *Дерец А. Л., Садовой А. В.*// Сборник научных трудов ДГТУ. – Днепродзержинск .– 2016. – №1(28) . – С.81 – 88. **12.** *Садовой А.В.* Синтез методом N-i переключений релейной системы четвёртого порядка без внутренних ограничений / *Садовой А.В., Дерец А.Л.* // Сборник научных трудов ДГТУ. – Днепродзержинск .– 2008. – №.1(9). – С.167 – 171.

Bibliography (transliterated): 1. Kuzovkov N. T. *Modalnoe upravlenie i nablyudayuschie ustroystva*. M.: Mashinostroenie, 1976. Print. **2.** Gorelov P.V., Motchenko A.I., Morozov D.I. “Releyno-modalnoe upravlenie dvuhmassovyimi elektromehanicheskimi sistemami”. *Vestnik NTU HPI.* 30(2008):120 – 123. Print. **3.** Sadovoy A.V., Suhinin B.V., Sohina Yu.V., Derets A.L. *Releynyie sistemyi optimalnogo upravleniya elektroprivodami*. Dneprodzerzhinsk: DGTU, 2011. Print. **4.** Sadovoy O.V., Derets O.L. *Spetsialni pitannya matematichnogo opisu i modelyuvannya dinamiki skladnih sistem*. – Dniprodzerzhinsk : DDTU, 2014. Print. **5.** Sadovoy A.V., Derets A.L. “Parametricheskiy sintez pozitsionnyih releynyih sistem podchinennogo regulirovaniya metodom N-i pereklyucheniy”. *Vestnik NTU HPI. Harkov.*45(2005): 71 – 73. Print. **6.** Sadovoy A.V., Derets A.L. “Optimizatsiya po byistrodeystviyu rezhimov srednih peremescheniy pozitsionnyih releynyih SUEP metodom N–i pereklyucheniy”. *Sbornik nauchnyih trudov DGTU. Dneprodzerzhinsk.* (2007): 420 – 422. Print. **7.** Sadovoy A.V., Derets A.L. “Optimizatsiya po byistrodeystviyu metodom N–i pereklyucheniy rezhimov malyih peremescheniy pozitsionnogo elektroprivoda”. *Vestnik KGPU. Kremenchug*.3.44(2007): 15 – 17. Print. **8.** Sadovoy A.V., Derets A.L. “Ratsionalnoe ogranichenie uskoreniya elektroprivodov, sinteziruemyih metodom N–i pereklyucheniy.Vestnik KGPU. Kremenchug. 3.38(2006): 21–22. Print. **9.** Sadovoy A.V., Derets A.L. Parametricheskiy sintez releynoy sistemyi podchinyonnogo regulirovaniya skorosti elektroprivoda s uprugoy svyazyu”. *Vestnik KGPU. Kremenchug.* 3.1.50(2008): 83 – 87. Print. **10.** Derets A. L., Sadovoy A. V. “Optimizatsiya po byistrodeystviyu sistemyi regulirovaniya skorosti elektroprivoda metodom N-i pereklyucheniy pri neopredelyonnom maksimume uprugogo momenta”. *Sbornik nauchnyih trudov DGTU.* 1.21(2013): 150 – 156. Print. **11.** Derets A. L., Sadovoy A. V. “Sintez releynoy sistemyi upravleniya chetvyortogo poryadka metodom N-i pereklyucheniy pri neopredelYonnyih maksimumah pervoy i vtoroy proizvodnyih reguliruemoy koordinatyi”. *Sbornik nauchnyih trudov DGTU. Dneprodzerzhinsk.*1.28(2016): 81 – 88. Print. **12.** Sadovoy A.V., Derets A.L. “Sintez metodom N-i pereklyucheniy releynoy sistemyi chetvyortogo poryadka bez vnutrennih ogranicheniy”. *Sbornik nauchnyih trudov DGTU. Dneprodzerzhinsk.*1.9(2008): 167 – 171. Print.

Поступила 21.05.2017

УДК 621.313

В. Ф. СИВОКОБЫЛЕНКО, докт. техн. наук, проф., Донецкий национальный технический ун-т, Покровск

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ГЛУБОКОПАЗНЫМ РОТОРОМ ПРИ НЕСИММЕТРИЧНОМ НАПРЯЖЕНИИ ПИТАНИЯ

Введение и состояние вопроса. Асинхронный электропривод является одним из основных типов привода механизмов и для его надежной работы требуется подача симметричного трехфазного питающего напряжения. Это обусловлено тем, что, согласно [1] , при несимметрии фазных напряжений, составляющей всего 1%, токи в обмотках статора и ротора при номинальной нагрузке возрастают на 8÷10%, а при предельно–допустимой несимметрии в 4% срок службы асинхронного двигателя (АД) сокращается в два раза. Особую опасность для АД при несимметричном напряжении представляют токи обратной последовательности, которые возникают в роторе с частотой порядка 100 Гц и из-за эффекта вытеснения тока протекают в верхнем слое короткозамкнутых стержней, вызывая их повышенный нагрев. Анализу этих процессов в АД без учета эффекта вытеснения в роторе посвящены работы [2,3]. Однако актуальным является исследование этих процессов для АД с глубокопазным или двухклеточным ротором, в которых для улучшения пусковых характеристик используется эффект вытеснения тока в роторе и учет которого необходим при анализе режимов работы такого типа электропривода.

Цель работы и постановка задачи. Целью работы является разработка математической модели глубокопазного асинхронного электропривода для анализа пусковых и установившихся режимов работы при несимметричных питающих напряжениях. Поставим задачу создания такой модели, в основу которой положены полные дифференциальные уравнения АД, в которых учтено влияние эффекта вытеснения тока на параметры ротора, а несимметричные напряжения представлены симметричными составляющими прямой и обратной последовательностей.

Результаты исследований. Известно, что несимметричное трехфазное напряжение источника питания U_a , U_b , U_c можно представить в виде симметричных последовательностей: прямой $U1_a$, $U1_b$, $U1_c$, обратной $U2_a$, $U2_b$, $U2_c$ и нулевой $U0_a$, $U0_b$, $U0_c$, которые при известных комплексных значениях исходных фазных напряжений определяют как:

$$U1_a=\left(U_a+e^{-j120^0}\cdot U_b+e^{-j240^0}\cdot U_c\right)/3\,; \tag{1}$$

$$U2_a=\left(U_a+e^{-j240^0}\cdot U_b+e^{-j120^0}\cdot U_c\right)/3\,; \tag{2}$$

$$U0_a=(U_a+U_b+U_c)/3\,; \tag{3}$$

Системы электроснабжения с двигательной нагрузкой напряжением 6÷10 кВ работают с изолированной нейтралью, поэтому напряжения и токи нулевой последовательности учитывать не будем. Степень несимметрии напряжений оценивают коэффициентом несимметрии, равным отношению амплитудных значений напряжений $U2_m$ и $U1_m$.

В [2] показано, что исходный АД можно представить как состоящий из двух двигателей АД1 и АД2, первый из которых подключен к напряжениям прямой последовательности, а второй – к обратной, при этом, валы роторов этих двигателей жестко соединены между собой и они имеют одинаковые угловое положение и скорость вращения. При этом результирующий вращающий момент M будет равен сумме моментов $M1$, создаваемого первым двигателем, и $M2$, создаваемого вторым. Тогда для исходного АД будут справедливыми следующие соотношения для напряжений и токов статора, вращающих моментов и момента сопротивления $M_C(\omega)$, угловой скорости вращения ω, угла положения ротора γ и электромеханической постоянной времени T_J:

$$U=U1+U2=\begin{bmatrix}U_a\\U_b\\U_c\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}U1_a+U2_a\\U1_b+U2_b\\U1_c+U2_c\end{bmatrix};\quad U1=\begin{bmatrix}U1_a\\U1_b\\U1_c\end{bmatrix};\quad U2=\begin{bmatrix}U2_a\\U2_b\\U2_c\end{bmatrix}; \tag{4}$$

$$U1=\begin{bmatrix}U1_a\\U1_b\\U1_c\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}U1_m\cos(\omega t+\phi\,1)\\U1_m\cos\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}+\phi\,1\right)\\U1_m\cos\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}+\phi\,1\right)\end{bmatrix};\quad U2=\begin{bmatrix}U2_a\\U2_b\\U2_c\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}U2_m\cos(\omega t+\phi\,2)\\U2_m\cos\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}+\phi\,2\right)\\U2_m\cos\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}+\phi\,2\right)\end{bmatrix}; \tag{5}$$

$$I=I1+I2=\begin{bmatrix}I_a\\I_b\\I_c\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}I1_a+I2_a\\I1_b+I2_b\\I1_c+I2_c\end{bmatrix};\quad I1=\begin{bmatrix}I1_a\\I1_b\\I1_c\end{bmatrix};\quad I2=\begin{bmatrix}I2_a\\I2_b\\I2_c\end{bmatrix}; \tag{6}$$

$$\frac{d\omega}{dt}=\frac{M-M_C(\omega)}{T_J};\quad \omega=\frac{d\gamma}{dt};\quad M=M_1+M_2;\quad M_C(\omega)=k_3\cdot\omega^2. \tag{7}$$

© В.Ф. Сивокобыленко, 2017

Будем считать, что каждый из АД1, АД2 состоит из трехфазной обмотки на статоре и короткозамкнутого глубокопазного ротора, который, с целью учета эффекта вытеснения тока, согласно [4] , может быть представлен двумя эквивалентными обмотками по оси α и двумя такими же обмотками по оси β. Будем считать известными, найденные по приведенной в [4] методике, активные сопротивления R_s и индуктивности рассеяния $L\sigma s$ обмоток статора и обмоток ротора $R_{1\alpha} = R_{1\beta} = R_{r1}$; $R_{2\alpha} = R_{2\beta} = R_{r12}$; $L\sigma r1$; $L\sigma r2$, а также взаимную индуктивность L_m. Тогда дифференциальные уравнения для каждого из АД с учетом векторов потокосцеплений прямой и обратной последовательностей Ψ1 и Ψ2, а также зависящей от угла поворота ротора γ матрицы собственных и взаимных индуктивностей $L(\gamma)$ представим как $R_{1\alpha} = R_{1\beta} = R_{r1}$; $R_{2\alpha} = R_{2\beta} = R_{r12}$; $L\sigma r1$; $L\sigma r2$

$$U1 = R\cdot I1 + \frac{d\Psi 1}{dt} = R\cdot I1 + \frac{d(L(\gamma)\cdot I1)}{dt} = R\cdot I1 + L\frac{(\gamma)\cdot dI1}{dt} + \frac{d\gamma}{dt}\cdot\frac{dL(\gamma)}{d\gamma}\cdot I1; \quad (8)$$

$$U2 = R\cdot I2 + \frac{d\Psi 2}{dt} = R\cdot I2 + \frac{d(L(\gamma)\cdot I2)}{dt} = R\cdot I2 + L\frac{(\gamma)\cdot dI2}{dt} + \frac{d\gamma}{dt}\cdot\frac{dL(\gamma)}{d\gamma}\cdot I2; \quad (9)$$

$$4\Psi 1 = L(\gamma)\cdot I1; \quad \Psi 2 = L(\gamma)\cdot I2; \quad (10)$$

$$U1 = \begin{bmatrix} U1_a \\ U1_b \\ U1_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad I1 = \begin{bmatrix} I1_a \\ I1_b \\ I1_c \\ I1_{1\alpha} \\ I1_{2\alpha} \\ I1_{1\beta} \\ I1_{2\beta} \end{bmatrix}; \quad U2 = \begin{bmatrix} U2_a \\ U2_b \\ U2_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad I2 = \begin{bmatrix} I2_a \\ I2_b \\ I2_c \\ I2_{1\alpha} \\ I2_{2\alpha} \\ I2_{1\beta} \\ I2_{2\beta} \end{bmatrix}; \quad R = diag\begin{bmatrix} Rs \\ Rs \\ Rs \\ R_{1\alpha} \\ R_{2\alpha} \\ R_{1\beta} \\ R_{2\beta} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Из уравнений (8), (9) с учетом (7) найдем в форме Коши выражения для производных от искомых токов $I1$ и $I2$ и добавим к ним уравнения движения ротора (7). В результате мы получим окончательные уравнения математической модели асинхронного двигателя при несимметричных питающих напряжениях:

$$\frac{dI1}{dt} = L(\gamma)^{-1}\cdot\left[U1 - \left(R + \omega\cdot\frac{dL(\gamma)}{d\gamma}\right)\cdot I1\right]; \quad (12)$$

$$\frac{dI2}{dt} = L(\gamma)^{-1}\cdot\left[U2 - \left(R + \omega\cdot\frac{dL(\gamma)}{d\gamma}\right)\cdot I2\right]; \quad (13)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_C(\omega)}{T_J}; \quad M = M_1 + M_2; \quad M_C(\omega) = k_3\cdot\omega^2; \quad (14)$$

$$\frac{d\gamma}{dt} = \omega. \quad (15)$$

Матрица собственных и взаимных индуктивностей $L(\gamma)$ зависит от угла положения ротора и состоит из подматриц статор–статор Lss, статор–ротор $Lsr(\gamma)$, ротор–статор $Lrs(\gamma)$ и ротор–ротор Lrr, выражения для которых при известных параметрах схемы замещения АД имеют вид:

$$L(\gamma) = \begin{bmatrix} Lss & Lsr(\gamma) \\ Lrs(\gamma) & Lrr \end{bmatrix}; \quad Lss = \begin{bmatrix} Ls & -0{,}5\,Lm & -0{,}5\,Lm \\ -0{,}5\,Lm & Ls & -0{,}5\,Lm \\ -0{,}5\,Lm & -0{,}5\,Lm & Ls \end{bmatrix}; \quad (16)$$

$$Lrr = \begin{bmatrix} Lr1 & Lm & 0 & 0 \\ Lm & Lr2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Lr1 & Lm \\ 0 & 0 & Lm & Lr2 \end{bmatrix}; \quad \begin{array}{l} Ls = L\sigma s + Lm; \\ Lr1 = L\sigma r1 + Lm; \\ Lr2 = L\sigma r2 + Lm; \\ Lrs(\gamma) = Lsr(\gamma)^{tr} \end{array} \quad (17)$$

$$Lsr(\gamma) = Lm\begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}; \quad (18)$$

Производные по углу положения ротора от матрицы взаимных индуктивностей $dL\gamma / d\gamma$, найденные из (16-18), равны:

$$\frac{dL(\gamma)}{d\gamma} = \begin{bmatrix} \frac{dLss}{d\gamma} & \frac{dLsr(\gamma)}{d\gamma} \\ \frac{dLrs(\gamma)}{d\gamma} & \frac{dLrr}{d\gamma} \end{bmatrix}; \quad (19)$$

$$\frac{dLss}{d\gamma} = 0; \quad \frac{dLrr}{d\gamma} = 0; \quad \frac{dLrs(\gamma)}{d\gamma} = \frac{dLsr(\gamma)^{tr}}{d\gamma}; \quad (20)$$

$$\frac{dLsr(\gamma)}{d\gamma}=Lm\begin{bmatrix}-\sin(\gamma) & -\sin(\gamma) & -\cos(\gamma) & -\cos(\gamma)\\ -\sin\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right)\\ -\sin\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right)\end{bmatrix}. \quad (21)$$

Вращающие моменты $M1$ и $M2$ в уравнениях (4) определяем, предварительно определив по (10) потокосцепления, как

$$M1=\left[\Psi 1_a\cdot(I1_b-I1_c)-I1_a\cdot(\Psi 1_b-\Psi 1_c)\right]/\sqrt{3} \quad (22)$$

$$M2=\left[\Psi 2_a\cdot(I2_b-I2_c)-I2_a\cdot(\Psi 2_b-\Psi 2_c)\right]\sqrt{3} \quad (23)$$

Таким образом, мы получили математическую модель АД при несимметричном питающем напряжении в виде дифференциальных уравнений (12-15). С их помощью представляется возможным исследовать стационарные и переходные режимы работы АД при различном коэффициенте загрузки $k_з$ механизма, значение которого учитывается в (4). Коэффициент несимметрии напряжений $K_{НЕС}$ задаем равным отношению амплитудных значений напряжений прямой $U1_m$ и обратной $U2_m$ последовательностей, а наиболее загруженную по току фазу статора задаем с помощью значений начальных фаз напряжений ϕ1, ϕ2 в выражении (5).

Приведем результаты моделирования режимов пуска и работы под нагрузкой глубокопазного АД типа ВАН 173|156 при симметричных и несимметричных напряжениях питания. Номинальная мощность двигателя $P_{НОМ}$ = 2000 кВт; напряжение статора $U_{НОМ}$ = 6 кВ; $\cos\varphi_{НОМ}$ = 0,839; $\eta_{НОМ}$ = 0,94; $n_{НОМ}$ = 493 об/мин. Кратности пускового момента и пускового тока статора соответственно равны $M_П$ = 0,72 о.е., $I_П$ = 4,5 о.е. Параметры схемы замещения для обмотки статора и для двух эквивалентных контуров ротора по каждой из осей α и β (первый контур – рабочая обмотка, второй – пусковая) были определены по каталожным данным по методике, приведенной в [4]. При этом значения параметров в относительных единицах (о.е.) составили:

R_s = 0,093; $L\sigma s$ = 0,082; Lm =2,34; $R_{1\alpha}=R_{1\beta}$ = 0,0211; $R_{2\alpha}=R_{2\beta}$ = 0,257;

$L\sigma_{1\alpha}=L\sigma_{1\beta}=L\sigma r1$ = 0,2149; $L\sigma_{2\alpha}=L\sigma_{2\beta}=L\sigma r2$ = 0,3511; T_J = 2 с.

На рис. 1 приведены результаты моделирования режима пуска АД, когда модули напряжения прямой и обратной последовательностей были равны $U1_m$ = 1,0 о.е. , а $U2_m$ = 0,1 о.е. На протяжении времени пуска токи обратной последовательности изменяются по частоте от 50 Гц и почти до 100 Гц, а их величина остается практически постоянной и составляет 40% от номинального тока статора. За сравнительно короткое время пуска эти токи могут вызвать значительный дополнительный нагрев обмоток, который при симметричном напряжении не возникает. Из приведенных на рис. 1 данных можно также определить токи срабатывания релейной защиты АД при возникновении несимметричных напряжений в питающей сети.

Результаты расчетов установившегося режима работы АД с номинальной нагрузкой при различных коэффициентах несимметрии приведены в табл. 1. В ней указаны для АД1 и АД2 токи в фазе А обмотки ($I1a$ и $I2a$) и токи в первой и второй обмотках ротора ($I1\alpha1$, $I2\alpha2$ и $I2\alpha1$, $I2\alpha2$), а также ток в наиболее загруженной фазе исходного АД $\left(I_S^{max}\right)$. В расчетах принимались $U1_m$ = 1,0 о.е. , а $U2_m = K_{НЕС}\cdot U1_m$. Ток статора $\left(I_S^{max}\right)$ = 1,2 о.е. уже при $K_{НЕС}$ = 0,04 , как следует из приведенных данных. Он превышает допустимое значение, так как ток статора обратной последовательности при этом равен 0,134 о.е. При $K_{НЕС}$ = 1 имеет место неполнофазный режим работы АД и токи статора в одной из фаз равны нулю , а в двух других равны между собою $I1\alpha1=I2\alpha2$ = 3,4 о.е.

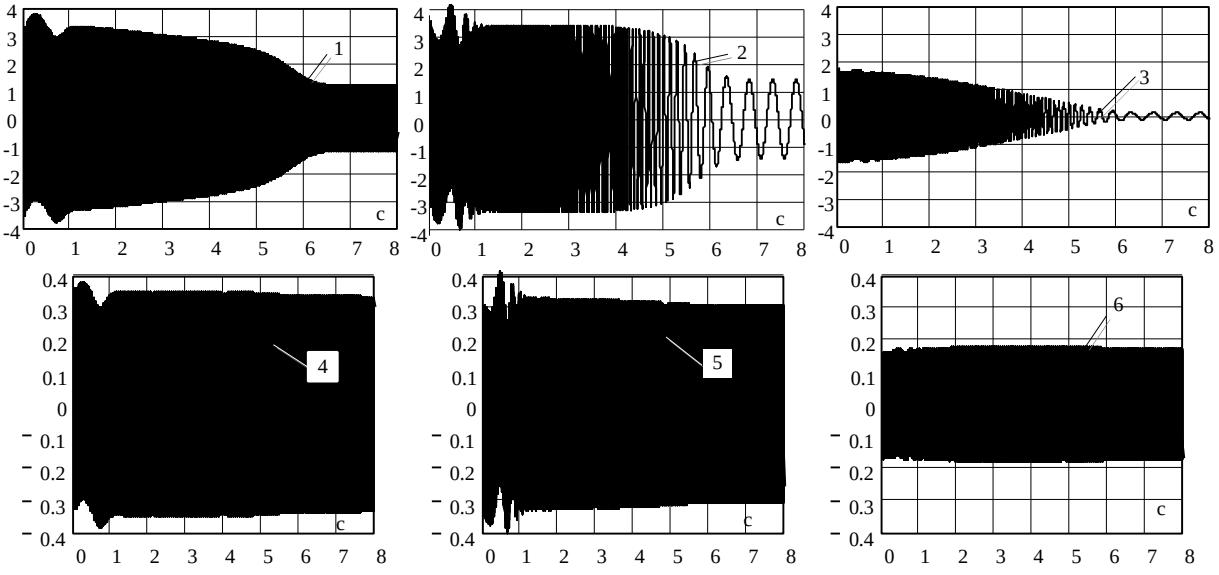


Рис. 1. Осциллограммы токов прямой (1,2,3) и обратной (4,5,6) последовательностей в фазе А статора(1,4), в первом (2,5) и во втором(3,6) контурах ротора при пуске двигателя и $K_{НЕС}$ = 0,1.

Таблица 1. Значения токов статора и ротора при несимметричных напряжениях питания

$K_{НЕС}$	0	0,02	0,04	0,06	0,08	0,1	0,3	0,5	1,0
$I1a$, о.е.	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	3,4
$I1\alpha1$, о.е.	0,98	0,98	0,98	0,98	0,98	0,98	0,98	0,98	3,3
$I1\alpha2$, о.е.	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	1,65
$I2a$, о.е.	0	0,067	0,134	0,2	0,27	0,335	1,01	1,678	3,39
$I2\alpha1$, о.е.	0	0,061	0,122	0,184	0,2	0,307	0,92	1,53	3,3
$I2\alpha2$, о.е.	0	0,035	0,07	0,105	0,14	0,175	0,526	0,87	1,63
I_S^{max}, о.е.	1,0	1,057	1,12	1,185	1,25	1,31	2,0	2,7	5,87

На рис. 2 показан также характер изменений напряжений (а) и токов статора(б) исходного АД в установившемся режиме при $K_{НЕС}$ = 0,1. Из рис.2 следует, что несимметрия токов статора значительно превышает несимметрию напряжений.

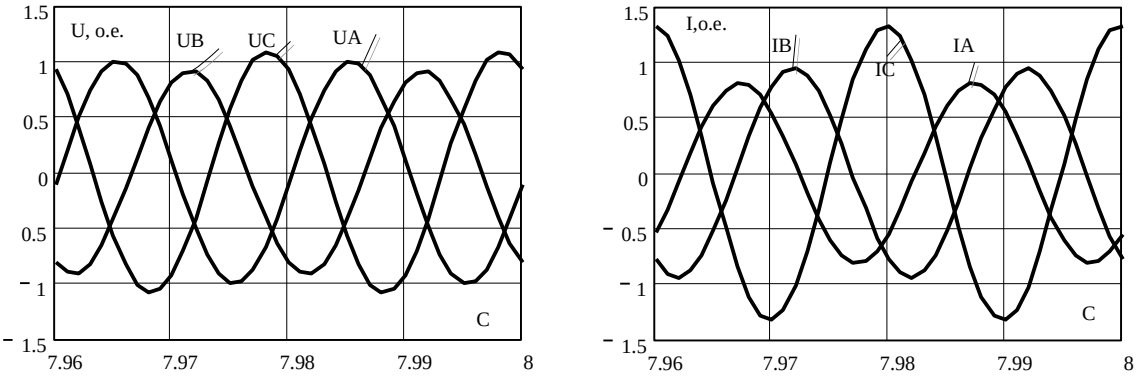


Рис.2. Осциллограммы фазных напряжений (а) и токов статора(б) АД в установившемся режиме при $K_{НЕС}$ = 0,1

Приведенные результаты позволяют также сделать заключение о том, что для глубокопазных асинхронных двигателей требуется уточнение допустимого значения напряжения обратной последовательности, которое согласно Правил Устройств Электроустановок для АД обычного исполнения составляет 4%. Как следует из приведенных данных это значение не должно превышать порядка 3÷3,5%. При пуске АД и 1,8÷2% при длительном установившемся режиме с номинальной нагрузкой.

Выводы.

1. Разработана математическая модель асинхронного двигателя с глубокопазным ротором при питании несимметричным напряжением. Модель состоит из двух двигателей, валы роторов которых жестко соединены, а статорные цепи питаются напряжениями прямой и обратной последовательностей. В дифференциальных уравнениях для учета эффекта вытеснения тока ротор каждого из двигателей представлен двумя эквивалентными контурами в каждой оси.

2. Модель позволяет выполнить анализ стационарных и переходных режимов работы асинхронного электропривода с глубокопазным ротором и оценить уровень допустимой несимметрии напряжений в системе электроснабжения.

3. С помощью разработанной модели выполнен анализ стационарных и пусковых режимов глубокопазного асинхронного двигателя номинальной мощностью 2000 кВт напряжением 6 кВ.

Список литературы: 1. Сыромятников И.А. Режимы работы асинхронных и синхронных двигателей / Под ред. Л.Г. Мамиконянца, 4 изд.-М.:Энергоатомиздат, 1984, 240 с. **2.** Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – 3е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2001.– 327 с. **3.** Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: в 2х т. Т. 1. – 2е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МЭИ, 2004. – 652 с. **4.** Сивокобыленко В.Ф. Гибридная схема замещения асинхронных двигателей с глубокопазным или двухклеточным ротором.-Электричество, 2016, №4, с. 34-40.

Bibliography (transliterated): 1. Syromyatnikov I.A. Rezhimy raboty asinkhronnykh i sinkhronnykh dvigatelei / Pod red. L.G. Mamikonyantsa., 4 izd. Moskow, Publ. Energoatomizdat, 1984, 240 p. **2.** Kopylov I.P. Matematicheskoe modelirovanie elektricheskikh mashin (Mathematical modeling of electrical machines). Moscow, Vysshaya shkola, 2001. 2d Iss., 327 p. **3.** Ivanov-Smolenskiy A.V. Elektricheskie mashiny (Electrical machines). Moscow, MEI Publ., 2004. 2d Iss., 1, 652 p. **4.** Sivokobylenko V. F. Hybridnaja schema zameschenija asinkhronnykh dvigateley s glubokopaznym ili dvuchkletochnym rotorom .-Elektrichestvo, 2016, №4, s.34-40.

Поступила 10.05.2017

УДК 519.2

S. PERESADA, Dr. Sci, (Tech), prof., NTUU “KPI”, Kyiv;
S. KOVBASA, Ph.D., as. prof., NTUU “KPI”, Kyiv;
D. PRISTUPA, Ph.D., as., NTUU “KPI”, Kyiv;
D. PUSHNITSYN, master student, NTUU “KPI”, Kyiv;
Y. NIKONENKO, student, NTUU “KPI”, Kyiv.

NONLINEAR CONTROL OF VOLTAGE SOURCE AC-DC AND DC-DC BOOST CONVERTERS

Introduction. Three-phase pulse-width modulated rectifiers establish de facto a standard for the power AC-DC-AC conversion topology of industrial drives, where energy recuperation is required. They provide the bidirectional power flow with unity input power factor, low harmonic distortion of the line current and stabilization of the dc-link voltage. In autonomous systems such as electrical vehicles with battery primary power source the bidirectional DC-DC power converters are widely used to regulate the inverter DC-link voltage [1].

A number of approaches have been considered to solve the control problem of AC-DC power conversion part, which is nonlinear third order control plant. The authors of [2], [3] and others proposed the structure of vector controlled rectifier constructed in line voltage oriented reference frame using an approximate converter model and assuming a time-scale separation between the voltage and current dynamics. A typical structure of control system includes an outer voltage control loop with linear PI-controller that forms the reference for inner active current control loop with P (PI)-controller. The input reactive current component is controlled by PI-controller with the zero reference value. In [4] authors proposed to use the set of switching voltage PI controllers to improve transient performance. Solution, given in [5], exploits a concept of direct power control on the base of virtual flux instead of the line voltage vector orientation. In the most commonly used advanced control schemes [1], the additional decoupling terms are added in order to achieve some sort of linearization of the initial system. A nonlinear control algorithm [6] was designed using Lyapunov’s second method, it guarantees asymptotic DC-link voltage regulation as well as zero input reactive power consumption. Passivity-based control technique in [7] uses the Lyapunov’s design in order to result in a stable closed-loop system. Adaptive controller [8] is constructed on the base of simplified active power model, it shows satisfactory performance during simulation and experiment. Solution given in [9] exploits the concept of direct converted energy control, it guarantees global asymptotic stability of the DC-link voltage regulation together with the stabilization of the input reactive power on zero level. However, this controller is implementable only if capacitance and inductance of converter are exactly known, since they are used in the controller equations and reference computation.

As it follows from the available results the classical and advanced controllers satisfy the basic requirements for converter control systems, however no well definite solution is still proposed. Some controllers are designed, based on significant simplifying assumptions; no rigorous stability proof and experimental investigation are given.

The important feature of the AC-DC converter control system is that equivalent structure of the voltage subsystem under decoupling vector control is the same as for classical DC-DC converter. Such property allows to construct the voltage subsystems of the three phase AC-DC and DC-DC converters on the base some sort of universal controller.

The aim of this paper is to introduce the universal voltage controller for AC-DC and DC-DC converters based on two time-scale approach and partial system feedback linearization. The experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed control algorithm.

Control algorithm design. A schematic diagram of the standard three-phase AC-DC converter in voltage supply mode is shown in the Fig. 1 [1], where standard definitions for all variables are used.

The two phase model of the converter in line voltage vector oriented reference frame (d-q) is given by

$$L\frac{di_d}{dt}=\omega_1 L i_q - R i_d - \frac{1}{2}V_{dc}p_d + E\,, \tag{1}$$

$$L\frac{di_q}{dt}=-\omega_1 L i_d - R i_q - \frac{1}{2}V_{dc}p_q\,, \tag{2}$$

$$C\frac{dV_{dc}}{dt}=i_0 - i_L=\frac{1}{2}(p_d i_d + p_q i_q) - i_L\,, \tag{3}$$

where ω_1 is network angular frequency, E is mains voltage magnitude, R and L are resistance and inductance, C is DC-link filter capacitance, V_{dc} is DC-link voltage, iL is the DC-link load current and $(p_d\,,\, p_q)^T$ are control inputs in (d-q) reference frame.

Note that equations (1)-(3) are nonlinear and the transformed switching functions p_d and p_q are control inputs. Let $V^* > 0$ is constant reference DC-link voltage, iL is limited and constant load current. Let us assume that converter parameters are known and constant, currents id, iq and DC-link voltage Vdc can be measured. The control problem is to design a control vector $\boldsymbol{p} = (p_d\,,\, p_q)^T$, which guarantees asymptotic DC voltage regulation and stabilization of input reactive power consumption at zero level, i.e: $\lim\limits_{t\to\infty}\tilde{V}_{dc}=0$, $\lim\limits_{t\to\infty}\tilde{i}_q=0$, where $\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V^*$ is voltage regulation error, $\tilde{i}_q=i_q$ is the reactive component of the line current.

© S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pristupa, D. Pushnitsyn, Y. Nikonenko, 2017

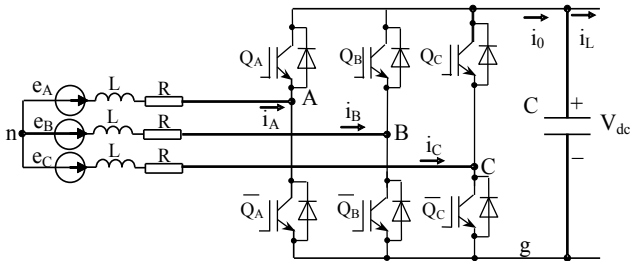


Fig. 1. The three-phase AC-DC converter

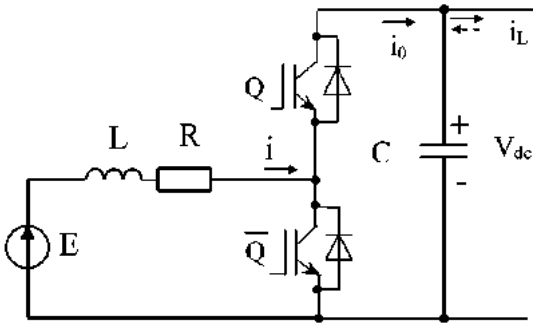


Fig. 2. The DC-DC boost converter

The feedback linearizing control algorithm for reactive component of the converter input current vector is given by

$$p_q=-\left(2L/V_{dc}\right)\left(\omega_1 i_d-k_{iq}\tilde{i}_q-x_q\right),\ V_{dc}\neq 0,$$
$$\dot{x}_q=k_{iqi}\tilde{i}_q, \tag{4}$$

where $k_{iq} > 0$, $k_{iqi} > 0$ are tuning coefficients of the proportional and integral components of the q-axis current controller.

Substituting (4) into (2), the current error dynamics can be written as follows

$$\dot{\tilde{i}}_q=-\left(R/L+k_{iq}\right)\tilde{i}_q-x_q,$$
$$\dot{x}_q=k_{iqi}\tilde{i}_q. \tag{5}$$

It can be concluded from (5) that error dynamics of the reactive current is independent of the voltage regulation process, it is linear and asymptotically stable for all $k_{iq} > 0$, $k_{iqi} > 0$.

The dynamic equations of the voltage subsystem, according to equations (1) and (3), can be written as

$$\frac{dV_{dc}}{dt}=\left(\frac{1}{2}p_d i_d-i_L\right)/C,$$
$$\frac{di_d}{dt}=\left(-Ri_d-\frac{1}{2}V_{dc}p_d+E\right)/L. \tag{6}$$

where decaying to zero component $\tilde{i}_q$ has been neglected.

Important to note that second order model (6) is the same as for standard DC-DC converter, whose schematic diagram is show in Fig.2.

For controller design we introduce the following nonlinear transformation

$$p_d=2u/V_{dc},\ \upsilon=E-u,z=V_{dc}^2 . \tag{7}$$

In new coordinates system (6) can be rewritten as

$$\dot{z}=2\left((E-\upsilon)i_d-z/R_L\right)/C \tag{8}$$
$$\dot{i}_d=\left(-Ri_d+\upsilon\right)/L \tag{9}$$

where $R_L = V_d / i_L$ is virtual load resistance.

We assume that voltage control subsystem has cascaded structure with inner i_d current control loop and outer voltage loop. Such design procedure requires that inner loop is much faster than outer one providing two-time scale properties in order to establish a weak interconnection between current and voltage control subsystems.

According to (9), the proportional current controller is given by

$$\upsilon=L\left[(R/L)i_d^*-k_{id}\tilde{i}_d\right], \tag{10}$$

where $\tilde{i}_d=i_d-i_d^*$ – d-current regulation error and k_{id} is proportional gain of the controller.

From (9) and (10), the current error dynamics is computed as

$$\dot{\tilde{i}}_d=-\left(R/L+k_{id}\right)\tilde{i}_d-\dot{i}_d^* . \tag{11}$$

When conditions for two-time scale properties are satisfied then $\dot{i}_d^*\approx 0$ and therefore we conclude that

$$\lim_{t\to\infty}\tilde{i}_d=0 \tag{12}$$

for all $k_{id} > 0$ $k_{id}>0$.

In order to achieve asymptotic DC-link voltage control, we introduce the following PI voltage controller

$$i^*=\left(C/2E\right)\left(-k_{v1}\tilde{z}+x_V\right),$$
$$\dot{x}_V=-k_{vi}\tilde{z}, \tag{13}$$

where k_{v1} , k_{vi} are proportional and integral gains of the PI voltage controller and $\tilde{z}=V_{dc}^2-V^{*2}$.

Taking into account that current control loop is much faster than the voltage one, the voltage error dynamics is given by

$$\dot{\tilde{z}} = -\left(k_{v1} + \frac{2}{CR_L}\right)\tilde{z} + x_v - \frac{2}{CR_L}z^* - \frac{RC}{2E^2}\left(-k_{v1}\tilde{z} + x_v\right)^2 - \dot{z}^*, \qquad (14)$$
$$\dot{x}_v = -k_{vi}\tilde{z}.$$

For small enough $\frac{RC}{2E^2}$ a term $\frac{RC}{2E^2}\left(-k_{vi}\tilde{z} + x_v\right)^2$ is negligible and in case R_L = const and z^* = const the equation (14) can be rewritten as

$$\dot{\tilde{z}} = -k_v\tilde{z} + \eta, \qquad (15)$$
$$\dot{\eta} = -k_{vi}\tilde{z},$$

where $\eta = x_v - \frac{2}{CR_L}z^*$ and $k_v = k_{v1} + \frac{2}{CR_L}$.

The approximated system (15) is linear and asymptotically stable, hence original nonlinear system (11), (14) is locally stable. From the analysis above it follows that $\lim_{t\to\infty}(\tilde{z}, v) = 0$ and therefore $\lim_{t\to\infty}\tilde{V}_{dc} = 0$.

The important issue of cascaded system design deals with the finding of a constructive mechanism to establish the two-time scale separation for subsystems (11) and (14). For second order linear subsystem (15), the standard tuning can be used:

$$k_{vi} = k_v^2/4, \quad k_{vi} = \omega_{0v}^2, \qquad (16)$$

where ω_{0v} is natural frequency of undamped oscillations of the voltage control loop.

Tuning according to (16) provides a damping factor $\zeta = 1$. The two-time scale separation for subsystems (11) and (14) is achieved if condition $\omega_{0i} \geq (2\text{–}3)\omega_{0v}$ is satisfied, where $\omega_{0i} = (R / L + k_{id})^{-1}$.

Experimental Verification. This section reports the results of experiments and simulations to support the analytical findings. The following experiments has been conducted: a) testing of the three-phase AC-DC converter of the vector controlled induction motor drive; b) testing of the bidirectional DC-DC converter of the small size electric vehicle.

Three-phase AC-DC converter. The experiments have been carried out using the structure of induction motor drive system, shown in the Fig. 3. Experimental set-up includes: vector controlled rectifier (VCR) with connected via DC-link PWM inverter; two mechanically coupled induction motors with rated power of 2.2 kW; incremental encoder with resolution 1024 ppr for speed measurement; field-oriented vector control system for motor № 2; TMS320F28335 based controller for control algorithms implementation; personal computer for processing, programming, interactive oscilloscope, data acquisition, etc. PWM frequency is set to 10 kHz for both converters. The sampling time is equal to 200 μs.

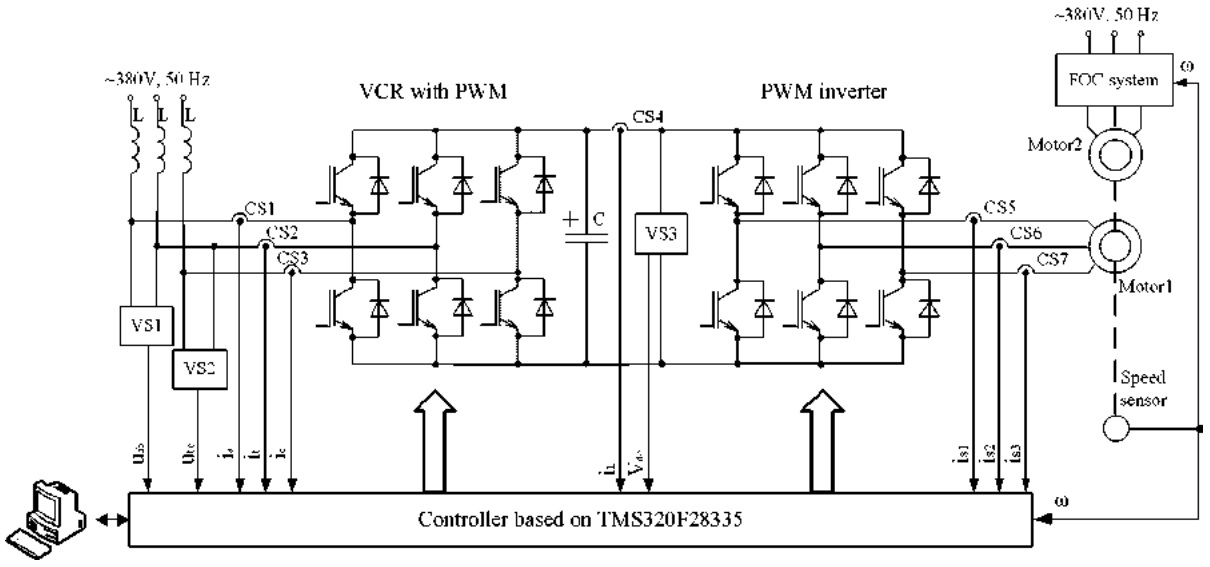
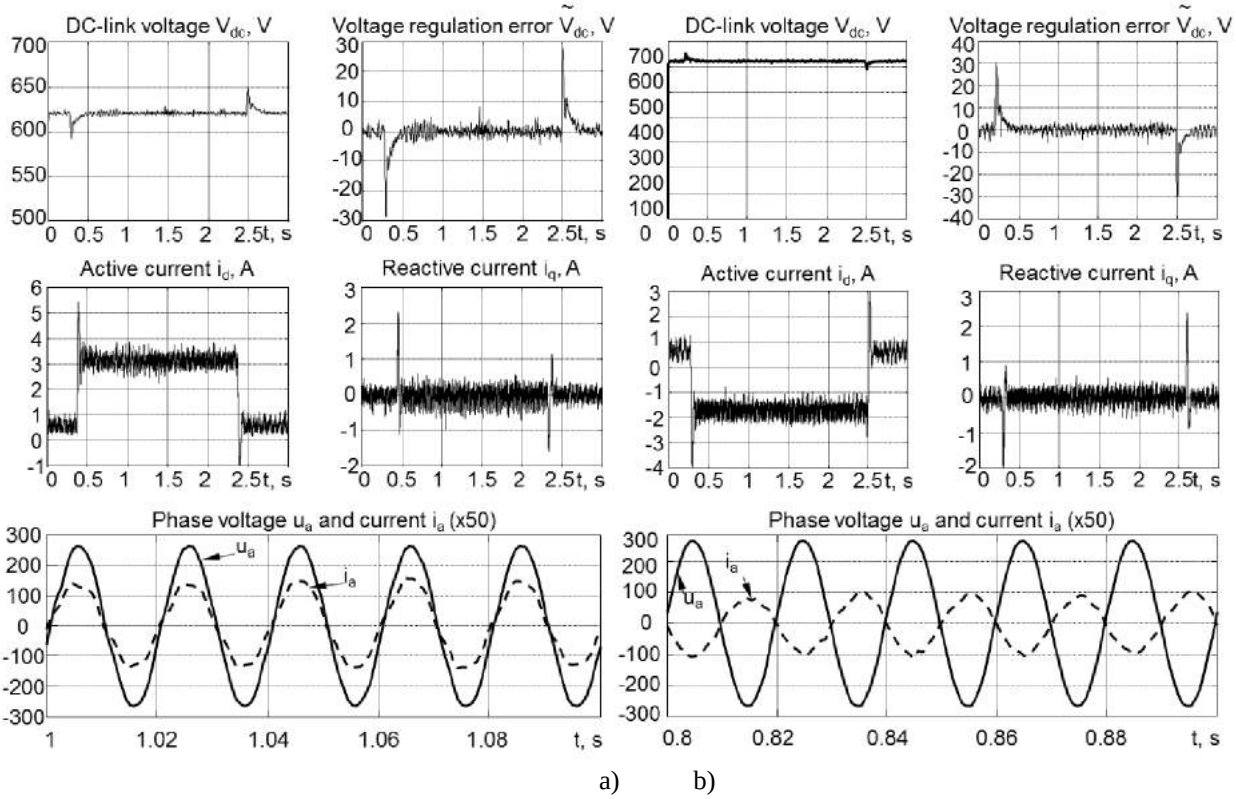


Fig. 3. Functional diagram of experimental set-up with AC-DC converter

During experimental tests, DC voltage reference is equal to 620 V. Field oriented speed vector control algorithm is implemented in the same DSP controller and provide speed stabilization of the induction motor № 1, while induction motor № 2 serves as a loading machine. During the test, rated load torque of 15 *Nm* is applied to the motor № 1 at time t = 0.25 s and removed at t = 2.5 s.

Experimental transients are shown in Fig. 4. As it follows from Fig.4, the proposed controller provides high dynamic performance of the DC-link voltage stabilization for bi-directional energy flow. Input current i_q is controlled on zero level.



a) b)

Fig. 4. Experimental transients of vector controlled AC-DC converter; a) consumption mode; b) recuperation mode

DC-DC boost converter. The experiments have been carried out using the setup whose functional diagram is shown in Fig. 5. Batteries bank with E = 50 V provides input voltage for DC-DC booster converter loaded by controlled resistive load. The converter parameters has been computed as L = 0.011 H, R = 0.5 Ω, C = 500 μF, controller coefficients are equal to k_{id} = 2000, k_v = 200, k_{vi} = 20·10³, sampling time is set at 20 μsec. During the tests V^* = 100 V, $V_{dc}(0)$ = 52 V. The load current i_L = 1 A was applied at moment of time t_1 = 0.1 s, and it was removed at t_2 = 0.2 s by switching on and off the transistor S_3.

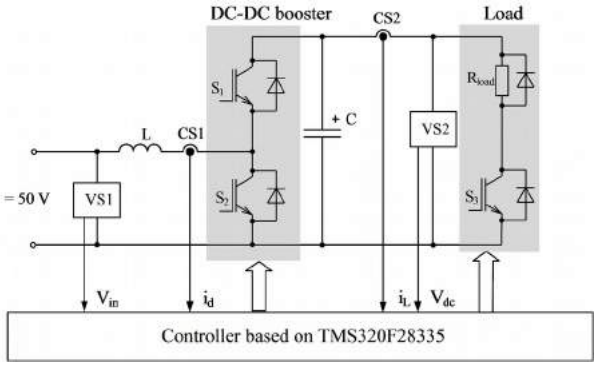


Fig. 5. Functional diagram of experimental set-up with DC-DC boost converter

Transients in Fig.6 compare the simulation results a), b) and results of the experimental test c). During simulations average model is used for switching and control part (Fig. 6.a), while transients in Fig.6 b) corresponds to switching converter with continuous time controller implementation. The controller's coefficients are chosen so that the switching function doesn't reach its limits.

As it follows from the transients in the Fig.6, the resulting dynamics obtained by simulation and experimentally are quite similar. Asymptotic voltage regulation is achieved with fast transients and desired dynamics according to solutions of dynamic system (14).

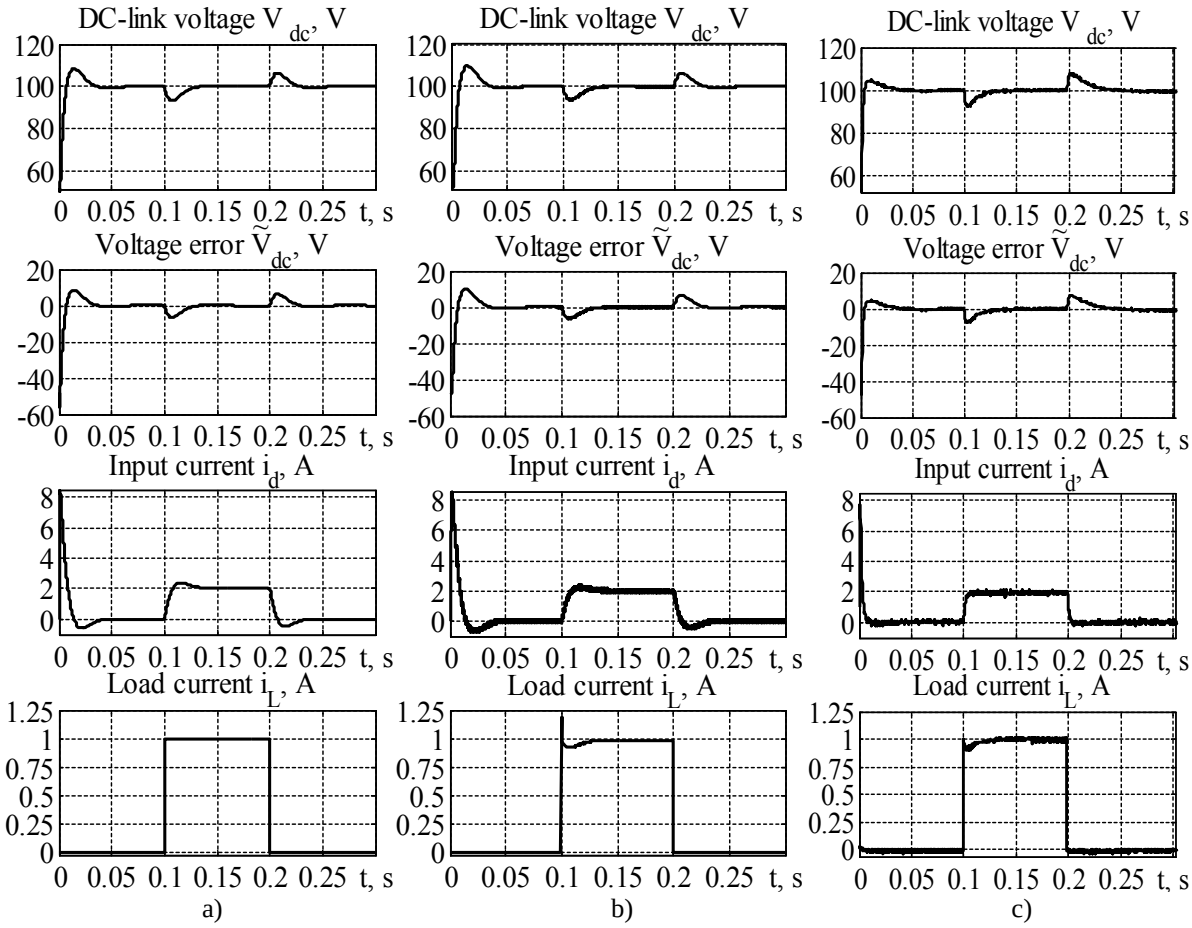


Fig. 6. Comparison of the transients obtained in simulation of continuous system (a), discrete model in MatLAB Sim-PowerSystems (b) and experimental results (c)

Conclusion. In this paper, a theoretical solution of the voltage source AC-DC and DC-DC converters control problem is presented. The DC-voltage and input reactive power nonlinear controllers are designed for three-phase AC-DC converter. It is shown that if decoupling vector control is applied the reactive component of the line current vector exponentially decays to zero. As result equivalent voltage dynamics for both converters is the same. We present a design of the simple feedback linearizing voltage controller, which is based on two time-scale separation approach and reasonable approximation of the resulting locally asymptotically stable error dynamics. This controller does not requires the exact information about parameters L, C and robust with respect of uncertainties in resistance R. However, tuning of the control loops is needed to achieve the two time-scale separation properties; dynamic performance of the voltage regulation depends from the achievable dynamics of current regulation. Simulation and experimental results proof the effectiveness of the theoretical findings.

Bibliography: 1. A. Yazdani and R. Iravani, Voltage-Sourced Converters: Modeling, Control, and Applications. Hoboken, NJ: Wiley, 2010. Print. **2.** J. W. Dixon and B. T. Ooi, “Indirect Current Control of Unity Power Factor Sinusoidal Boost Type Three-Phase Rectifier”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 35, no. 4, pp. 508-515, 1988. Print. **3.** E. Wernekinck, A. Kawamura, and R. Hoft, “A high frequency AC/DC converter with unity power factor and minimum harmonic distortion”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, no. 3, pp. 364-370, 1991. Print. **4.** W. Zhang, Y. Hou, X. Liu and Y. Zhou, "Switched Control of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier Under a Wide-Range Rapidly Varying Active Load", IEEE Trans. Power Electron, vol. 27, no. 2, pp. 881-890, Feb. 2012. Print. **5.** M. Malinowski, M. Jasinski and M. P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)", IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 51, no. 2, pp. 447-454, April 2004. Print. **6.** H. Komurcugil and O. Kuker, "Lyapunov-based control for three-phase PWM AC/DC voltage-source converters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, no. 5, pp. 801-813, September, 1998. **7.** M. Perez, R. Ortega, and J. R. Espinoza, "Passivity-based PI control of switched power converters", IEEE Trans. on Control Syst. Technol., vol. 12, no. 6, pp. 881-890, 2004. Print. **8.** R. M. Milasi, A. F. Lynch and Y. W. Li, "Adaptive Control of a Voltage Source Converter for Power Factor Correction", IEEE Trans. on Power Electron., vol. 28, no. 10, pp. 4767-4779, Oct. 2013. Print. **9.** S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pushnitsyn, Y. Zaichenko, “Two Nonlinear Controllers for Voltage Source AC-DC Converter”, IEEE UKRCON-2017. – Kyiv, 2017. Print.

Received 31.05.2016

УДК 681.5.033 + 681.587’57

А. А. ХУДЯЕВ, канд. техн. наук, доц. НТУ «ХПИ»;
В. В. ПОЛЕНОК, преп.-стаж. НТУ «ХПИ».

СИНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ЭФФЕКТ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ В ИТЕРАЦИОННОМ МНОГОКАНАЛЬНОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ПОДАЧИ

Постановка задачи. В работах [1, 2] установлено, что в итерационных многоканальных дифференциальных электроприводах (ЭП) механизмов подачи (МП) станков значительно повышается инерционность (увеличивается время разгона) приводного механизма (ПМ) по сравнению с аналогичными традиционными одноканальными ЭП подачи. Это приводит к проигрышу в быстродействии в зоне средних и больших подач рабочего органа (РО) итерационных дифференциальных приводов по сравнению с современными одноканальными безредукторными ЭП подачи [2, 3]. Полностью устранить указанный выше недостаток многоканальных ЭП подачи с механическими дифференциалами (МД) не удается не только нежелательным повышением мощности приводов отдельных каналов, но и изменением типа исполнительных двигателей (ИД) и повышением быстродействия силовых преобразователей уточняющих приводов [4, 5]. В данной работе в качестве альтернативного варианта двух- и трехканальному дифференциальному ЭП МП предлагается аналогичный по назначению многоканальный дифференциально-редукторный ЭП МП с перенастраиваемым повышающим редуктором (ППР), обеспечивающий возможность сравнительного повышения быстродействия такого ЭП во всем диапазоне подачи РО.

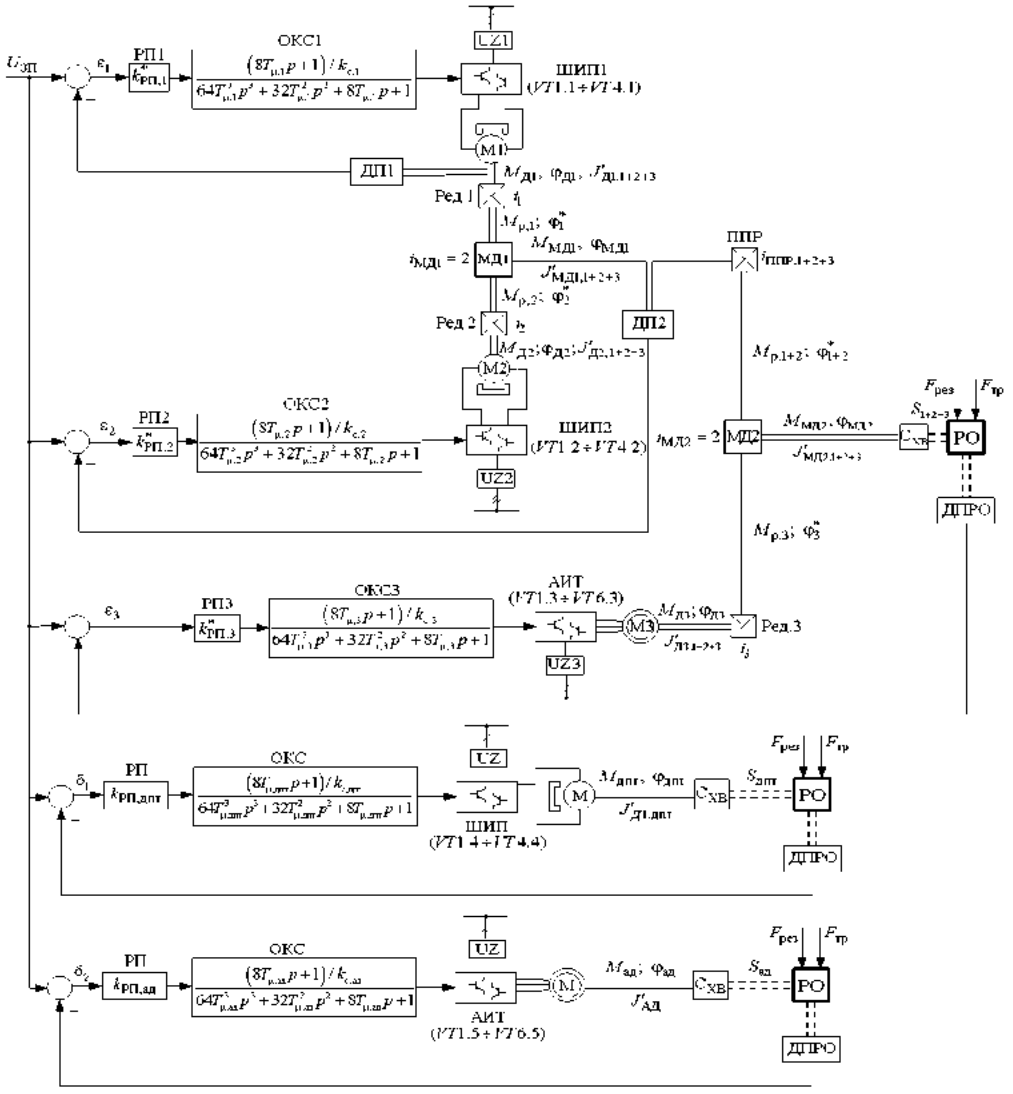


Рисунок 1 – Обобщенные структурно-функциональные схемы трехканального ЭП МП с ППР и сравниваемых одноканальных ЭП подачи станка

© А.А. Худяев,В.В. Поленок, 2017

Упрощенная схема конструкции трехдвигательного МП, соответствующая кинематическая схема и уточненная математическая модель движения предлагаемого трехканального ЭП рассмотрены в работе [6].

Цель работы. На основании уточненной математической и компьютерной модели движения ЭП подачи станка модели ИР1600МФ4 выполнить сравнительный анализ качества функционирования двух- и трехканального дифференциально-редукторного ЭП МП с ППР с целью выявления синергетического эффекта повышения быстродействия в итерационных многоканальных ЭП подачи с типовой настройкой каналов.

Материал исследования. Предлагаемый многоканальный ЭП подачи, построенный по итерационному принципу, включает первый (основной) К-1, второй (уточняющий) К-2, а также третий (точный) К-3 (для трехканального ЭП) каналы управления по углу с соответствующими подчиненными контурами скорости, настроенными на симметричный оптимум (СО).

Электроприводы основного К-1 и уточняющего К-2 каналов могут быть построены на базе типовых транзисторных ЭП постоянного тока с силовыми частями типа ШИП-ДПТ. Точный канал К-3 предлагается строить на базе привода переменного тока. Сравнение производится с аналогичным по назначению традиционным одноканальным (автономным) безредукторным ЭП подачи с различными вариантами силовой части привода: типа ШИП-ДПТ и типа ПЧ-АД.

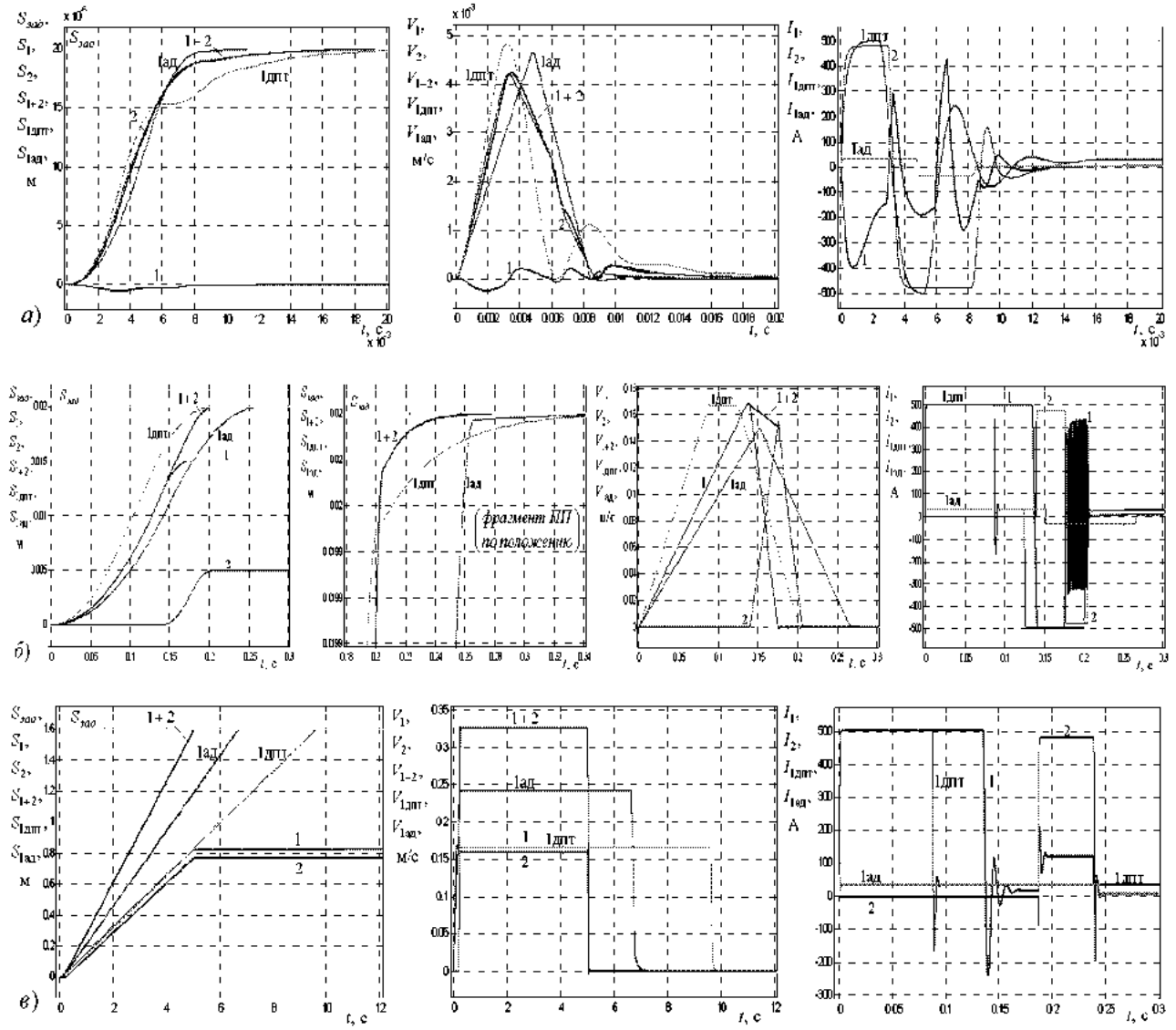


Рисунок 2 – Переходные процессы (ПП) положения, скорости и тока в двухканальном дифференциально-редукторном компенсированном ЭП и сравниваемых одноканальных (автономных) ЭП подачи типа ШИП-ДПТ и типа ПЧ-АД при отработке заданных перемещений РО: *а* – $S_М$ = 0,02 мм; *б* – $S_Б$ = 20 мм; *в* – $S_Б$ = 1600 мм

Обобщенная структурно-функциональная схема итерационного трехканального ЭП МП с системой дифференциалов МД1-МД2 и редуктором ППР, а также схемы сравниваемых одноканальных (автономных) безредукторных ЭП подачи приведены на рис. 1, где обозначены: РП1, РП2, РП3 и РП – П-регуляторы положения соответствующих контуров регулирования; ОКС1, ОКС2, ОКС3 и ОКС – оптимизированные контуры скорости соответствующих приводов; ДП1, ДП2 и ДПРО – датчики положения валов ИД М1 и М2 и линейного перемещения РО; $J'_{Д1,1+2+3}$, $J'_{Д2,1+2+3}$, $J'_{Д3,1+2+3}$ и $J'_{МД1,1+2+3}$, $J'_{МД2,1+2+3}$ − моменты инерции МП, приведенные к соответствующим валам; $M_{Дi}$(i=1,2,3) и $M_{МД1}$, $M_{МД2}$ – вращающие моменты, развиваемые соответственно ИД Д1, Д2, Д3 и дифференциалами МД1, МД2; $M_{р,i}$(i=1,2,3) и $M_{р,1+2}$ – реактивные моменты на валах соответственно ИД Д1, Д2, Д3 и редуктора ППР; $\varphi_{Дi}$(i=1,2,3) и $\varphi_{МД1}$, $\varphi_{МД2}$ – углы поворота валов соответственно ИД Д1, Д2, Д3 и выходных валов МД1, МД2.

Результаты исследования. Схема моделирования итерационного многоканального ЭП МП с ППР построена на основании разработанной математической модели движения [6] и с учетом обобщенной структурно-функциональной схемы рассматриваемого ЭП (см. рис. 1). Результаты компьютерного моделирования показали значительные потенциальные преимущества в быстродействии двухканального компенсированного ЭП (с приводами каналов типа ШИП-ДПТ) по сравнению с аналогичным по назначению одноканальным ЭП подачи типа ШИП-ДПТ (рис. 2 и табл. 1). Введение ППР в трехдвигательный дифференциальный МП и оптимизация последовательности взаимодействия отдельных приводов позволили обеспечить сравнительное повышение быстродействия соответствующего трехканального дифференциально-редукторного ЭП подачи (по сравнению с аналогичным трехканальным дифференциальным ЭП подачи) во всем диапазоне перемещений РО станка. Преимущества в быстродействии предлагаемого трехканального компенсированного ЭП (с точным приводом типа ПЧ-АД) проявляются не только по сравнению с одноканальным ЭП подачи типа ШИП-ДПТ, но и по сравнению с перспективным одноканальным ЭП типа ПЧ-АД (рис. 3 и табл. 1).

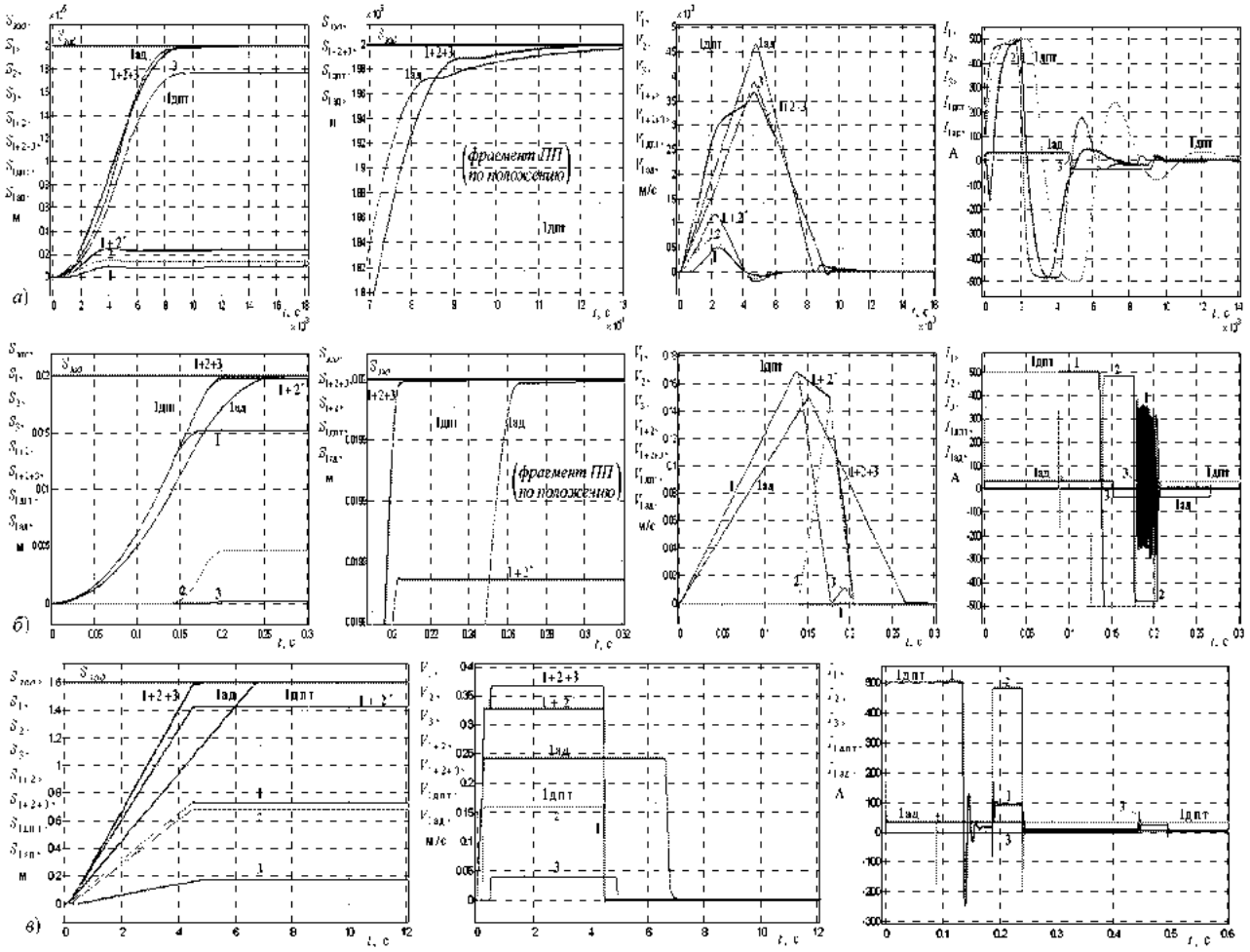


Рисунок 3 – Переходные процессы положения, скорости и тока в трехканальном дифференциально-редукторном компенсированном ЭП и сравниваемых одноканальных (автономных) ЭП подачи типа ШИП-ДПТ и типа ПЧ-АД при отработке заданных перемещений РО: *а* – $S_С$ = 0,02 мм; *б* – $S_Б$ = 20 мм; *в* – $S_Б$ = 1600 мм

Двухканальный ЭП позволяет существенно повысить быстродействие отработки небольших заданий в статических режимах работы по сравнению с одноканальным ЭП на базе ДПТ. Так, в зоне малых перемещений РО (до $S_{РО}$ = 0,001 мм) время регулирования двухканального ЭП $t_{рег,1+2}$ по сравнению с одноканальным ЭП с ДПТ уменьшается в среднем более чем в 1,6 раза, однако, по сравнению с одноканальным ЭП на базе АД время $t_{рег,1+2}$ в этой зоне увеличивается примерно в 2 раза (см. табл. 1). На первом участке зоны средних перемещений (до $S_{РО}$ = 0,02 мм) время регулирования двухканального ЭП уменьшается в среднем не менее чем в 1,25 раза, а по сравнению с одноканальным ЭП типа ПЧ-АД увеличивается примерно в 1,7 раза (см. рис. 3, *а* и табл. 1). Вместе с тем, начиная с второго участка зоны средних перемещений ($S_{РО} \geq$ 0,1 мм) двухканальный ЭП уже заметно опережает в быстродействии одноканальные ЭП обоих типов (см. рис. 3, *б*, *в* и табл. 1).

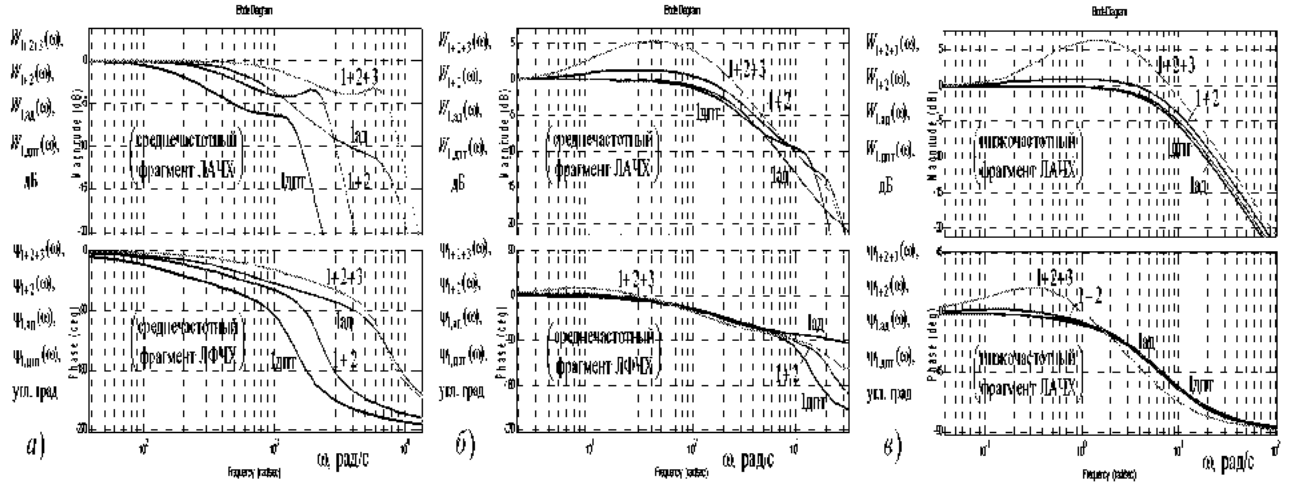


Рисунок 4 – Сравнительные частотные характеристики трехканального компенсированного ЭП и оптимизированных двухканального ЭП и одноканальных (автономных) ЭП подачи при отработке синусоидальных воздействий заданной амплитуды в зоне малых (*а*), средних (*б*) и больших (*в*) перемещений РО:
а – $S_{РО}$ = 0,1 мкм; *б* – $S_{РО}$ = 0,02 мм; *в* – $S_{РО}$ = 20 мм

Сравнительное повышение быстродействия двухканального ЭП обеспечивается соответствующим относительным расширением его полосы пропускаемых частот $\omega_{n,1+2}$ в различных диапазонах подач привода (рис. 4 и табл. 2). При этом в зоне малых перемещений РО ($S_{РО}$ = 0,1 мкм) имеет место расширение полосы пропускания двухканального ЭП по сравнению с одноканальным ЭП типа ШИП-ДПТ не менее чем в 2,3 раза, но сужение его полосы пропускания по сравнению с одноканальным ЭП типа ПЧ-АД примерно в 1,3 раза. Вместе с тем, в зоне средних перемещений (0,02 мм $\leq S_{РО} <$ 0,1 мм) обеспечивается расширение полосы пропускания двухканального ЭП по сравнению с одноканальными ЭП обоих типов: с ЭП типа ШИП-ДПТ – не менее чем в 1,4 раза и с ЭП типа ПЧ-АД – не менее чем в 1,2 раза. На первом участке зоны больших перемещений (0,1 мм $\leq S_{РО} \leq$ 20 мм) расширения полосы пропускания двухканального ЭП составляют соответственно в 1,38 раза и в 1,27 раза (см. табл. 2).

Предлагаемый трехканальный дифференциально-редукторный привод обладает значительными потенциальными преимуществами в быстродействии по сравнению не только с перспективным одноканальным асинхронным ЭП подачи типа ПЧ-АД, но и с аналогичным по построению итерационным двухканальным ЭП МП с ППР (см. табл. 1). В диапазоне подач 0 мм $< S_{РО} \leq$ 1 мм преимущества в быстродействии наиболее существенны. Так, в зоне малых и, частично, средних перемещений (0 мм $< S_{РО} \leq$ 0,02 мм) время регулирования трехканального ЭП по сравнению, например, с двухканальным ЭП может быть уменьшено не менее, чем в 1,9 раза.

Время регулирования трехканального ЭП в сравнении с современным одноканальным ЭП типа ШИП-ДПТ уменьшается в разы практически во всем диапазоне подачи РО. Выигрыш в быстродействии трехканального ЭП в сравнении с одноканальным ЭП типа ПЧ-АД растет по мере роста величины подачи РО и в диапазоне перемещений 1600 мм $< S_{РО} \leq$ 3200 мм достигает значения более чем в 1,49 раза (см. рис. 3, *в* и табл. 1).

Высокие динамические показатели трехканального ЭП подачи обусловлены существенным относительным расширением его полосы пропускания при работе в наиболее ответственном диапазоне подачи станка (до $S_{РО}$ = 20 мм) (см. рис. 4 и табл. 2).

Выводы. 1. Установлено, что в итерационных многоканальных ЭП подачи по сравнению с соответствующими традиционными одноканальными ЭП МП во всем диапазоне перемещений РО может быть достигнут синергетический эффект повышения быстродействия в переходных режимах.

Эффект сравнительного повышения быстродействия определяется, прежде всего, свойствами итерационной многоканальной системы управления приводом. Вместе с тем, достижение такого эффекта во всем диапазоне перемещений изделия связано с изменением подхода к организации итерационного режима взаимодействия

каналов управления многоканального привода в зоне средних и больших подач РО и обусловлено возможностью относительного повышения коэффициентов усиления уточняющих каналов по сравнению с аналогичными одноканальными приводами.

2. Синергетический эффект повышения быстродействия проявляется при сопоставлении возможностей только однотипных одноканальных и многоканальных ЭП подачи. Показано, что в предлагаемом двухканальном ЭП МП с ППР и типовой настройкой каналов может быть обеспечено уменьшение времени регулирования ПП по сравнению с традиционным одноканальным безредукторным ЭП подачи типа ШИП-ДПТ на всем диапазоне подач станка. В предлагаемом трехканальном дифференциально-редукторном ЭП подачи уменьшение времени регулирования ПП может быть достигнуто не только по сравнению с одноканальным безредукторным ЭП подачи типа ШИП-ДПТ, но и по сравнению с перспективным одноканальным асинхронным ЭП типа ПЧ-АД.

3. В количественном выражении в зависимости от типа сравниваемых одноканальных и многоканальных приводов подачи и заданной зоны перемещений РО быстродействие (время регулирования ПП) двухканального ЭП МП с ППР может быть повышено в 1,25÷1,93 раза, а аналогичного по назначению трехканального дифференциально-редукторного ЭП МП – в 1,08÷4 раза. Показатели качества приводов в частотной области соответствуют полученным результатам анализа ПП.

Таблица 1 – Сравнительные показатели качества переходных процессов (ПП) по положению одноканальных (автономных) ЭП типов ШИП-ДПТ и ПЧ-АД и итерационного двух- и трехканального ЭП МП станка

Вариант ЭП	Заданная зона и перемещение РО	Время регулирования по уровню 0,1% от $U_{ЗП}$, с	Относительное уменьшение времени регулирования в сравниваемых приводах, раз			Относительное увеличение длительности ПП в некомпенсированном многоканальном ЭП, %
			Одноканальные ЭП типа		Двухканальный ЭП	
			ШИП-ДПТ	ПЧ-АД		
Одноканальный ЭП (типа ШИП-ДПТ)	$S_М$ (0,001 мм)	0,02084	1	–	–	–
	$S_М$ (0,02 мм)	0,02994	1	–	–	–
	$S_С$ (0,25 мм)	0,04678	1	–	–	–
	$S_Б$ (20 мм)	0,292	1	–	–	–
	$S_Б$ (1600 мм)	9,8857	1	–	–	–
Одноканальный ЭП (типа ПЧ-АД)	$S_М$ (0,001 мм)	$5{,}577\cdot10^{-3}$	3,737	1	2,313	–
	$S_С$ (0,02 мм)	0,01406	2,129	1	1,703	–
	$S_С$ (0,25 мм)	0,03801	1,231	1	–	–
	$S_Б$ (20 мм)	0,2645	1,104	1	–	–
	$S_Б$ (1600 мм)	7,4194	1,332	1	–	–
Двухканальный ЭП (с силовыми частями приводов типа ШИП-ДПТ)	$S_М$ (0,001 мм)	0,0129	1,616	0,432	1	0
	$S_М$ (0,02 мм)	0,02395	1,25	0,587	1	17,1
	$S_С$ (0,25 мм)	0,03111	1,504	1,222	1	1,0
	$S_Б$ (20 мм)	0,2297	1,271	1,152	1	7,6
	$S_Б$ (1600 мм)	5,1173	1,932	1,45	1	0,3
Трехканальный ЭП (с силовой частью точного привода типа ПЧ-АД)	$S_М$ (0,001 мм)	$5{,}167\cdot10^{-3}$	4,034	1,079	2,497	37,3
	$S_С$ (0,02 мм)	0,01255	2,386	1,12	1,908	11,6
	$S_Б$ (0,25 мм)	0,03018	1,55	1,259	1,031	33,1
	$S_Б$ (20 мм)	0,20364	1,434	1,299	1,128	41,7
	$S_Б$ (1600 мм)	4,9771	1,986	1,491	1,028	0

Таблица 2 – Сравнительные показатели качества в частотной области одноканальных (автономных) ЭП типов ШИП-ДПТ и ПЧ-АД и компенсированного итерационного двух- и трехканального ЭП МП станка

Заданная амплитуда перемещений РО, м	Вариант ЭП		Показатели качества				
			полоса воспроизводимых частот (уровень 0,707): $\omega_{n,i}$		расширение полосы пропускания по сравнению с, раз		
					одноканальным ЭП типа		двухканальным ЭП
			рад/с	Гц	ШИП-ДПТ	ПЧ-АД	
$0{,}1\cdot10^{-6}$	Одноканальный ЭП типа	ШИП-ДПТ	283	45	1	–	–
		ПЧ-АД	866	137,8	3,06	1	1,328
	Двухканальный ЭП		652	103,8	2,304	0,753	1
	Трехканальный ЭП		2290	364,5	8,1	2,645	3,512
$1\cdot10^{-6}$	Одноканальный ЭП типа	ШИП-ДПТ	181	28,8	1	–	–
		ПЧ-АД	738	117,5	4,08	1	1,787
	Двухканальный ЭП		413	65,7	2,28	0,56	1
	Трехканальный ЭП		1060	168,7	5,858	1,436	2,567
$20\cdot10^{-6}$	Одноканальный ЭП типа	ШИП-ДПТ	195	31	1	–	–
		ПЧ-АД	226	36	1,16	1	–
	Двухканальный ЭП		286	45,5	1,47	1,27	1
	Трехканальный ЭП		369	58,7	1,895	1,631	1,29
$20\cdot10^{-3}$	Одноканальный ЭП типа	ШИП-ДПТ	6,24	0,99	1	–	–
		ПЧ-АД	6,82	1,085	1,093	1	–
	Двухканальный ЭП		8,49	1,35	1,36	1,24	1
	Трехканальный ЭП		12,2	1,94	1,96	1,788	1,437

Список литературы: **1**. *Худяев А. А.* Механика и электродинамика комбинированного трехканального следящего электропривода подачи для тяжелого станка особо высокой точности / *А. А. Худяев* // Электромеханические и энергосберегающие системы. Тематический выпуск. – 2012. – Вип. 3/2012 (19). – С. 386-392. **2**. *Худяев А. А.* Высокоточный трехканальный дифференциальный электропривод с подчиненным регулированием для механизма подачи обрабатывающего центра / *А. А. Худяев, Д. А. Пшеничников, В. В. Поленок* // Сб. научных трудов «Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск. – 2013. – № 36 (1009). – С. 202–206. **3**. *Худяев А. А.* Высокоточная квазиитерационная двухканальная электромеханическая система с механическим дифференциалом / *А. А. Худяев, Т. Ю. Кунченко* // Техническая электродинамика. – 2015. – № 1. – С. 21–28. **4**. *Худяев А. А.* Эффективность итерационного двухканального дифференциального электропривода подачи с различными типами силовой части уточняющего канала / *А. А. Худяев, В. В. Поленок* // Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика. Наукове видання. – Кременчук: КрНУ. – 2015. – С. 25–27. **5**. *Худяев А. А.* Исследование компенсированного итерационного трехканального дифференциального электропривода подачи / *А. А. Худяев, В. В. Поленок* // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. – Зб. наук. пр. XIV Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів у м. Кременчук 14–15 квітня 2016.-– Кременчук: КрНУ, 2016. – С. 31–32. **6**. *Худяев А. А.* Высокоточный многоканальный дифференциально-редукторный электропривод подачи станка / *А. А. Худяев, В. В. Поленок* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ. – 2016. – № 4/2016 (36). – С. 8–23.

Bibliography (transliterated): 1. Khudiayev, A. A. “Mehanika i elektrodimanika kombinirovannogo trehkanal’nogo sledіaschego elektroprivoda podachi dlia tiazhelogo stanka osobo visokoj tochnosti.” *Elektromehanicheskiye i energosberegayushchiye sistemy*. *Tematycheskiy vypusk,* Vol. 3/2012 (19). 2012. 386–392. Print. **2.** Khudiayev, A. A., Pshenichnikov, D. A. and Polenok, V. V. “Vysokotochnyj trehkanal’nyj differencial’nyj jelektroprivod s podchinennym regulirovaniem dlja mehanizma podachi obrabatyvayushchego centra.” *Sb. nauchnyh trudov «Vestnik NTU “HPI”. Tematicheskij vypusk»*. No. 36 (1009). 2013. 202–206. Print. **3.** Khudiayev, A. A. and Kunchenko, T. Yu. “Vysokotochnaja kvaziiteracionnaja dvuhkanal’naja jelektromehanicheskaja sistema s mehanicheskim differencialom.” *Tehnicheskaja jelectrodinamika.* No. 1. 2015. 21–28. Print. **4.** Khudiayev, A. A. and Polenok, V. V. “Effektivnost’ iteratsionnogo dvuhkanal’nogo differentsial’nogo elektroprivoda podachi s razlichnimi tipami silovoj chasti utochniayuschego kanala”, *Problemy energoresursozberezhennya v electrotechnichnyh sistemax. Nauka, osvita i praktyka. Naukove vydannya.* 2015. 25–27. Print. **5.** Khudiayev, A. A. and Polenok, V. V. “Issledovanije kompensirovannogo iteratsionnogo trehkanal’nogo differentsial’nogo elektroprivoda podachi”, *Elektromehanichni ta energetychni systemy, metody modelyuvannja ta optimizatsii.* 2016. 31–32. Print. **6.** Khudiayev, A. A. and Polenok, V. V. “Vysokotochnyj mnogokanal’niy differentsial’no-reduktornyj elektroprivod podachi stanka”, *Elektromehanicheskiye i energosberegayushchiye sistemy*.. Vol. 4/2016 (36)/ 2016. 8–23. Print.

Поступила 30.05.2017

УДК 621.31

В. В. КУЗНЕЦОВ, канд. техн. наук, доцент, Национальная металлургическая академия, Днепр;
А. В. НИКОЛЕНКО, канд. техн. наук, доцент, Национальная металлургическая академия, Днепр;
В. П. ИВАЩЕНКО, докт. техн. наук, проф., Национальная металлургическая академия, Днепр;
Н. М. ТРИПУТЕНЬ, канд. техн. наук, доцент, Национальный горный университет, Днепр.

АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ В ЗАДАЧАХ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ, РАБОТАЮЩИХ В УСЛОВИЯХ НЕКАЧЕСТВЕННОЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Введение. Основными путями снижения отрицательного влияния некачественной электроэнергии на работу электродвигателя в производственных условиях, а, значит, и на эффективность производства в целом являются: применение «индивидуальных» LC–фильтров для защиты особо ответственных электроприводов; применение «групповых» устройств компенсации влияния некачественного питающего напряжения на уровне цеха; подавление искажений питающего напряжения в местах их возникновения. Допускается также отказ от принятия каких–либо мер, не считаясь с существенным уменьшением ресурса двигателя. Каждый из указанных вариантов характеризуется некоторой стоимостью внедрения и ожидаемым экономическим эффектом.

Постановка задачи. Известная методика выбора средств защиты асинхронного электродвигателя (АД) [1], работающего в условиях некачественной электроэнергии основана на его энергоэкономической модели. Данная методика реализует вычислительные алгоритмы с использованием стохастических моделей линейных напряжений в системе электроснабжения цеха, нелинейных электромагнитной и тепловой модели АД, экономических моделей. Однако сложность практической реализации вычислительных процедур в производственных условиях в каждом конкретном случае является фактором, сдерживающим её широкое внедрение.

Цель работы. Целью данной статьи является обоснование возможности использования указанной методики в производственных условиях на основе применения предикатных моделей и алгоритма распознавания, легко реализуемых в системе управления базами данных (СУБД), ориентированных на реляционные модели.

Материалы исследования. Действительно, принятие решения об экономической целесообразности выбора конкретного технического варианта защиты (или отказ от него) зависит от значений нескольких величин (входных): коэффициента искажения синусоидальности K_{U}, коэффициентов отдельных гармонических составляющих $K_{u(m)}$ (m = 7), коэффициента обратной последовательности $K_{2\text{U}}$, коэффициента нулевой последовательности K_{20}, эквивалентной продолжительности работы АД с перегревом α , стоимостей технических средств защиты C_j (i = 1',r , где r – количество различных типов устройств защиты). Причём каждая из них может иметь некоторые отклонения, обусловленные либо точностью измерения (для технических величин), либо экономической ситуацией (для стоимостей) и изменяться в некотором диапазоне. Это позволяет представить энергоэкономическую модель АД в виде суммы предикатов (дискретном виде) [2]:

$$Z_{\text{эм}}[\vec{X},\vec{C}] = \vee_{p=1}^{q} \vee_{l}^{\lambda_p} Z_{p,l}[\vec{X},\vec{C}] \qquad (1)$$

где $Z_{p,l}[\vec{X},\vec{C}] = 2^{-n}\prod_{j=1}^{n}\left\{1+sgn\left[\left(X_j - X_{jmin}^{pl}\right)\left(X_{jmax}^{pl} - X_j\right)\right]\right\} + 2^{-r}\prod_{j=1}^{r}\left\{1+sgn\left[\left(C_j - C_{jmin}^{pl}\right)\left(C_{jmax}^{pl} - C_j\right)\right]\right\}$;

$\vee$ – логическая операция дизъюнкции.

Здесь: q – количество классов (диапазонов) суммарного ущерба от внедрения средства защиты или их комбинаций; λ_p – количество предикатов, определяющих p – диапазон; n и r – количество технических и стоимостных величин соответственно; $X_{jmin}^{pl}, X_{jmax}^{pl}, C_{jmin}^{pl}, C_{jmax}^{pl}$ – константы модели.

Формирование параметров предикатов и объединение их в классы может быть осуществлено в ходе обучения модели по критерию минимума экономических потерь от использования технических средств защиты АД (или их отсутствия):

$$Э_{\text{пот}} \rightarrow min, \qquad (2)$$

Тогда в процессе обучения распознаванию по элементам выборочной совокупности входных величин необходимо, задавая различные критерии управления $Э_{\text{пот}}$ в интервале $Э_{\text{пот.max}} \div Э_{\text{пот.min}}$ разбивать факторное пространство на два класса: M_1, если $Э_s < Э_{\text{пот}}$ и M_2, если $Э_s > Э_{\text{пот}}$. Если при этом значение критерия изменять с интервалом $\Delta Э_{\text{пот}} = (Э_{\text{пот.max}} - Э_{\text{пот.min}}) / q$ то будет получено q разделяющих классы гиперповерхностей, которые в соответствии с методикой аналитического описания методами, допускающими разбиение факторного пространства на элементарные подобласти, могут быть заданы в виде предикатных уравнений (1). Здесь: $\Delta Э_{\text{пот}}$ – допустимое отклонение экономических потерь от рассчитанного значения. Обучение модели выполняется на основе вычислительного эксперимента, структурная схема которого приведена на рис. 1. В ходе эксперимента в блоке формирования реализаций (БФР) случайным образом генерируются технические величины в заданных пределах. В блоке «Энергоэкономическая модель» осуществляется расчёт экономических потерь от применения (или отказа от применения) защитных средств электроприводов в электросетях с некачественной электроэнергией. В табл. 1 приведены расчётные формулы для их определения согласно [3].

© В.В. Кузнецов, А.В. Николенко, В.П. Иващенко, Н.М. Трипутень, 2017

Таблица 1 – Этапы расчёта экономических потерь

№ этапа	Вычислительный субблок	Выходные параметры		
		Обозначение	Расчетная формула	Название
1	2	3	4	5
1	Модель напряжений в цеховых сетях	K_U	$K_U = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_n^2} \cdot \frac{100}{U_{\text{ном}}}$	коэффициент искажения синусоидальности
		$K_{U(n)}$	$K_{U(n)} = \frac{U_n}{U_{\text{ном}}} \cdot 100$	коэффициент отдельных гармонических составляющих
		K_{2U}	$K_{2U} = A_2 / A_1$	коэффициент обратной последовательности
		K_{20}	$K_{20} = A_2 / A_1$	коэффициент нулевой последовательности
2	Электромагнитная модель АД	I_{Aeq}	$I_{\text{Aeq}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N} \left(i_{A_n}\right)^2}$	эквивалентное значение тока статора (рассчитывается для каждой фазы)
		I_{Req}	то же для тока ротора	то же для ротора
		$\underline{I}_{M_n}$	$\underline{I}_{M_n} = \underline{I}_{\text{стат}_n} + \underline{I}_{\text{рот}_n}$	ток намагничивания
		ΔP_{m1}	$\Delta P_{m1} = \left(I_{Aeq}^2 + I_{Beq}^2 + I_{Ceq}^2\right) R_{\text{стат}}$	потери в меди статора
		ΔP_{m2}	то же для ротора	то же для ротора
		ΔP_C	$\Delta P_C = 3 \cdot I_M^2 \cdot R_C$	потери в стали
		ΔP_Σ	$\Delta P_\Sigma = \Delta P_{m1} + \Delta P_{m2} + \Delta P_C$	потери в стали
		P_1	$P_1 = U_A I_A + U_B I_B + U_C I_C$	потребляемая активная мощность
		Q_1	$Q_1 = \sqrt{S_1^2 - P_1^2}$	потребляемая реактивная мощность
		S_1	$S_1 = U_{Aeq} I_{Aeq} + U_{Beq} I_{Beq} + \ldots + U_{Ceq} I_{Ceq}$	потребляемая полная мощность
		P_2	$P_2 = \omega_{\text{ср}} \cdot M_{\text{ср}}$	мощность на валу
		η	$\eta = P_2 / P_1$	КПД
		cosφ	$\cos\varphi = P_1 / S_1$	коэффициент мощности (с учетом искажений)
		THD_I	$THD_I = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{N} \left(I_{\text{ср}_n}\right)^2}$	коэффициент гармонических искажений тока
		THD_T	то же для момента	то же для момента
3	Тепловая модель АД	τ(t)	$\tau_k = \tau_{(k-1)} + 1/C \left(\Delta \text{P-A}\, \tau_{(k-1)}\right)$	зависимость превышения температуры от времени
		$\tau_{\text{ср}}$	$\tau_{\text{ср}} = \frac{1}{M} \sum_k \tau_k$	средняя температура изоляции
		ά	$\alpha' = \frac{1}{T_{\text{Ц}}} \sum_n \left(\Delta \tau_n \cdot t_n\right)$	эквивалентная продолжительность работы АД с перегревом
		T	$T = T_{\text{Н}} \cdot e^{-\beta \cdot \alpha'}$	срок службы изоляции
4	Модель экономического ущерба	$E_{\text{сумм}}$	$E_{\text{сумм}} = \Delta P_{\Sigma \text{доп}} \cdot C \cdot T_{\text{работы}}$	дополнительный ущерб
		$E_{\text{год}}$	$E_{\text{год}} = E_{\text{сумм1}} - E_{\text{сумм2}} - e \cdot K$	годовой экономический ущерб
5	Параметры выбранного технического средства защиты	C_1	задается 1 мФ	емкость в заградительном фильтре
		L_1	$L_1 = \frac{1}{\omega_r^2 C}$	индуктивность заградительного фильтра
		C_2	находится итеративно	емкость в части «звезды» комбинированного фильтра
		$E_{\text{ТС}}$	определяется отдельно	стоимость технических средств

Формирование элементов предикатной модели осуществляется в блоке «Обучение и адаптация» согласно (3). При этом количество предикатов полностью определённой модели зависит от параметров входных величин и определяется по формуле [4]:

$$K_q = \prod_{i=1}^{n} \frac{d_i}{\Delta x_i} \quad , \tag{4}$$

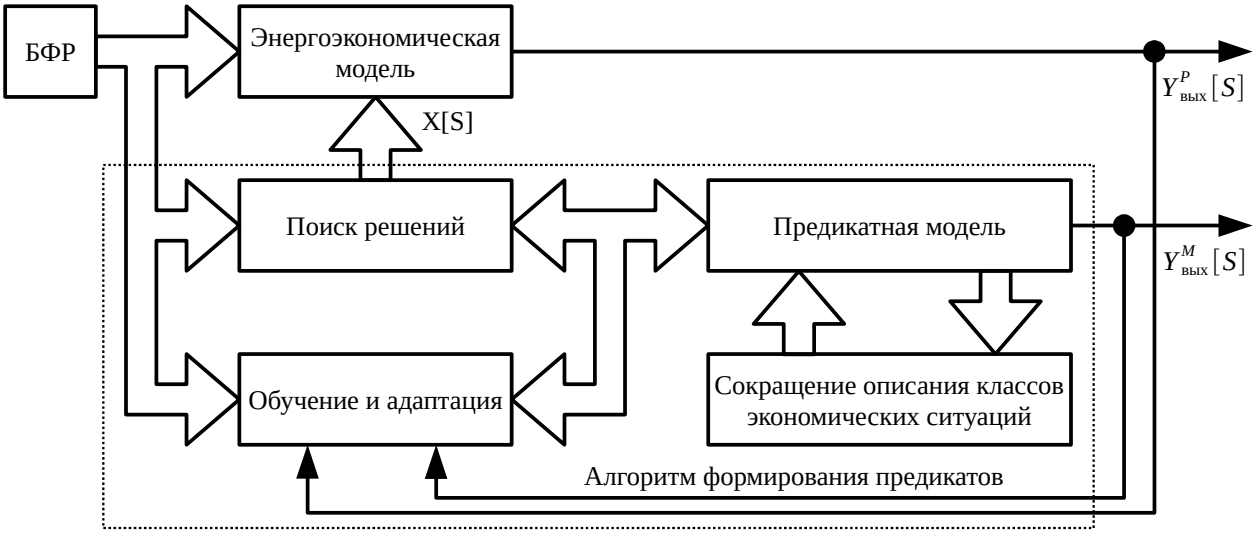


Рис. 1 – Структурная схема модели формирования предикатов

Здесь d_i и Δx_i – диапазон изменения u абсолютная точность измерения i – входной величины. В табл. 2 приведены данные о параметрах входных величин при исследовании работы АД мощностью 7500 Вт, работавшего в условиях некачественной электроэнергии. Как следует из табл. 2 и (4) K_q = 1б664·10¹³. Расчёт такого количества предикатов в приемлемые временные интервалы затруднителен. Для преодоления данного затруднения, именуемого «проклятием размерностей», в ходе обучения предикатной модели применён алгоритм ускоренного обучения [4].

Данный алгоритм позволяет включать в предикатную модель необученные области факторного пространства, если выполняются простые условия для двух предикатов из некоторого класса:

$$\begin{cases} X^1_{umin} \le X^2_{umin} \\ X^1_{umax} \ge X^2_{umax}, \text{ при } u = 1', n;\ u \ne 1 \end{cases}, \quad (5)$$

где $X^1_{umin}, X^1_{umax}, X^2_{umin}, X^2_{umax}$ – параметры проекций объединяемых областей; u – номер признаковой оси факторного пространства, в направлении которой происходит объединение подобластей.

Таблица 2 – Параметры входных величин АД

№	Входная величина	Диапазон изменения	Абсолютная точность измерения	Примечание
1	Коэффициент искажения синусоидальности	2÷15%	0,5%	
2	Коэффициенты отдельных гармонических составляющих	0÷10%	0,5%	7 первых гармоник
3	Коэффициент обратной последовательности	0÷5%	0,1%	
4	Коэффициент нулевой последовательности	0÷5%	0,1%	
5	Стоимость технических средств защиты	—	—	10 вариантов технических средств

Применение данного алгоритма позволяет существенно сократить время обучения. При этом наиболее целесообразно генерировать случайные величины по нормальному закону. Это позволяет равномерно исследовать все области «гиперпараллелепипеда», линейные размеры которого определяются диапазонами изменения входных величин. Для исключения повторных расчётов для уже обученных областей осуществляется их проверка на принадлежность одному из классов в (1).

В блоке «Предикатная модель» по сформированным значениям параметров технических и экономических величин и рассчитанным по энергоэкономической модели экономическим потерям от применения защитных устройств формируется экономическая ситуация в виде предикаты и включается в p – класс. Номер класса экономической ситуации определяется по формуле:

$$p = \text{entier}\left|Э_{\text{ном}} \times \Delta Э^{-1}_{\text{ном}}\right| + 1 \quad , \quad (3)$$

Следует также отметить, что для предикатной модели разработан алгоритм адаптации, позволяющий осуществлять её уточнение вследствие расширения парка технических средств и изменения их стоимостей [5]. Уточнённый p – класс экономических ситуаций определяется следующим предикатным уравнением:

$$Z_p[\vec{X}, \vec{C}] = \left[\vee_{l=1}^{L_1 + \lambda p} Z_{p,l}[\vec{X}, \vec{C}] \right] \wedge \left[\vee_{v=1}^{L_2} Z_{t,v}[\vec{X}, \vec{C}] \right] \quad (6)$$

где L_1 и L_2 – число полученных в результате распознавания противоречий первого и второго рода (соответственно), ∧ – логическая операция конъюнкции.

Под противоречием первого рода понимается принадлежность некоторой предикаты классу p хотя данная предиката по значению экономических потерь (вследствие изменений технических и экономических условий) должна быть включена в класс t, а под противоречием второго рода понимается принадлежность некоторой предикаты классу t хотя данная предиката по значению экономических потерь должна быть включена в класс p.

Реализация алгоритмов адаптации согласно (6) приводит к постепенному структурному усложнению предикатной модели и практическому затруднению её использования.

Преодолеть структурное усложнение модели возможно применением алгоритмов, применённых в блоке «Сокращение описания классов экономических ситуаций». Сокращение описания классов предусматривает укрупнение подобластей путём их объединения и последующим кодированием параметров предикатного уравнения, которое определяет укрупнённую область [6].

Объединение подобластей осуществляется при выполнении условий равенства в правой и левой частях выражений в (5). Тогда результирующая подобласть будет иметь минимальное и максимальное значение u – признака, определяемого как $X^{12}_{umin}=min\{X^{1}_{umin}, X^{2}_{umin}\}$; $X^{12}_{umax}=max\{X^{1}_{umax}, X^{2}_{umax}\}$. Очевидно, что при укрупнении подобластей возможна перестановка предикатов из одного класса в другой, а, следовательно, и разрешение противоречий первого и второго родов.

Кодирование параметров предикатных уравнений предполагает определение их номеров на признаковых осях в виде некоторого вектора $\vec{B}$, и сворачиванию его к некоторому скаляру по формуле [7]:

$$K=\sum_{u=1}^{2(n+r)} b_j q^{(2(n+r)-j)} \quad , \tag{7}$$

где B_j - составляющая сворачиваемого вектора $\vec{B}$, соответствующая j - признаковой оси; q - основание системы

Переход от кодирующих чисел K_γ к вектору $\vec{B}_\gamma$ осуществляется по формуле

$$b_{j\gamma} = \text{mod}\ ([K_\gamma / q^{(2(n+r)-j)}], q),\ j = 1,\overline{(n+1)}.$$

Определение наилучшего технического варианта защиты АД по предикатной модели осуществляется на основе алгоритма распознающей статической оптимизации в блоке «Поиск решений» следующим образом. Для текущих значений технических величин рассчитывается $Z_{эм}[\vec{X},\vec{C}]$, начиная с первого класса экономических, p = 1 что соответствует минимальному значению экономических потерь. Если $Z_{1l}[\vec{X},\vec{C}]=0$, для всех $l = \overline{1, \lambda_1}$, то анализируется второй класс экономических ситуаций и т.д. Данная процедура выполняется до тех пор, пока для некоторого $p = c$ и $l=Z_{cg}[\vec{X},\vec{C}]=1$. Тогда по значению констант выбранной предикаты определяются финансовые затраты и, соответственно выбранный технический вариант защиты.

В [8] показано, что предикатные уравнения (1) могут быть представлены в виде реляционной модели данных. Это позволяет описывать процедуры обучения, адаптации, минимизации и поиска оптимальных решений на основе единого математического аппарата – α – алгебры. А учитывая, что реляционные модели поддерживаются СУБД, данный подход к определению наилучшего технического средства защиты АД при его работе в условиях некачественной электроэнергии легко реализуется в производственных условиях.

Выводы. Предложенный подход к определению наилучшего варианта защиты реализован применительно к эксплуатации асинхронного двигателя мощностью 7,5 кВт. В результате вычислительных экспериментов получено множество оптимальных решений для различных условий его работы. Полученные решения могут храниться на электронных элементах памяти. Для практического использования полученных результатов достаточно оценить качество электроэнергии на конкретном предприятии и техническое состояние двигателя, а затем, используя средства СУБД (локальной или распределённой) выбрать наиболее экономически целесообразный способ защиты АД.

Список литературы: **1.** Качан Ю.Г., Николенко А.В., Кузнецов В.В. О методике выбора экономически целесообразных средств защиты асинхронных двигателей, работающих в условиях некачественной электроэнергии / Качан Ю.Г., Николенко А.В., Кузнецов В.В. ─ Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науковиробничий журнал. ─ Кременчук: КДПУ, 2011. ─ Випуск 4/2011(16).- С.53-57. **2.** Трипутень Н. М., Качан К.Г. Разработка управляющего блока для АСУ ТП крупнокускового дробления // Металлургическая и горнорудная промышленность. - 1990. - №3. - С. 64-66. **3.** Кузнецов В.В. Засоби підвищення енергоефективності асинхронних двигунів, що працюють в мережах з неякісною електроенергією: автореф. дис. канд. техн. наук: 05.09.03/ Міністерство освіти і науки України, Державний ВНЗ «НГУ». - Д., 2013. **4.** Трипутень Н.М., Коба А.С. Методика и результаты вычислительных исследований алгоритма идентификации предикатной модели // Гірнича електромеханіка та автоматика. –2000. –№64.-с.106-108. **5.** Качан Ю.Г. Адаптация образа в алгоритме распознавания производственных ситуаций //Механизация и автоматизация управления.- 1984. - №1. – С.15-17. **6.** Качан Ю. Г., Трипутень Н. М. Минимизация описания образов в задачах распознавания производственных ситуаций // Изв. вузов. гор. журн.-1986.-№7.-С.119-122. **7.** Воронов В.А. Одномерное числовое кодирование ситуаций при автоматизированном управлении технологическими процессами // Обогащение руд. - 1984. - №4. - С. 38 - 41. **8.** Трипутень Н.М., Бешта Д.О. α-алгебра в задачах керування технологічними процесами// Науковий вісник НГА України. – 2001. –№2.-с.80-83.

Bibliography (transliterated): **1.** Kachan, Ju. G., A. V. Nikolenko and V. V. Kuznecov. O metodike vybora jekonomicheski celesoobraznyh sredstv zashhity asinhronnyh dvigatelej, rabotajushhih v uslovijah nekachestvennoj jelektrojenergii. Elektromehanichni i energozberigajuchi sistemi. Shhokvartalnij naukovo – virobnichij zhurnal. ─ Kremenchuk: KDPU, 2011. ─ Vipusk 4/2011(16):53-57. **2.** Triputen, N. M., Ju. G. Kachan. Razrabotka upravljajushhego bloka dlja ASU TP krupnokuskovogo droblenija. Metallurgicheskaja i gornorudnaja promyshlennost. 1990. - No 3: 64 – 66. **3.** Kuznecov V. V. Zasobi pidvishhennja energoefektivnosti asinhronnih dviguniv, shho pracjujut v merezhah z nejakisnoju elektroenergiєju: avtoref. dis. kand. tehn. nauk: 05.09.03/ M-vo osviti i nauki Ukraïni, Derzhavnij VNZ "NGU":D., 2013. **4.** Triputen N. M., A. S. Koba. Metodika i rezultaty vychislitelnyh issledovanij algoritma identifikacii predikatnoj modeli . Girnicha elektromehanika ta avtomatika:2000: 106-108. **5.** Kachan, Ju. G. Adaptacija obraza v algoritme raspoznavanija proizvodstvennyh situacij. Mehanizacija i avtomatizacija upravlenija. 1984. No1: 15-17. **6.** Kachan, Ju. G., N. Triputen. Minimizacija opisanija obrazov v zadachah raspoznavanija proizvodstvennyh situacij. Izv. vuzov. gor. zhurn. 1986. No 7:119 - 122. **7.** Voronov V. A. Odnomernoe chislovoe kodirovanie situacij pri avtomatizacirovannom upravlenii tehnologicheskimi processami. Obogashhenie rud. 1984. No4:38 - 41. **8.** Triputen N. M., D. O. Beshta. α - algebra v zadachah keruvannja tehnologichnimi procesami. Naukovij visnik NGA Ukraïni. 2001. No2:80-83.

Поступила 01.06.2017

УДК 621.3.01

Б. И. КУЗНЕЦОВ, докт. техн. наук, проф., Институт технических проблем магнетизма НАНУ, Харьков;
Т. Б. НИКИТИНА, докт. техн. наук, проф., Харьковский национальный втомобильно-дорожный ун-т;
И. В. БОВДУЙ, канд. техн. наук, н.с., Институт технических проблем магнетизма НАНУ, Харьков;
А. В. ВОЛОШКО, канд. техн. наук, н.с., Институт технических проблем магнетизма НАНУ, Харьков;
Е. В. ВИНИЧЕНКО, канд. техн. наук, м.н.с., Институт технических проблем магнетизма НАНУ, Харьков;
Б. Б. КОБЫЛЯНСКИЙ, канд. техн. наук, доц., Украинская инженерно-педагогическая академия, Харьков.

СИНТЕЗ СИСТЕМ АКТИВНОГО ЭКРАНИРОВАНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ОДНОЦЕПНЫХ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ С ОДНОЙ КОМПЕНСАЦИОННОЙ ОБМОТКОЙ

Введение. Уровни индукции магнитного поля промышленной частоты в ряде случаев превышают предельно допустимые санитарные нормы Украины [1], что создает угрозу для здоровья людей, проживающих вблизи высоковольтных ЛЭП, и требует принятия определенных мер по снижению МП действующих ЛЭП в черте городов Украины [2]. Наиболее приемлемыми для Украины являются методы экранирования МП действующих ЛЭП, из которых необходимую эффективность обеспечивают методы активного контурного экранирования магнитного поля [3 – 5].

Анализ существующих систем активного экранирования. В работах [3, 6 – 12] выполнен синтез систем активного экранирования магнитного поля воздушных линий электропередачи различного конструктивного исполнения с учетом особенностей пространственно-временного распределения магнитного поля. Как показано в этих работах, одноцепные линии электропередачи с вертикальным и горизонтальным расположением токопроводов создают магнитное поле в рассматриваемом пространстве с незначительной поляризацией, так что годограф МП представляет сильно вытянутый эллипс, а коэффициент эллипсности (отношение меньшей полуоси эллипса к большей полуоси) существенно меньше единицы. Естественно, что такое МП можно достаточно эффективно компенсировать с помощью только одной обмотки системы активного экранирования. Годограф вектора МП, создаваемого одной обмоткой системы активного экранирования представляет собой линию и, следовательно, такое магнитное поле не имеет поляризации. С помощью этой обмотки можно скомпенсировать большую полуось эллипса годографа исходного МП, так что годограф результирующего МП, оставшегося после работы системы активного экранирования, будет представлять собой эллипс близкий к окружности, что и позволяет существенно компенсировать исходное магнитное поле.

Постановка задачи исследования. Метод синтеза замкнутых систем активного экранирования МП промышленной частоты, создаваемого воздушными ЛЭП в помещениях жилых домов разработан в [4]. Метод основан на решении задачи многокритериальной оптимизации, в которой вычисления векторов целевой функции и ограничений выполняются на основании уравнений Максвелла в квазистационарном приближении [5], а задача оптимизации решается методом мультироевой стохастической мультиагентной оптимизации на основе Парето-оптимальных решений [4, 6, 7]. Однако при таком подходе не учитываются варьируемые параметры системы, обусловленные неточно заданной моделью объекта управления и неизбежными изменениями параметров системы в ходе эксплуатации. Поэтому разработка метода синтеза робастной системы активного экранирования, в которой учитываются возможные изменения параметров системы, является актуальной научной задачей.

Целью работы является усовершенствование метода синтеза системы активного экранирования с учетом изменения параметров объекта управления на основе многокритериального подхода и его применение для синтеза робастных систем активного экранирования магнитного поля одноцепных воздушных линий электропередачи с горизонтальным и вертикальным расположением токопроводов с помощью одной компенсационной обмотки.

Принцип построения систем активного экранирования. Сущность метода активного экранирования МП ЛЭП состоит в формировании компенсирующего МП с такой пространственно-временной структурой, суперпозиция которого с МП ЛЭП в зоне защиты минимизируется до уровня санитарных норм. Метод реализуется с помощью системы активного экранирования, которая состоит из компенсационных обмоток, с помощью которых формируется компенсирующее МП [8 – 12]. Токи в компенсационных обмотках автоматически формируются по определенному алгоритму в функции сигнала с датчиков МП, установленных в зоне защиты. Система содержит источник тока, получающий энергию от внешнего источника. При использовании в системе активного экранирования только одной компенсационной обмотки можно создать компенсирующее МП, вектор индукции которого ортогонален плоскости обмотки и не изменяет своего положения со временем. Поэтому с помощью такой системы можно скомпенсировать большую полуось эллипса годографа вектора индукции магнитного поля и получить достаточно высокую эффективность экранирования слабо поляризованного МП.

Метод синтеза. В отличие от метода синтеза [4], в данной работе рассматривается многокритериальный подход к синтезу робастных систем активного экранирования. При синтезе системы математическая модель исходного магнитного поля, создаваемого воздушными линиями электропередачи известна неточно.

© Б.И. Кузнецов, Т.Б. Никитина, И.В. Бовдуй, А.В. Волошко, Е.В. Виниченко, Б.Б. Кобылянский, 2017

В частности, приближенно известны токи в токопроводах, которые имеют суточные, недельные, сезонные изменения. Неточно реализуются геометрические размеры компенсирующих обмоток, параметры регуляторов и т.д. Поэтому введем вектор $\delta \in \Delta$ отклонений параметров системы от их номинальных значений, используемых при синтезе системы. Синтезируем робастную систему для наихудшего случая (worst-case) [6], когда вариации параметров $\delta \in \Delta$ приводят к наибольшему ухудшению компенсации исходного магнитного поля, создаваемого воздушными линиями электропередачи. С этой целью найдем вектор варьируемых параметров $\delta \in \Delta$, при котором значение индукции магнитного поля в выбранной точке P_i рассматриваемого пространства P принимает максимальное значение

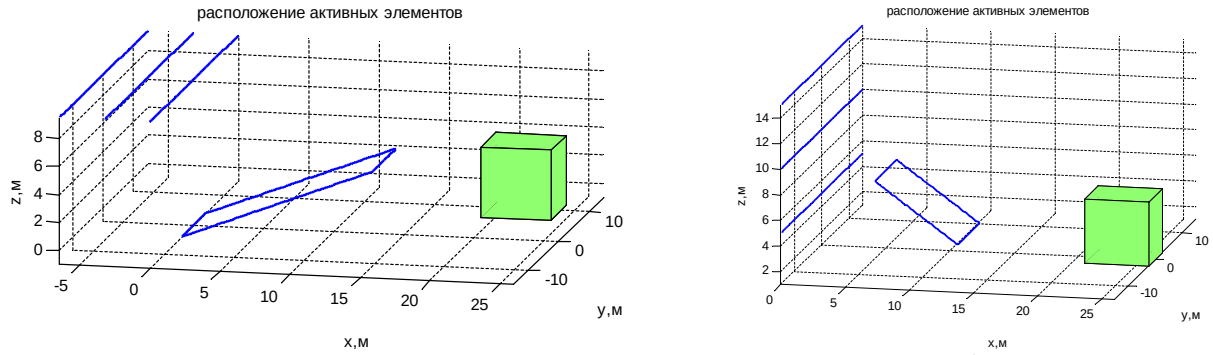
$$\bar{B}(X, P_i) = \max_{\delta \in \Delta} B(X, P_i, \delta), \quad (1)$$

для заданного вектора пространственного расположения и геометрических размеров компенсируемых обмоток, а также параметров регулятора X. Тогда синтез робастной системы активного экранирования магнитного поля промышленной частоты, создаваемого воздушными линиями электропередачи внутри заданной области пространства (1), может быть сформулирована в виде следующей задачи многокритериальной оптимизации векторного критерия

$$B(X) = \left[\bar{B}(X, P_1), \bar{B}(X, P_2), \ \ldots \ \bar{B}(X, P_m)\right]^T, \quad (2)$$

компонентами которого $\bar{B}(X,P_i)$ являются максимальные значения векторов индукции в m точках P_i рассматриваемого пространства. Компонентами векторного критерия (2) и, возможно, ограничений являются нелинейные функции вектора искомых параметров регуляторов X и вектора варьируемых параметров X их вычисление выполняется на основании закона Био – Савара [5]. Задача многокритериальной оптимизации (2) решается методом мультироевой стохастической мультиагентной оптимизации [6 – 7] на основе Парето-оптимальных решений [3].

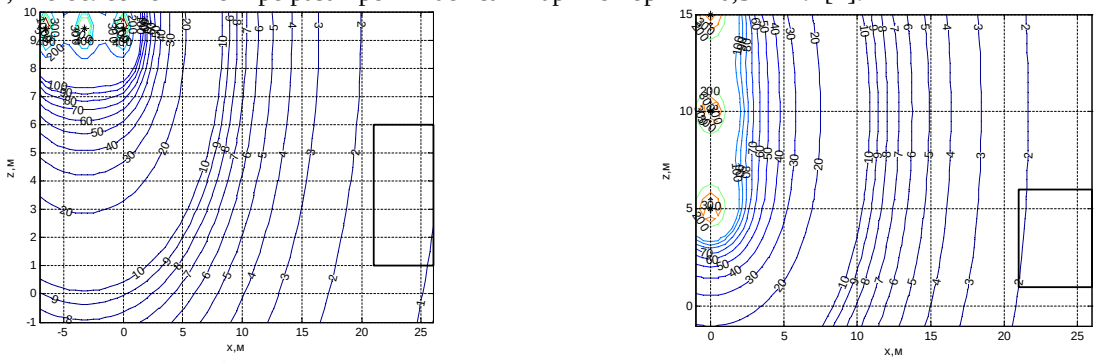
Результаты моделирования на ЭВМ. Рассмотрим результаты синтеза робастных систем активного экранирования магнитного поля одноцепных воздушных линий электропередачи с горизонтальным и вертикальным расположением токопроводов с помощью одной компенсационной обмотки. Схемы расположения ЛЭП, компенсирующей обмотки и защищаемой области: а) с горизонтальным и б) с вертикальным расположением токопроводов ЛЭП показаны на рис. 1.



а) б)

Рис. 1 Схемы расположения ЛЭП, компенсирующей обмотки и защищаемой области: а) с горизонтальным и б) с вертикальным расположением токопроводов ЛЭП

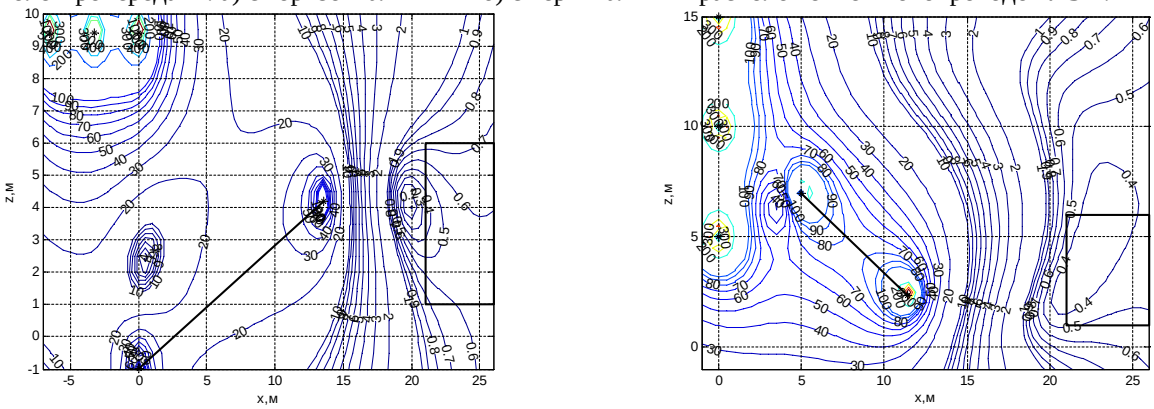
На рис. 2 показаны линии равного уровня модуля индукции исходного магнитного поля трехфазной одноцепной воздушной линии электропередачи: а) с горизонтальным и б) с вертикальным расположением токопроводов ЛЭП. При токе ЛЭП 1000 А, исходная индукция МП в рассматриваемом пространстве составляет 2,1 мкТл, что более чем в четыре раза превышает санитарные нормы в 0,5 мкТл [1].



а) б)

Рис. 2 Линии равного уровня модуля индукции исходного магнитного поля трехфазной одноцепной воздушной линии электропередачи: а) с горизонтальным и б) с вертикальным расположением токопроводов ЛЭП

На рис. 3 показаны линии равного уровня модуля индукции магнитного поля воздушных линий электропередачи при включенной системе активного экранирования в функции расстояния от крайнего токопровода линий электропередачи: а) с горизонтальным и б) с вертикальным расположением токопроводов ЛЭП.



а) б)

Рис. 3 Линии равного уровня модуля индукции магнитного с включенной системой активного экранирования: а) с горизонтальным и б) с вертикальным расположением токопроводов ЛЭП

На рис. 4 показаны зависимости величин индукции исходного магнитного поля и магнитного поля при включенной системе активного экранирования в функции расстояния от крайнего токопровода линии электропередач: а) с горизонтальным и б) с вертикальным расположением токопроводов ЛЭП.

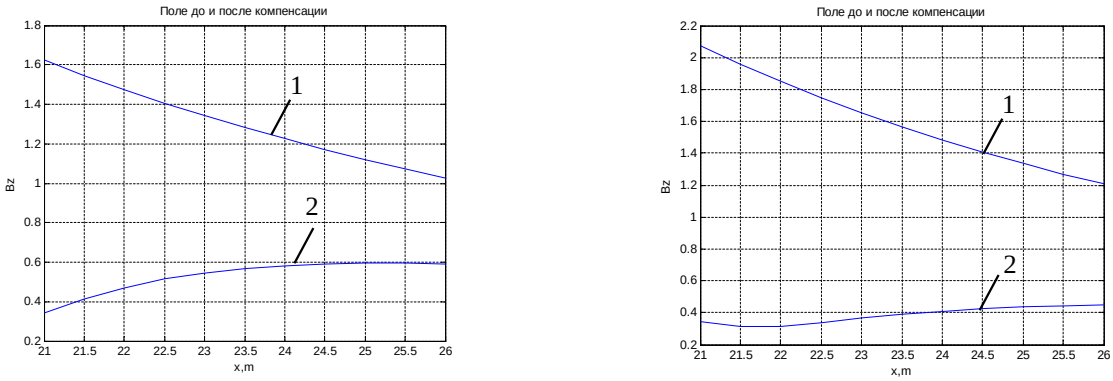
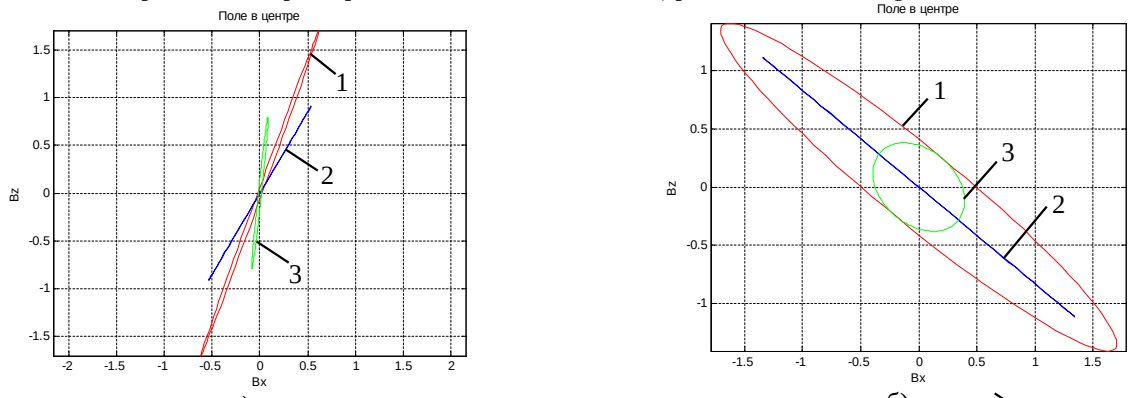


Рис. 4 Зависимости величины индукции:
1) – исходного магнитного поля и 2) – магнитного поля с включенной системой активного экранирования: а) с горизонтальным и б) с вертикальным расположением токопроводов ЛЭП

На рис. 5 показаны годографы вектора напряженности магнитного поля, создаваемого: 1 – ЛЭП; 2 – компенсирующей обмоткой, 3 – суммарного магнитного поля с включенной системой активного экранирования магнитного поля линий электропередач: а) с горизонтальным, б) с вертикальным расположением токопроводов ЛЭП. Заметим, что в англоязычных работах [12] годограф вектора напряженности магнитного поля называют пространственно-временной характеристикой магнитного поля (space-time electromagnetic field characteristics).



а) б)

Рис. 5 Годографы вектора напряженности магнитного поля, создаваемого: 1 – ЛЭП; 2 – компенсирующей обмоткой и 3 – суммарного магнитного поля: а) с горизонтальным и б) с вертикальным расположением токопроводов ЛЭП

Как видно из этого рисунка, рассматриваемые одноцепные линии электропередачи с горизонтальным и вертикальным расположением токопроводов в рассматриваемом пространстве создают магнитное поле с незначительной поляризацией, так что годограф МП представляет сильно вытянутый эллипс с достаточно малым коэффициентом эллипсности. Естественно, что такое МП можно достаточно эффективно компенсировать с помощью только одной обмотки системы активного экранирования. Как видно из этого рисунка, годограф вектора МП, создаваемого одной обмоткой системы активного экранирования представляет собой линию и, следовательно, такое магнитное поле не имеет поляризации. С помощью этой обмотки компенсируется большая полуось эллипса годографа исходного МП, так что годографы результирующего МП, оставшегося после работы систем активного экранирования, представляют собой эллипсы существенно меньшего размера по сравнению с годографами исходного магнитного поля.

Выводы. Усовершенствован метод синтеза системы активного экранирования, позволяющий учитывать изменения параметров объекта управления. Синтез системы сводится к задаче многокритериальной оптимизации, решаемой методом мультироевой стохастической мультиагентной оптимизации на основе Парето-оптимальных решений.

Приведены результаты синтеза систем активного экранирования магнитного поля промышленной частоты, создаваемого одноцепными ЛЭП с вертикальным и горизонтальным расположением токопроводов, в жилом доме, расположенном вблизи ЛЭП. Системы содержат одну компенсационную обмотку и позволяют существенно снизить уровень индукции исходного МП во всем рассматриваемом пространстве жилого дома.

Эффективность систем активного экранирования составляет более 4.

Список литературы: **1**. Правила улаштування електроустановок (ПУЕ). Видання 3-тє, перероб. і доп. – К.: Мінпаливенерго України, 2010. – 736 с. **2**. *Розов В.Ю.* Моделирование электромагнитного поля в помещениях жилых домов, расположенных вблизи линий электропередачи / *В.Ю. Розов, В.С. Гринченко, Д.Е. Пелевин, К.В. Чунихин* // Техническая электродинамика. – 2016. – №3. – С. 6–9. **3.** *Кузнецов Б.И.* Синтез систем активного экранирования магнитного поля воздушных линий электропередачи на основе многокритериальной оптимизации / *Б.И. Кузнецов, Т.Б. Никитина, И.В. Бовдуй, А.В. Волошко, Е.В. Виниченко, Б.Б. Кобылянский* // Електротехніка і електромеханіка – 2016. – №6. – С. 26–30. **4**. *Кузнецов Б.И.* Метод синтеза замкнутых систем активного экранирования магнитного поля воздушных линий электропередачи / *Б.И. Кузнецов, А.Н. Туренко, Т.Б. Никитина, А.В. Волошко, В.В. Коломиец* // Техническая электродинамика. – 2016. – №4. – С. 8–10. **5**. *Розов В.Ю.* Метод расчета магнитного поля трехфазных линий электропередачи / *В.Ю. Розов, С.Ю. Реуцкий, О.Ю. Пилюгина* // Техническая электродинамика. – 2014. – №5. – С. 11–13. **6**. *Clerc. M.* Particle Swarm Optimization / *M. Clerc.* – London: ISTE Ltd, 2006. – 244 p. **7**. *Gazi V.* Swarm Stability and Optimization / *V. Gazi, K.M. Passino*. – Springer, 2011. – 318 p. **8**. Active Magnetic Shielding (Field Cancellation). http://www.emfservices.com/afcs.html. **9**. *Beltran H.* Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications / *H. Beltran, V. Fuster, M. García* // 9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica (9CHLIE), Marbella (Málaga). – 2005. – Pp. 84–99. **10.** *Brake H.J.M.* New results in active noise compensation for magnetically shielded rooms / *Brake H.J.M. R. Huonker, H. Rogalla* / Meas. Sci. Technol. – 1993. – № 4. – Pp. 1370–1375. **11**. *Celozzi S.* Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization / *S. Celozzi, F. Garzia* // IEE Proc. Sci. Meas. Technol. – Rome, Italy, Jan. 2004. – Vol. 151. – №1. – Pp. 2–7. **12.** *Shenkman A.* Active protection from electromagnetic field hazards of a high voltage power line / *A. Shenkman, N. Sonkin, V. Kamensky* // HAIT Journal of Science and Engineering. – 2005. – Vol. 2. – №2. – Pp. 254–265.

Bibliography (transliterated):**1**. *Pravila ulashtuvannya electroustanovok*. Vyd. 3, pererob. i dop. Kyiv: Minpalyvenergo of Ukraine Publ. 2010. 736. Print. **2**. Rozov, V.Yu., Grinchenko, V.S., Pelevin, D.Ye., Chunikhin, K.V. “Modelirovanie ehlektromagnitnogo polya v pomeshcheniyah zhilyh domov, raspolozhennyh vblizi linij ehlektroperedachi”. *Tekhnichna elektrodynamika.* No. 3. 2016. 6–9. Print. **3**. Kuznetsov, B.I., Nikitina, T.B., Voloshko, A.V., Bovdyi, I.V., Vinichenko, E.V., Kobilyanskiy, B.B. “Cintez sistem aktivnogo ekranirovaniya magnitnogo polya vozdushnyih liniy elektroperedachi na osnove mnogokriterialnoy optimizatsii”. *Elektrotekhnika i Elektromekhanika***.** No. 6. 2016. 26–30. Print. **4.** Kuznetsov, B.I., Turenko, A.N., Nikitina, T.B., Voloshko, A.V., Kolomiets, V.V. “Metod sinteza zamknutyh sistem aktivnogo ehkranirovaniya magnitnogo polya vozdushnyh linij ehlektroperedachi.” *Tekhnichna elektrodynamika.* No. 4. 2016. 8–10. Print. **5.** Rozov, V.Yu., Reutskyi, S.Yu. Pyliugina, O.Yu. “Metod rascheta magnitnogo polia trekhfaznykh linii elektroperedachi.” *Tekhnichna elektrodynamika*. No. 5. 2014. 11–13. Print. **6**. Clerc, M. *Particle Swarm Optimization*. London: ISTE Ltd, 2006. 244. Print. **7.** Gazi, V. Passino, K.M. *Swarm Stability and Optimization*. Springer, 2011. 318. Print. **8**. Active Magnetic Shielding (Field Cancellation). http://www.emfservices.com/afcs.html. **9**. Beltran, H., Fuster, V., García, M. “Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications.” *9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica (9CHLIE), Marbella (Málaga)*. 2005. 84–99. Print. **10.** Brake, H.J.M. Huonker, R., Rogalla, H. “New results in active noise compensation for magnetically shielded rooms.” *Meas. Sci. Technol*. No. 4. 1993. 1370–1375. Print. **11**. Celozzi, S. Garzia, F. “Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization.” *IEE Proc. Sci. Meas. Technol*. – Rome, Italy. No. 1.151. 2004. 2–7. Print. **12.** Shenkman, A., Sonkin, N., Kamensky, V. “Active protection from electromagnetic field hazards of a high voltage power line.” *HAIT Journal of Science and Engineering*. No. 2.2. 2005. 254–265. Print.

Поступила 13.04.2017

УДК 62-83:621.77, 62-83:681.5

Е. В. ПОЛИЛОВ, канд. техн. наук, доц., Донбасский государственный технический университет, Алчевск.

ДИНАМИКА СВОБОДНОГО ДВИЖЕНИЯ В ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ

Проблема и ее связь с научными и практическими задачами. Зависимость эффекта всплеска от спектра матрицы ***A*** (и других ее характеристик) интересовала специалистов по теории управления с самого начала становления этой научной дисциплины. Пионерской работой в этом направлении явилась статья А. А. Фельдбаума [1] 1948 года. А. А. Фельдбаум получил ряд результатов о связи расположения корней с характеристиками переходного режима. Решения ограничены *частным случаем*, когда все корни вещественны, кроме, быть может, одной комплексной пары. Вопрос о существовании больших уклонений был поставлен в конце 1970–х годов В. Н. Полоцким в ряде работ, например, [2, 3]. Достаточно полный ответ на этот вопрос был получен Р. Н. Измайловым в [4] в 1987 году. Показано, что «сдвиг» всех полюсов влево (это способствует более быстрой асимптотической скорости затухания процесса) приводит к неизбежной плате за это – к большим уклонениям траектории на начальном участке. Эти важные результаты Измайлова были несколько обобщены в [5], а их более простое доказательство дано в [6]. Новым шагом было доказательство того, что и при малых собственных значениях возникают большие уклонения [7-9]; более того, эти эффекты присущи и другим расположениям полюсов. Существенно, но и сами авторы работ позиционируют решения лишь в оценке *нижней границы* всплеска, заведомо полагая, что всплеск всегда больший. В разы? На порядок? Много больший? Стратегическая ошибка сторонников представленного направления исследований и посему ставших де–факто эмпирическими их решениях заключается в неучёте *взаимного местоположения* нулей и полюсов передаточной функции $A(p_{\Omega_{(0)}})/B(p_{\Omega_{(\times)}})$ проектируемой замкнутой системы из–за желания пояснить процессы лишь терминами собственных значений матрицы динамики ***A***.

В цикле статей автора [10-14] впервые доказана аналитическая зависимость максимума переходной характеристики $h(t)$ в управлении линейными динамическими системами произвольного порядка. Рассмотрены случаи $m = n$, $m < n$ *вынужденного движения* однотемповых и сингулярно–возмущённых систем. Получены условия возникновения так называемого феномена всплеска $\max h(t) \gg 1$ и неконтролируемого роста фазовых переменных $\boldsymbol{x}$.

Постановка задачи. Терминами классической теории автоматического управления (корневые методы) оценить условия возникновения феномена всплеска и неконтролируемого роста фазовых переменных $\boldsymbol{x}$ линейных динамических систем произвольного порядка, найти аналитическую зависимость верхней границы, или максимума, переходной характеристики $h(t)$ *свободного движения* однотемповых и сингулярно возмущённых систем.

Изложение материала и его результаты. Используемый математический аппарат основан на работах автора [10-14]. **Теорема**. *Свободное движение* устойчивой динамической системы, описываемой линейной передаточной функцией для всех $m \le n$ определено геометрией $\widetilde{R}_{i(0),\,j} = \underset{i=1,n}{gmean}\left(c_{i,\,j}(t)\right)$ корней $\langle c_{1j}(t),\ c_{2j}(t),\ \ldots,\ c_{(n-j)j}(t)\rangle_j$, вложений слева $k_{0\,j} \times \widetilde{B}_j(p_{\Omega_{(0),\,j}}) = \sum_{k=0}^{n-j} b_{n-k}\, p^{n-j-k}$, $j \in \overline{1,\mathrm{n}}$ в полином $B(p_{\Omega_{(\times)}})$.

$$W(p_{\Omega_{(0\times)}}) = k_0 \frac{A(p_{\Omega_{(0)}})}{B(p_{\Omega_{(\times)}})} = k_0 \frac{\sum_{i=0}^{m} \alpha_{m-i}(t)\, p^{m-i}}{\sum_{j=0}^{n} \beta_{nj}(t)\, p^{n-j}} = k_0 \frac{\alpha^*_m p^m_{\Omega_{(0)}} + \alpha^*_{m-1} p^{m-1}_{\Omega_{(0)}} + \ldots + \alpha^*_{m-j} p^{m-j}_{\Omega_{(0)}} + \ldots + \alpha^*_1 p_{\Omega_{(0)}} + \alpha^*_0}{\beta^*_n p^n_{\Omega_{(\times)}} + \beta^*_{n-1} p^{n-1}_{\Omega_{(\times)}} + \ldots + \beta^*_{n-j} p^{n-j}_{\Omega_{(\times)}} + \ldots + \beta^*_1 p_{\Omega_{(\times)}} + \beta_0} =$$
$$= k_0 \frac{\frac{\alpha^*_m}{R^m_{i(0)}} p^m + \frac{\alpha^*_{m-1}}{R^{m-1}_{i(0)}} p^{m-1} + \ldots + \frac{\alpha^*_{m-j}}{R^{m-j}_{i(0)}} p^{m-j} + \ldots + \frac{\alpha^*_1}{R_{i(0)}} p + \alpha^*_0}{\frac{\beta^*_n}{R^n_{i(\times)}} p^n + \frac{\beta^*_{n-1}}{R^{n-1}_{i(\times)}} p^{n-1} + \ldots + \frac{\beta^*_{n-j}}{R^{n-j}_{i(\times)}} p^{n-j} + \ldots + \frac{\beta^*_1}{R_{i(\times)}} p + \beta^*_0} \qquad (1)$$

здесь $p_{\Omega_{(0)}} = p/\Omega_{(0)}$, $p_{\Omega_{(\times)}} = p/\Omega_{(\times)}$; $R_{i(0,\times)} = \Omega_{(0,\times)} = \underset{j=\overline{1,n}}{gmean}\left(c_j(t), c^*_j(t)\right)$ и $\alpha^*_{m-j} = \alpha_{m-j} \cdot \Omega^{m-j}_{(0)}$, $\beta^*_{n-j} = \beta_{n-j} \cdot \Omega^{n-j}_{(\times)}$

Всплеск фазовых переменных $\|\boldsymbol{x}\|_\infty > 1$ *при произвольных начальных условиях* $y(t_0), y'(t_0), \ldots, y^{(n-1)}(t_0)$ *на любых удалениях кластеров корней* $A(p_{\Omega_{(0)}}) = 0$ *и* $B(p_{\Omega_{(\times)}}) = 0$ *невозможен, даже теоретически*. Частное геометрических средних $R_{i(\times)} / \check{R}_{i(0),j} < 1$, $\forall\, j = \overline{1,n}$ всегда. *Всплеск фазовых переменных* $\|\mathbf{x}\|_\infty > 1$ *при произвольных начальных условиях* $u(t_0), u'(t_0), \ldots, u^{(n-1)}(t_0)$ *неизбежен, когда в любой ПФ* $W^{(\cdot)}_j(p)$: $R_{\langle i(\times),\,\overline{n,0}\rangle}(t) / R_{\langle i(0),\,\overline{m,m-j}\rangle}(t) > 1$, $\forall\, j = \overline{1,n}$.

Доказательство. Пусть функция $f(t)$ имеет изображение $F(p) = L[f(t)]$ по Лапласу. Найдём L–изображение производной $L[f(t)] = L[df(t)/dt]$ этой функции:

$$L[f'(t)] = \int_0^\infty f'(t) e^{-pt}\, dt. \qquad (2)$$

© Е.В. Полилов, 2017

Произведём интегрирование по частям:

$$\int_0^\infty f'(t)e^{-pt}dt=\int_0^\infty u\,v'\,dt=uv|_0^\infty-\int_0^\infty u'vdt=f(t)e^{-pt}|_0^\infty+p\int_0^\infty f(t)e^{-pt}dt=-f(0)+p\underbrace{\int_0^\infty f(t)e^{-pt}dt}_{F(p)}. \quad (3)$$

Интеграл в последней сумме (3) представляет собой *L*–изображение функции *f*(*t*), поэтому справедлива запись $L[f(t)] = pF(p) - f(0)$. Применяя аналогичный подход для вывода *L*–изображений высших производных при ненулевых начальных условиях, нетрудно получить:

$$\begin{aligned}
&L[f''(t)]=p^2F(p)-pf(0)-f'(0);\\
&L[f^{(3)}(t)]=p^3F(p)-p^2f(0)-pf'(0)-f''(0);\\
&L[f^{(4)}(t)]=p^4F(p)-p^3f(0)-p^2f'(0)-pf''(0)-f^{(3)}(0);\\
&L[f^{(5)}(t)]=p^5F(p)-p^4f(0)-p^3f'(0)-p^2f''(0)-pf^{(3)}(0)-f^{(4)}(0)\ \text{ и т.д.}
\end{aligned} \quad (4)$$

Тогда для производной *n*–го порядка можно записать:

$$L[f^{(n)}(t)]=p^nF(p)-[p^{n-1}f(0)+p^{n-2}f'(0)+\ldots+pf^{(n-2)}(0)+f^{(n-1)}(0)], \quad (5)$$

откуда следует общая формула *L*–изображений высших производных при ненулевых начальных условиях:

$$L[f^{(n)}(t)]=p^nF(p)-\sum_{k=0}^{n-1}p^{n-1-k}f^{(k)}(0). \quad (6)$$

Полагаем, динамическая система выражена в виде *однородного* дифференциального уравнения (случай с ненулевой правой частью рассмотрен ниже):

$$b_ny^{(n)}+b_{n-1}y^{(n-1)}+\ldots+b_1y'+b_0y=0. \quad (7)$$

Зададим произвольные начальные условия $y(t_0)$, $y'(t_0)$, …, $y^{(n-1)}(t_0)$, тогда запишем:

$$\begin{aligned}
&b_n\left[p^nY(p)-y(t_0)p^{n-1}-y'(t_0)p^{n-2}-\ldots-y^{(n-2)}(t_0)p-y^{(n-1)}(t_0)\right]+\\
&+b_{n-1}\left[p^{n-1}Y(p)-y(t_0)p^{n-2}-y'(t_0)p^{n-3}-\ldots-y^{(n-2)}(t_0)\right]+\ldots+b_1\left[pY(p)-y(t_0)\right]+b_0Y(p)=0,
\end{aligned} \quad (8)$$

или перестановкой ненулевых $y(t_0)$, $y'(t_0)$, …, $y^{(n-1)}(t_0)$ вправо:

$$\begin{aligned}
&Y(p)\left(b_np^n+\ldots+b_1p+b_0\right)=y(t_0)\left(b_np^{n-1}+\ldots+b_2p+b_1\right)+\\
&+y'(t_0)\left(b_np^{n-2}+\ldots+b_3p+b_2\right)+\ldots+y^{(n-2)}(t_0)\left(b_np+b_{n-1}\right)+y^{(n-1)}(t_0)b_n.
\end{aligned} \quad (9)$$

Откуда выходная переменная *Y*(*p*)

$$\begin{aligned}
Y(p)&=y(t_0)\underbrace{\left\langle\frac{b_np^{n-1}+\ldots+b_2p+b_1}{b_np^n+\ldots+b_1p+b_0}\right\rangle}_{W_1^{\langle y_0\rangle}(p)}+y'(t_0)\underbrace{\left\langle\frac{b_np^{n-2}+\ldots+b_3p+b_2}{b_np^n+\ldots+b_1p+b_0}\right\rangle}_{W_2^{\langle y_0\rangle}(p)}+\ldots\\
&\ldots+y^{(n-2)}(t_0)\underbrace{\left\langle\frac{b_s+b_{n-1}}{b_np^n+\ldots+b_1p+b_0}\right\rangle}_{W_{(n-1)}^{\langle y_0\rangle}(p)}+y^{(n-1)}(t_0)\underbrace{\left\langle\frac{b_n}{b_np^n+\ldots+b_1p+b_0}\right\rangle}_{W_n^{\langle y_0\rangle}(p)}=\\
&=y(t_0)W_1^{\langle y_0\rangle}(p)+y'(t_0)W_2^{\langle y_0\rangle}(p)+\ldots+y^{(n-2)}(t_0)W_{n-1}^{\langle y_0\rangle}(p)+y^{(n-1)}(t_0)W_n^{\langle y_0\rangle}(p),
\end{aligned} \quad (10)$$

здесь $W_j^{\langle y_0\rangle}(p)=\left(\sum_{k=0}^{n-j}b_{n-k}p^{n-j-k}\right)/\left(\sum_{i=0}^{n}b_{n-i}(t)p^{n-i}\right)$, $\forall j=\overline{1,n}$.

Эта же переменная *Y*(*p*) слегом инвариантов $R_{i(\times)}$ и $\widetilde{R}_{i(0),j}$ Полилова–Мотченко [10-14]:

$$\begin{aligned}
Y(p)&=y(t_0)\times\underbrace{\left\langle\frac{\underbrace{\frac{\beta^*_{n-1,1}}{R^{n-1}_{\langle i(0)\rangle\overline{n-1,0}}}}_{b_n}p^{n-1}+\underbrace{\frac{\beta^*_{n-2,1}}{R^{n-2}_{\langle i(0)\rangle\overline{n-1,0}}}}_{b_{n-1}}p^{n-2}+\ldots+\underbrace{\frac{\beta^*_{1,1}}{R^{1}_{\langle i(0)\rangle\overline{n-1,0}}}}_{b_2}p+\underbrace{\frac{\beta^*_{0,1}}{R^{0}_{\langle i(0)\rangle\overline{n-1,0}}}}_{b_1}}{\underbrace{\frac{\beta^*_{n}}{R^{n}_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_n}p^n+\underbrace{\frac{\beta^*_{n-1}}{R^{n-1}_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_{n-1}}p^{n-1}+\ldots+\underbrace{\frac{\beta^*_{1}}{R^{1}_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_1}p+\underbrace{\frac{\beta^*_{0}}{R^{0}_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_0}}\right\rangle}_{W_1^{\langle y_0\rangle}(p)}+\\
&+y'(t_0)\times\underbrace{\left\langle\frac{\underbrace{\frac{\beta^*_{n-2,2}}{R^{n-2}_{\langle i(0)\rangle\overline{n-2,0}}}}_{b_n}p^{n-2}+\underbrace{\frac{\beta^*_{n-3,2}}{R^{n-3}_{\langle i(0)\rangle\overline{n-2,0}}}}_{b_{n-1}}p^{n-3}+\ldots+\underbrace{\frac{\beta^*_{1,2}}{R^{1}_{\langle i(0)\rangle\overline{n-2,0}}}}_{b_3}p+\underbrace{\frac{\beta^*_{0,2}}{R^{0}_{\langle i(0)\rangle\overline{n-2,0}}}}_{b_2}}{\underbrace{\frac{\beta^*_{n}}{R^{n}_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_n}p^n+\underbrace{\frac{\beta^*_{n-1}}{R^{n-1}_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_{n-1}}p^{n-1}+\ldots+\underbrace{\frac{\beta^*_{1}}{R^{1}_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_1}p+\underbrace{\frac{\beta^*_{0}}{R^{0}_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_0}}\right\rangle}_{W_2^{\langle y_0\rangle}(p)}+\ldots
\end{aligned} \quad (11)$$

$$\ldots+y^{(n-1)}(t_0)\times\left\langle\underbrace{\frac{\underbrace{\frac{\beta^*_{0,n}}{R^0_{\langle i(0)\rangle\overline{0,0}}\to 1}}_{b_n}}{\underbrace{\frac{\beta^*_n}{R^n_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_n}p^n+\underbrace{\frac{\beta^*_{n-1}}{R^{n-1}_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_{n-1}}p^{n-1}+\ldots+\underbrace{\frac{\beta^*_1}{R^1_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_1}p+\underbrace{\frac{\beta^*_0}{R^0_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}}}_{b_0}}}_{W_n^{\langle y_0\rangle}(p)}\right\rangle, \tag{11}$$

здесь ПФ $$W_j^{\langle y_0\rangle}(p)=k_{0j}\frac{\widetilde{B}_j\left(p_{\Omega_{\langle 0\rangle,j}}\right)=\left(R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-i}}:\beta^*_{n-j,j}p^{n-j},\beta^*_{n-j-1,j}p^{n-j-1}\ldots\beta^*_{0,j}\right)}{B\left(p_{\Omega_{\langle\times\rangle}}\right)=\left(R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}:\beta^*_n p^n,\beta^*_{n-1}p^{n-1}\ldots\beta^*_0\right)},\ \forall j=\overline{1,n}. \tag{12}$$

Числитель каждой ПФ $W_j^{\langle y_0\rangle}(p)$ $k_{0j}\times\widetilde{B}_j\left(p_{\Omega_{\langle 0\rangle j}}\right)=\sum_{k=0}^{n-j}b_{n-k}p^{n-j-k}$ будем интерпретировать терминами *вложений* в $B\left(p_{\Omega_{\langle\times\rangle}}\right)$ *слева* [11]:

$$\underbrace{b_n(t)p^n}_{R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-1}}(t)=|b_{n-1}(t)/b_n(t)|}+\underbrace{b_{n-1}(t)p^{n-1}}_{\ldots}+\ldots+\underbrace{b_{n-j}(t)p^{n-j}}_{R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-j}}(t)=\sqrt[n-j]{|b_{n-j}(t)/b_n(t)|}}+\ldots+\underbrace{b_2(t)p^2}_{R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,2}}(t)=\sqrt[n-2]{|b_2(t)/b_n(t)|}}+\underbrace{b_1(t)p}_{R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,1}}(t)=\sqrt[n-1]{|b_1(t)/b_n(t)|}}+\underbrace{b_0(t)}_{R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}(t)=\sqrt[n]{|b_0(t)/b_n(t)|}}. \tag{13}$$

В теореме Полилова о маркерах устойчивости линейной динамической системы одним из $2n(n–1)$ условий гурвицевости $1/B\left(p_{\Omega_{\langle\times\rangle}}\right)$ является в том числе и невозрастание компонент P_{ij} 1–го столбца

$$P_{B(p,t)}=\begin{vmatrix} & b_np^n & b_{n-1}p^{n-1} & \ldots & b_{n-j}p^{n-j} & \ldots & b_1p & b_0\\ b_np^n & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0\\ b_{n-1}p^{n-1} & \left|\frac{b_{n-1}}{b_n}\right| & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & 0 & 0 & 0\\ b_{n-i}p^{n-i} & \sqrt[i]{\left|\frac{b_{n-j}}{b_n}\right|} & \sqrt[i-1]{\left|\frac{b_{n-i}}{b_{n-1}}\right|} & & \sqrt[i-j]{\left|\frac{b_{n-i}}{b_{n-j}}\right|} & \vdots & 0 & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & & & \vdots\\ b_1p & \sqrt[n-1]{\left|\frac{b_1}{b_n}\right|} & \sqrt[n-2]{\left|\frac{b_1}{b_{n-1}}\right|} & & \sqrt[n-j-1]{\left|\frac{b_1}{b_{n-j}}\right|} & \vdots & 0 & 0\\ b_0 & \sqrt[n]{\left|\frac{b_0}{b_n}\right|} & \sqrt[n-1]{\left|\frac{b_0}{b_{n-1}}\right|} & \vdots & \sqrt[n-j]{\left|\frac{b_0}{b_{n-j}}\right|} & & \left|\frac{b_0}{b_1}\right| & 0 \end{vmatrix} \tag{14}$$

что в формульной интерпретации

$$\left|\frac{b_{n-1}}{b_n}\right|>\sqrt[2]{\left|\frac{b_{n-2}}{b_n}\right|}>\ldots>\sqrt[i]{\left|\frac{b_{n-i}}{b_n}\right|}>\ldots>\sqrt[n-1]{\left|\frac{b_1}{b_n}\right|}>\sqrt[n]{\left|\frac{b_0}{b_n}\right|}. \tag{15}$$

Или сленгом инвариантов Полилова-Мотченко [10-14]:

$$R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-1}}(t)>R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-2}}(t)>\ldots>R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-i}}(t)>\ldots>R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,0}}(t) \tag{16}$$

здесь же $$P_{B(p,t)}=\begin{vmatrix} & b_np^n & b_{n-1}p^{n-1} & \ldots & b_{n-j}p^{n-j} & \ldots & b_1p & b_0\\ b_np^n & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0\\ b_{n-1}p^{n-1} & R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-1}} & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & 0 & 0 & 0\\ b_{n-i}p^{n-i} & R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-i}} & R_{\langle i(0)\rangle\overline{n-1,n-1}} & & R_{\langle i(0)\rangle\overline{n-j,n-1}} & & 0 & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & & & \vdots\\ b_1p & R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,1}} & R_{\langle i(0)\rangle\overline{n-1,1}} & & R_{\langle i(0)\rangle\overline{n-j,1}} & \vdots & 0 & 0\\ b_0 & R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}} & R_{\langle i(0)\rangle\overline{n-1,0}} & \vdots & R_{\langle i(0)\rangle\overline{n-j,0}} & & R_{\langle i(0)\rangle\overline{n-1,0}} & 0 \end{vmatrix}. \tag{17}$$

вложения в полином $B(_{p\Omega})$, радиусы $R_{\langle i(0)\rangle\overline{i,j}}$ инвариантов Полилова–Мотченко.

Иными словами, в любой Гурвицевой системе инварианты $R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-i}}$ вложенных полиномов $\widetilde{B}_j\left(p_{\Omega_{\langle 0\rangle,j}}\right)$ *всегда больше* инварианта $R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}$ полинома $B\left(p_{\Omega_{\langle\times\rangle}}\right)$, их содержащего (в каждой исследуемой передаточной функции).

$$W_j^{\langle y_0\rangle}(p)=k_{0j}\frac{\widetilde{B}_j\left(p_{\Omega_{(0)j}}\right)=\left(R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-i}}:\beta^*_{n-j,j}p^{n-j},\beta^*_{n-j-1,j}p^{n-j-1}\ldots\beta^*_{0,j}\right)}{B\left(p_{\Omega_{(\times)}}\right)=\left(R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}:\beta^*_n p^n,\beta^*_{n-1}p^{n-1}\ldots\beta^*_0\right)},\ \forall\, j=\overline{1,n} \tag{18}$$

быстрые нули $R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}(t)$ / $R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-i}}(t)$ < 1 , согласно теоремам Полилова о максимуме переходной характеристики $h(t)$ [10], и есть мера гарантированного невозникновения всплеска $M_j(R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}(t)$ / $R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-i}})^{n-j}$ фазовых переменных на любых удалениях кластеров корней $A\left(p_{\Omega_{(0)}}\right)=0$ и $B\left(p_{\Omega_{(\times)}}\right)=0$ ПФ любого порядка $m \le n$ от мнимой оси.

Доказательство для *однородного* дифференциального уравнения окончено.

В подтверждение изложенного исследованы сотни динамических систем $W\left(p_{\Omega_{(0\times)}}\right)$ при произвольных начальных условиях $y(t_0)$, $y'(t_0)$, …, $y^{(n-1)}(t_0)$ на любых удалениях кластеров корней $A\left(p_{\Omega_{(0)}}\right)=0$ и $B\left(p_{\Omega_{(\times)}}\right)=0$. Всплеска нет. Продолжим теорему. Если данный объект (1) описывается в виде *неоднородного* дифференциального уравнения, то

$$b_n y^{(n)}+b_{n-1}y^{(n-1)}+\ldots+b_1 y'+b_0 y=\underbrace{a_m u^{(m)}+a_{m-1}u^{(m-1)}+\ldots+a_1 u'+a_0 u}_{\neq 0}\ . \tag{19}$$

Зададим начальные условия: $y(t_0)$, $y'(t_0)$, …, $y^{(n-1)}(t_0)$ и произвольные $u(t_0)$, $u'(t_0)$, …, $u^{(n-1)}(t_0)$, тогда получим

$$\begin{gathered}Y(p)\left(b_n p^n+\ldots+b_1 p+b_0\right)=a_m\left[p^m U(p)-u(t_0)p^{m-1}-u'(t_0)p^{m-2}-\ldots-u^{(m-2)}(t_0)p-u^{(m-1)}(t_0)\right]+\\ +a_{m-1}\left[p^{m-1}U(p)-u(t_0)p^{m-2}-u'(t_0)p^{m-3}-\ldots-u^{(n-2)}(t_0)\right]+\ldots+a_1\left[pU(p)-u(t_0)\right]+a_0 U(p),\end{gathered} \tag{20}$$

или

$$\begin{gathered}Y(p)\left(b_n p^n+\ldots+b_1 p+b_0\right)=U(p)\left(a_m p^m+\ldots+a_1 p+a_0\right)-\\ -u(t_0)\left(a_m p^{m-1}+\ldots+a_2 p+a_1\right)-u'(t_0)\left(a_m p^{m-2}+\ldots+a_3 p+a_2\right)-\ldots-u^{(m-2)}(t_0)(a_m p+a_{m-1})-u^{(m-1)}(t_0)a_m.\end{gathered} \tag{21}$$

Отсюда выходная переменная $Y(p)$

$$\begin{gathered}Y(p)=U(p)\underbrace{\frac{a_m p^m+\ldots+a_1 p+a_0}{b_n p^n+\ldots+b_1 p+b_0}}_{W^{\langle U\rangle}(p)}-u(t_0)\underbrace{\frac{a_m p^{m-1}+\ldots+a_2 p+a_1}{b_n p^n+\ldots+b_1 p+b_0}}_{W_1^{\langle u0\rangle}(p)}-u'(t_0)\underbrace{\frac{a_m p^{m-2}+\ldots+a_3 p+a_2}{b_n p^n+\ldots+b_1 p+b_0}}_{W_2^{\langle u0\rangle}(p)}\\ -u^{(m-2)}(t_0)\underbrace{\frac{a_m p+a_{m-1}}{b_n p^n+\ldots+b_1 p+b_0}}_{W_{n-1}^{\langle u0\rangle}(p)}-u^{(m-1)}(t_0)\underbrace{\frac{a_m}{b_n p^n+\ldots+b_1 p+b_0}}_{W_n^{\langle u0\rangle}(p)},\end{gathered} \tag{22}$$

где в каждом из этих слагаемых всплеск неизбежен, когда $W_j^{(\bullet)}(p)$: $R_{i(\times)}(t)$ / $R_{i(0)}(t)$ > 1.

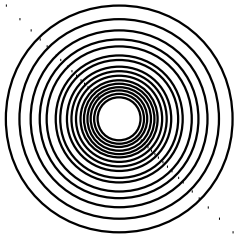


Рис. 1 Радиусы инвариантов Полилова-Мотченко $R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-1}}(t) > R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-2}}(t) > \ldots > R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,n-i}}(t) > \ldots > R_{\langle i(0)\rangle\overline{n,1}}(t) > R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}(t)$, смежные j, j+1, $\forall j = \overline{1,n}$ последовательно убывают в гурвицевой системе.

Числитель каждой ПФ $W_j^{\langle u_0\rangle}(p)$ $k_{0j}\times A_j\left(p_{\Omega_{(0)j}}\right)=\sum_{k=0}^{m-j}a_{m-k}p^{m-j-k}$, как и ранее в $W_j^{\langle y_0\rangle}(p)$, будем интерпретировать терминами *вложений в* $A\left(p_{\Omega_{(0)}}\right)$ *слева*. Эта же переменная $Y(p)$ сленгом инвариантов $R_{i(\times)}$ = *const* и $R_{i(0),j}$ Полилова–Мотченко [10-14]:

$$\begin{gathered}Y(p)=U(p)\times\underbrace{\frac{\left(R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,m}}:\alpha^*_{m,0}p^m,\alpha^*_{m-1,0}p^{m-1}\ldots\alpha^*_{0,0}\right)}{\left(R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}=const:\beta^*_n p^n,\beta^*_{n-1}p^{n-1}\ldots\beta^*_0\right)}}_{W^{\langle U\rangle}(p)}-u(t_0)\times\underbrace{\frac{\left(R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,m-1}}:\alpha^*_{m,1}p^{m-1},\alpha^*_{m-1,1}p^{m-2}\ldots\alpha^*_{1,1}\right)}{\left(R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}=const:\beta^*_n p^n,\beta^*_{n-1}p^{n-1}\ldots\beta^*_0\right)}}_{W_1^{\langle u_0\rangle}(p)}-\ldots\\ \ldots-u^{(m-2)}(t_0)\times\underbrace{\frac{\left(R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,1}}:\alpha^*_{m,m-1}p,\alpha^*_{m-1,m-1}\right)}{\left(R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}=const:\beta^*_n p^n,\beta^*_{n-1}p^{n-1}\ldots\beta^*_0\right)}}_{W_{n-1}^{\langle u_0\rangle}(p)}-u^{(n-1)}(t_0)\times\underbrace{\frac{\left(R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,0}}:\alpha^*_{m,m}\right)}{\left(R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}=const:\beta^*_n p^n,\beta^*_{n-1}p^{n-1}\ldots\beta^*_0\right)}}_{W_n^{\langle u_0\rangle}(p)}.\end{gathered} \tag{23}$$

Согласно теоремам Полилова о максимуме переходной характеристики $h(t)$ [10], в каждом из слагаемых $Y(p)$ всплеск $M_j(R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}(t)$ / $R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,m-j}})^{m-j}$ неизбежен, когда в любой из ПФ $W_j^{(\bullet)}(p)$: $R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}(t)$ / $R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,m-j}}(t) > 1$, $\forall j = \overline{1,n}$.

Доказательство окончено.

Уместно предположить гурвицевость полинома $A\left(p_{\Omega_{(0)}}\right)$ числителя исследуемой системы (3), что, вероятно, имеет место, несмотря на то, что и не влияет на устойчивость $W\left(p_{\Omega_{(0\times)}}\right)$ иное. В этом случае в $P_{A(p,t)}$ имеет место невозрастание компонент P_{ij} 1–го столбца матрицы по аналогии с $P_{B(p,t)}$ в (16) $R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,m-1}}(t) > R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,m-2}}(t) > \ldots > R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,m-i}}(t) > R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,0}}(t)$. Вычисление радиусов инвариантов $R_{i(0)}$ и $R_{i(\times)}$ представим следующими теоремами.

Теорема. Геометрическое среднее $\Omega_{(0)}(t)=\underset{j=\overline{1,n-1}}{gmean}\left(c_j(t)\right)$ местоположения решений $c_j(t)$ $\forall$ $j = \overline{1,n-1}$ полинома $C(t)\mathrm{adj}(sI–A(t))B(t)$ числителя ПФ $W_{y,u}(s) = C(t)(sI–A(t))^{-1}B(t)$ нестационарной динамической системы

$$\dot{x}=A(t)x+B(t)U;\ \ y=C(t)x\ , \tag{24}$$

есть величина $R_{i(0)}(t)=\sqrt[n-1]{\left|\frac{det\,\widetilde{A}(t)-det\,A(t)}{tr\,\widetilde{A}(t)-tr\,A(t)}\right|}$, где $tr\,\widetilde{A}(t)=\sum_{1\le j\le n}\widetilde{a}_{jj}$ и $trA(t)=\sum_{1\le j\le n}a_{jj}$ – след матриц $\tilde{A}(t) = A(t) + B(t)C(t)$ и $A(t)$.

Теорема. Геометрическое среднее $\Omega_{(\times)}(t)=\underset{j=\overline{1,n}}{gmean}(c_j(t))$ местоположения решений $c_j(t)$ $\forall\, j=\overline{1,n}$ векового полинома $\det(A-\lambda I)$ (собственных значений λ_j $\forall\, j=\overline{1,n}$ матрицы динамики $A(t)$) или полюсов знаменателя ПФ $W_{y,u}(s)=C(t)(sI-A(t))^{-1}B(t)$ линейной нестационарной динамической системы (24) однозначно определяется её детерминантом: $R_{i(\times)}(t)=\sqrt[n]{detA(t)}$.

Доказательство теорем опустим, концентрируя внимание лишь на содержательной части.

Выводы. Впервые представлена аналитическая зависимость максимума переходной характеристики в линейных динамических системах произвольного порядка *при ненулевых начальных условиях*. Всплеск фазовых переменных $\|\boldsymbol{x}\|_\infty > 1$ при произвольных начальных условиях $y(t_0)$, $y'(t_0)$, …, $y^{(n-1)}(t_0)$ на любых удалениях кластеров корней $A(p_{\Omega_{(0)}})=0$ и $B(p_{\Omega_{(\times)}})=0$ невозможен, даже теоретически. Частное геометрических средних $R_{i(\times)} / \check{R}_{i(0),j} < 1$, $\forall\, j=\overline{1,n}$ всегда. Всплеск фазовых переменных $\|\boldsymbol{x}\|_\infty > 1$ при произвольных начальных условиях $u(t_0)$, $u'(t_0)$, …, $u^{(n-1)}(t_0)$ неизбежен, когда в любой ПФ $W_j^{(\bullet)}(p)$: $R_{\langle i(\times)\rangle\overline{n,0}}(t) / R_{\langle i(0)\rangle\overline{m,m-j}}(t) > 1$, $\forall\, j=\overline{1,n}$.

Динамика *замкнутой системы* с ненулевыми начальными условиями эквивалентна *вынужденному движению* [10]. Ненулевые начальные условия согласно правил преобразования структурных схем можно свести к задающим воздействиям, мысленно изменив лишь их точки приложения, и это очевидно.

Список литературы: 1. *Фельдбаум, А. А.* О распределении корней характеристического уравнения систем регулирования [Текст] / *А. А. Фельдбаум* // АиТ. – 1948. – № 4. – С. 253–279. 2. *Полоцкий, В. Н.* О максимальных ошибках асимптотического идентификатора состояния [Текст] / *В. Н. Полоцкий* // АиТ. – 1978. – № 8. – С. 26–32. 3. *Полоцкий, В. Н.* Оценки состояния линейных систем с одним выходом при помощи наблюдающих устройств [Текст] / *В. Н. Полоцкий* // АиТ. – 1980. – № 12. – С. 18–29. 4. *Измайлов, Р. Н.* Эффект «всплеска» в стационарных линейных системах со скалярными входами и выходами [Текст] / *Р. Н. Измайлов* // АиТ. – 1987. – № 8. – С. 56–62. 5. *Sussmann, H. J.* The peaking phenomenon and the global stabilization of nonlinear systems [Text] / *H. J. Sussmann* // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1991. – Vol. 36. № 4. – P. 424–439. 6. *Bushenkov, V. A.* Stabilization Problems with Constraints: Analysis and Computational Aspects [Text] / *V. A. Bushenkov, G. V. Smirnov* // Amsterdam: Gordon and Breach, 1997. – 304 p. 7. *Smirnov, G. V.* Advances on the transient growth quantification in linear control systems [Text] / *G. V. Smirnov, V. A. Bushenkov, F. Miranda* // International Journal of Applied Mathematics and Statistics. – 2009. – Vol. 14. – P. 82–92. 8. *Поляк, Б. Т.* Большие отклонения в линейных системах при ненулевых начальных условиях [Текст] / *Б. Т. Поляк, А. А. Тремба, М. В. Хлебников* [и др.] // АиТ. – 2015. – № 6. – С. 18-41. 9. *Вундер, Н. А.* Исследование особенностей траекторий свободного движения непрерывной системы в форме последовательной цепочки однотипных апериодических звеньев. [Текст] / *Н. А. Вундер, О. С. Нуйя, Р. О. Пещеро*в [и др.] // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2016. – Т. 16. № 1(101). – С. 68-75. 10. *Полилов, Е. В.* Оценка границ больших уклонений фазовых переменных в линейных системах [Текст] / *Е. В. Полилов* // Сборник научных трудов Донбасского государственного технического университета. – Алчевск: ДонГТУ, 2016. – Вып. 46. – С.102-121. 11. *Полилов, Е. В.* Маркеры устойчивости линейных динамических систем [Текст] / *Е. В. Полилов* // Завалишинские чтения'16: сборник докладов. – Санкт-Петербург: ГУАП, 2016. – С.196-205. 12. *Полилов, Е. В.* О границах достижимости теории автоматического управления [Текст] / *Е. В. Полилов* // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». – Х.: НТУ «ХПІ». – 2015. – № 12(1121). – С.72-82. 13. *Полилов, Е. В.* Исследование явления всплеска в линейных динамических системах, управляемых по состоянию [Текст] / *Е. В. Полилов, А. И. Мотченко, Д. А. Мироненко* [и др.] // Сборник научных трудов студентов Донбасского государственного технического университета. – Алчевск: ДонГТУ, 2015. – Вып. 8, часть I. – С.44-49. 14. *Полилов, Е. В.* Феномен всплеска в управлении динамическими системами [Текст] / *Е. В. Полилов* // Электротехнические и компьютерные системы – К.: Техника. – 2014. – № 15 (91). – С.25-35.

Bibliography (transliterated): 1. Fel'dbaum, A. A. O raspredelenii kornei kharakteristicheskogo uravneniya sistem regulirovaniya [Tekst] / A. A. Fel'dbaum // AiT. – 1948. – № 4. – C. 253–279. 2. Polotskii, V. N. O maksimal'nykh oshibkakh asimptoticheskogo identifikatora sostoyaniya [Tekst] / V. N. Polotskii // AiT. – 1978. – № 8. – S. 26–32. 3. Polotskii, V. N. Otsenki sostoyaniya lineinykh sistem s odnim vy-khodom pri pomoshchi nablyudayushchikh ustroistv [Tekst] / V. N. Polotskii // AiT. – 1980. – № 12. – S. 18–29. 4. Izmailov, P. N. Effekt «vspleska» v statsionarnykh lineinykh sistemakh so skalyarnymi vkhodami i vykhodami [Tekst] / R. N. Izmailov // AiT. – 1987. – № 8. – S. 56–62. 5. Sussmann, H. J. The peaking phenomenon and the global stabilization of nonlinear systems [Text] / H. J. Sussmann // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1991. – Vol. 36. № 4. – P. 424–439. 6. Bushenkov, V. A. Stabilization Problems with Constraints: Analysis and Computational Aspects [Text] / V. A. Bushenkov, G. V. Smirnov // Amsterdam: Gordon and Breach, 1997. – 304 p. 7. Smirnov, G. V. Advances on the transient growth quantification in linear control systems [Text] / G. V. Smirnov, V. A. Bushenkov, F. Miranda // International Journal of Applied Mathematics and Statistics. – 2009. – Vol. 14. – P. 82–92. 8. Polyak, B. T. Bol'shie otkloneniya v lineinykh sistemakh pri nenulevykh nachal'nykh usloviyakh [Tekst] / B. T. Polyak, A. A. Tremba, M. V. Khlebnikov [i dr.] // AiT. – 2015. – № 6. – S. 18-41. 9. Vunder, N. A. Issledovanie osobennostei traektorii svobodnogo dvizheniya nepreryvnoi sistemy v forme posledovatel'noi tsepochki odnotipnykh aperiodicheskikh zven'ev. [Tekst] / N. A. Vunder, O. S. Nuiya, R. O. Peshcherov [i dr.] // Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki. – 2016. – T. 16. № 1(101). – S. 68-75. 10. Polilov, E. V. Otsenka granits bol'shikh uklonenii fazovykh peremennykh v lineinykh sistemakh [Tekst] / E. V. Polilov // Sbornik nauchnykh trudov Donbasskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. – Alchevsk: DonGTU, 2016. – Vyp. 46. – S.102-121. 11. Polilov, E. V. Markery ustoichivosti lineinykh dinamicheskikh sistem [Tekst] / E. V. Polilov // Zavalishinskie chteniya'16: sbornik dokladov. – Sankt-Peterburg: GUAP, 2016. – S.196-205. 12. Polilov, E. V. O granitsakh dostizhimosti teorii avtomaticheskogo upravleniya [Tekst] / E. V. Polilov // Visnik Natsional'nogo tekhnichnogo universitetu «KhPI». – Kh.: NTU «KhPI». – 2015. – № 12(1121). – S.72-82. 13. Polilov, E. V. Issledovanie yavleniya vspleska v lineinykh dinamicheskikh sistemakh, upravlyaemykh po sostoyaniyu [Tekst] / E. V. Polilov, A. I. Motchenko, D. A. Mironenko [i dr.] // Sbornik nauchnykh trudov studentov Donbasskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. – Alchevsk: DonGTU, 2015. – Vyp. 8, chast' I. – S.44-49. 14. Polilov, E. V. Fenomen vspleska v upravlenii dinamicheskimi sistemami [Tekst] / E. V. Polilov // Elektrotekhnicheskie i komp'yuternye sistemy – K.: Tekhnika. – 2014. – № 15 (91). – S.25-35.

Поступила 31.05.2017

УДК 681.513.685

А. Е. КАЗУРОВА, канд. техн. наук, доц., Запорожский национальный технический университет.

ОЦЕНКА ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ И ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЯЕМОЙ СИСТЕМЫ С ПОМОЩЬЮ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ НАБЛЮДАТЕЛЕЙ

Введение. Неопределённости, всегда имеющие место в системах управления, ухудшают их динамические и статические характеристики и могут привести к потере их работоспособности. Для устранения влияния неопределённостей В. Д. Фурасовым были предложены [1], а в работах [2, 3] и в последующих работах Е. М. Потапенко развиты и исследованы комбинированные управляющие системы с наблюдателями (компенсаторы). Эти компенсаторы обеспечивают робастность систем управления по отношению к паразитной динамике, неопределённостям и нелинейностям при неполных и неточных измерениях вектора состояния. Естественно, что описанные компенсаторы в состоянии обеспечить робастность более простой системы управления. Однако технологические процессы часто требуют знания момента инерции (или массы) объекта управления и нагрузки на него. Вопросам идентификации момента инерции и нагрузки посвящены работы [4÷7]. В работе [4] получены нерекуррентные выражения момента инерции, использующие информацию с датчика скорости, которые нельзя использовать в реальном времени. В публикации [5] в качестве измерителя используется инкрементный (импульсный) датчик приращений угла поворота малой чувствительности, создающий проблемы вычислений приращений угла поворота при малых скоростях вращения ротора и оценки скорости. Общий фильтр оценки скорости, нагрузки и момента инерции авторы получают в виде суммы трёх отдельных алгоритмов оценок указанных переменных, полученных при условии известности остальных двух переменных. Более того, алгоритм оценки момента инерции не является рекуррентным. Такой алгоритм, во-первых, не даёт информацию в реальном времени, во-вторых, доказательство его сходимости отсутствует. В работе [6] применён тот же приём. Отличие заключается в том, что скорость и нагрузка оцениваются в одном фильтре Калмана при известном моменте инерции, а момент инерции во втором фильтре при известных скорости и нагрузке. Алгоритм обладает теми же недостатками, что и алгоритм работы [5]. В публикации [7] оценка момента инерции и нагрузки осуществляется путём получения системы уравнений движения для различных моментов времени и нахождения из этой системы неизвестных параметров. Алгоритм не является рекуррентным и полученные результаты не привязываются к реальному времени. Доказательство сходимости алгоритма отсутствует.

Цель работы – применение общей теории наблюдателей для оценки вектора состояния и параметров управляемой системы.

Постановка задачи. Рассматривается управляемая система

$$\dot{x} = Ax + Bu + Gf\,,\ x \in R^n \tag{1}$$

с измерением

$$y = Cx + Hf\,,\ y \in R^r\,,\ f \in R^\alpha\,, \tag{2}$$

где x – вектор состояния; u – вектор управления; y – вектор измерения; A, B, C, G, H – постоянные известные матрицы соответствующих размеров, $f = f(x,u,t)$ – ограниченная кусочно дифференцируемая вектор–функция (неопределенность), в которую собраны неизвестные погрешности системы (1), (2), соответствующие слагаемым в ее правых частях, а также внешние воздействия на объект, включая трение, и погрешности датчиков.

Материалы исследования. Будем полагать функцию f такой, что в масштабе времени наблюдателя неопределенности ее можно считать постоянной, т.е.

$$\dot{f} = 0\,. \tag{3}$$

В случае полной наблюдаемости системы (1)÷(3) для нее можно построить наблюдатель [8]

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + G\hat{f} + L_0\tilde{y}\,; \tag{4}$$

$$\dot{\hat{f}} = L_z\tilde{y}\,, \tag{5}$$

где $\tilde{y} = C\tilde{x} + H\tilde{f}\,;\ \tilde{x} = \hat{x} - x\,;\ \tilde{f} = \hat{f} - f$,

Lz = colon, L_0 – постоянные матрицы коэффициентов наблюдателя.

Известно, что объем вычислений при интегрировании системы уравнений пропорционален квадрату порядка системы. Для уменьшения объема вычислений наблюдателя разделим наблюдатель (4), (5) на две части: наблюдатель неопределенности и наблюдатель вектора состояния объекта управления. С этой целью сделаем следующее неособое преобразование системы (4), (5) [9]:

$$\begin{bmatrix}\hat{x}\\ \hat{f}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}E_n & S\\ 0 & E_\alpha\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{x}_*\\ \hat{f}\end{bmatrix}\,, \tag{6}$$

где $S \in R^{n\times\alpha}$ – постоянная матрица; E – единичная матрица соответствующего индексу размера.

Согласно этому преобразованию

$$\hat{x} = \hat{x}_* + S\hat{f}\,. \tag{7}$$

Как показано в работе [9],

© А.Е. Казурова, 2017

$$S=-(A+L_*C)^{-1}(L_*H+G)\,; \tag{8}$$

$$L_*=L_0-SL_z\,. \tag{9}$$

В результате преобразования (6) наблюдатель приводится к виду

$$\dot{\hat{x}}_*=A\hat{x}_*+Bu+L_*(C\hat{x}_*-y)\,; \tag{10}$$

$$\dot{\hat{f}}=L_z\left[(CS+H)\hat{f}+(C\hat{x}_*-y)\right]. \tag{11}$$

Уравнение (10) не зависит от уравнения (11).

Уравнения ошибок наблюдателя имеют вид

$$\dot{\tilde{x}}_*=(A+L_*C)\tilde{x}_*\,; \tag{12}$$

$$\dot{\tilde{f}}=L_z\left[(CS+H)\tilde{f}+C\tilde{x}_*\right]. \tag{13}$$

Последовательность выбора матриц коэффициентов наблюдателя следующая. С учетом того, что быстродействие наблюдателя должно быть больше желаемого быстродействия управляемого объекта, по уравнению (10) выбирается матрица L_*. Затем, по выражению (8) вычисляется S. После этого, с учетом того, что трение носит релейный характер, по уравнению (13) назначается матрица L_z, обеспечивающая достаточно точную оценку ступенчатого сигнала. Расщепление наблюдателя на две части упрощает его синтез, уменьшает загрузку процессора.

Таким образом, управляемая система была разделена на две части: номинальную и вектор неопределенности f, в котором собраны внешние воздействия и воздействия, обусловленные неопределенностью параметров системы. Вектор неопределенности зависит от вектора состояния x, вектора неизвестных внешних воздействий и отклонений параметров от их номинальных значений. Внешние воздействия и отклонения параметров соберем в вектор P_δ. То есть $f = f(x, P_\delta)$. Для разделенной таким образом системы построен первый наблюдатель (4), (5), оценивающий вектор состояния и вектор неопределенности оценками $\hat{x}$ и $\hat{f}$, т.е.

$$\hat{f}=\hat{f}(\hat{x},P_\delta)\,. \tag{14}$$

Вектор $\hat{f}$ имеет ту же структуру, что и вектор f. В системе уравнений, соответствующих выражению (14), осуществим перегруппировку таким образом, чтобы выделить неизвестный вектор P_δ

$$\hat{f}=H(\hat{x})P_\delta\,, \tag{15}$$

где H – известная матрица.

В выражении (15) неизвестным является только вектор P_δ. Обычно идентификация осуществляется с помощью рекуррентного метода наименьших квадратов. Мы же будем использовать решение с помощью второго наблюдателя. Будем полагать, что вектор P_δ меняется настолько медленно, что можно считать

$$\dot{P}_\delta=0\,. \tag{16}$$

По отношению к уравнению (16) выражение (15) можно рассматривать как измерение. Система (15), (16) будет полностью восстанавливаемой тогда и только тогда, когда из уравнения

$$0\equiv H(\hat{x})P_\delta$$

следует $P_\delta \equiv 0$ [10]. При выполнении условия восстанавливаемости для системы (15), (16) построим второй наблюдатель, оценивающий вектор P_δ оценкой $\hat{P}_\delta$ [11]

$$\dot{\hat{P}}_\delta=L_P(H\hat{P}_\delta-\hat{f})\,. \tag{17}$$

Для выбора матрицы коэффициентов усиления наблюдателя подставим (15) в (17) и из полученного уравнения вычтем уравнение (16). Тогда поведение ошибки наблюдателя $\tilde{P}_\delta=\hat{P}_\delta-P_\delta$ опишется уравнением

$$\dot{\tilde{P}}_\delta=L_PH\tilde{P}_\delta\,. \tag{18}$$

Умножим уравнение (18) слева на $\tilde{P}_\delta^T$. В результате получим

$$\dot{V}=\tilde{P}_\delta^T L_PH\tilde{P}_\delta\,,$$

где определенно положительная функция Ляпунова

$$V=\frac{1}{2}\tilde{P}_\delta^T\tilde{P}_\delta¿\,.$$

Для выполнения условий теоремы Ляпунова об асимптотической устойчивости нулевого решения уравнения (18) достаточно, чтобы матрица L_PH была определенно отрицательной, т.е. $L_PH < 0$. В этом случае уравнение (17) будет давать оценку неизвестной части вектора P. Оценка вектора P определяется выражением

$$\hat{P}=P_0+\hat{P}_\delta\,, \tag{19}$$

где известная часть вектора параметров P_0 входит в номинальную часть.

Таким образом, метод оценки вектора состояния и параметров неопределенной системы с помощью последовательных наблюдателей заключается в следующем. Первый наблюдатель оценивает вектор состояния и вектор неопределенности, зависящий от координат вектора состояния и неизвестных отклонений постоянных параметров от их номинальных значений. В векторе неопределенности координаты вектора состояния меняются на ранее полученные их оценки. После этого в векторе неопределенности выделяется вектор неизвестных отклонений параметров. Полученное выражение вектора неопределенности рассматривается как измерение по отношению к динамическому уравнению, записанному в виде равенства нулю производной по времени от вектора неизвестных отклонений параметров. По динамическому уравнению и измерению строится наблюдатель для оценки вектора неизвестных отклонений параметров. Вычисление неизвестных параметров осуществляется пу-

тем суммирования номинальных значений параметров с оценками отклонений соответствующих параметров. Предлагаемый метод предназначен для работы в реальном времени.

Данный метод был применен в работе [12] для идентификации сопротивления якорной цепи и частично использован в работе [13] при синтезе адаптивного идентификатора параметров системы.

В работе [13] рассматривается управляемая механическая система, описываемая уравнением

$$I\dot{\omega}=m+d_0\omega+f_0\,. \tag{20}$$

Таким уравнением может описываться как вращательное, так и поступательное движения. Тогда в (20) I – момент инерции (масса), m – управляющий момент (управляющее усилие), $d_0\omega$ – момент (сила) трения, f_0 – момент (сила) нагрузки, ω – скорость (угловая или линейная). Требуется синтезировать наблюдатели, оценивающие неизвестные коэффициенты I, d_0, f_0 в реальном времени при функционировании системы (20). Измерением является ω. Управление m считается известным.

С учётом обозначений

$$I^{-1}=a;\,ad_0=d;\,af_0=f;\,a=a_0+a_\delta, \tag{21}$$

уравнение (20) принимает вид

$$\dot{\omega}=(a_0+a_\delta)m+d\,\omega+f\,. \tag{22}$$

В (21) и (22) a_0 – номинальное значение параметра a, a_δ – его неизвестная составляющая. Уравнение (22) можно рассматривать как частный случай уравнения (15).

Обычно быстродействие наблюдателя назначают большим, чем быстродействие системы управления. Предполагается, что за характерное время наблюдателя коэффициенты I, d_0, f_0 меняются настолько медленно, что их можно принять постоянными и записать

$$\dot{a}_\delta=0;\,\dot{d}=0;\,\dot{f}=0\,. \tag{23}$$

Предполагается, что трение $d\omega$ настолько мало, что при его включении в f свойство $\dot{f}=0$ остаётся в силе. Тогда уравнения (22), (23) можно представить в виде

$$\dot{\omega}=(a_0+a_\delta)m+f\,; \tag{24}$$

$$\dot{a}_\delta=0;\;\dot{f}=0\,. \tag{25}$$

Для системы (24), (25) синтезирован наблюдатель в виде

$$\dot{\hat{\omega}}=(a_0+\hat{a}_\delta)m+\hat{f}+l_1(\hat{\omega}-\omega)\,; \tag{26}$$

$$\dot{\hat{f}}=l_2(\hat{\omega}-\omega)\,, \tag{27}$$

$$\hat{a}_\delta=-k_1(\hat{\omega}-\omega)m-k_2\int_0^t(\hat{\omega}-\omega)m dt\,, \tag{28}$$

где l_1, l_2, k_1, k_2 – коэффициенты передачи наблюдателя. Уравнение (28), по сути, представляет собой блок адаптации, обеспечивающий подстройку оценки $\hat{a}_\delta$ к истинному значению a_δ. Поэтому система уравнений (26)÷(28) представляет собой адаптивный наблюдатель коэффициентов a_δ, f, сглаживающий измеряемую переменную ω. Найденные оценки и соотношения (21) позволяют вычислить искомые параметры следующим образом:

$$\hat{I}=(a_0+\hat{a}_\delta)^{-1};\;\hat{f}_0=\hat{f}(a_0+\hat{a}_\delta)^{-1}\,. \tag{29}$$

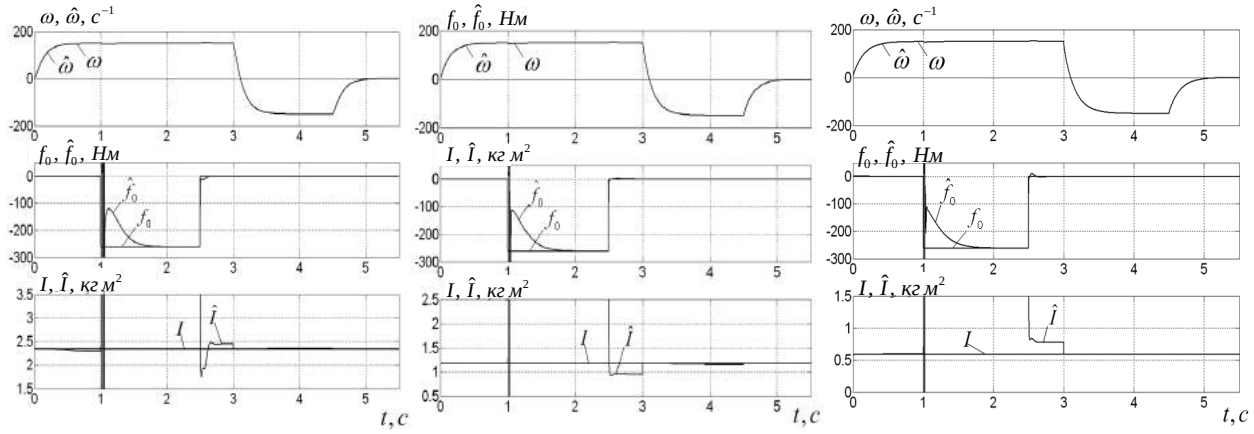
Синтезированный наблюдатель оценивает коэффициенты (29) и сглаживает переменную ω в то время, когда выполняется условие восстанавливаемости системы, т.е. m = var. В течение того времени, когда условие m = var не выполняется, наблюдатель сохраняет ранее оцененное значение $\hat{I}$, продолжая оценивать f и сглаживать ω.

Результаты моделирования работы адаптивного наблюдателя представлены на рис. 1. Моделирование проводилось со следующими параметрами: I_0 = 1,17 кг·м^2, f = 0 … 262 Н·м. При ступенчато изменяющемся сигнале задания скорости момент инерции составлял I = (0,5; 1,0; 2,0) I_0, а при синусоидальном сигнале задания скорости – I = (1,0; 2,0; 3,0) I_0.

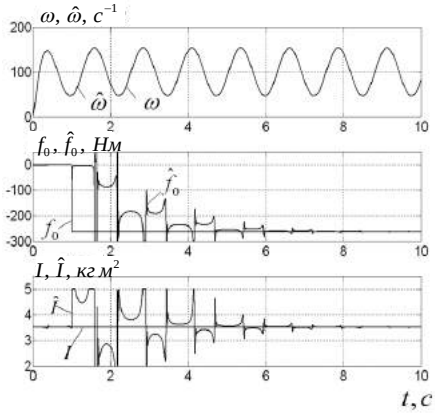
Из анализа полученных графиков видно, что синтезированный адаптивный наблюдатель позволяет идентифицировать момент инерции (или массу) подвижной части управляемого механизма и нагрузку на него по известным скорости ω и управляющему воздействию m_0. При этом, чем меньше момент инерции I, тем лучше качество идентификации параметров.

Во всех случаях моделирования момент инерции оценивается за время менее 0,05 с с начала разгона. Нагрузка принималась номинальной. После включения нагрузки при невыполнении условия восстанавливаемости информация о моменте инерции искажается и мгновенно восстанавливается сразу после сброса нагрузки (см. рис. 1,а,б,в). При выполнении условий восстанавливаемости идентификация всех параметров происходит одновременно (см. рис. 1,г). С уменьшением нагрузки время идентификации уменьшается. Численное моделирование подтвердило работоспособность синтезированных методов.

Выводы. В работе предлагается метод оценки вектора состояния и параметров неопределенной системы с помощью последовательных наблюдателей. Первый наблюдатель оценивает вектор состояния и вектор неопределенности, который зависит от вектора состояния, вектора неизвестных внешних воздействий и отклонений параметров от их номинальных значений. Затем второй наблюдатель с использованием полученной оценки вектора неопределенности идентифицирует внешние воздействия и отклонения параметров. Предлагаемый метод предназначен для работы в реальном времени.



а) б) в)



г)

Рис. 1. Графики переходных процессов при
а) $I = 2I_0$, б) $I = I_0$, в) $I = 0{,}5I_0$
и ступенчатом сигнале задания скорости,

г) $I = 3I_0$ и при синусоидальном
сигнале задания скорости.

ω – угловая скорость объекта;
f_0 – нагрузка; I – момент инерции;
$\hat{\omega}$, $\hat{f}_0$, $\hat{I}$ – оценки соответствующих параметров.

Список литературы: **1.** *Фурасов В. Д.* Устойчивость движения, оценки и стабилизация / *Фурасов В. Д.* – М. : Наука, 1977. – 248 с. **2.** *Потапенко Е. М.* Исследование робастности систем управления с наблюдателями / *Е. М. Потапенко* // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1996. – № 2. – С. 104–108. **3.** *Потапенко Е. М.* Робастные системы управления с наблюдателями второго порядка / *Е. М. Потапенко* // Автоматика и телемеханика. – 1996. – № 2. – С. 100–107. **4.** *Vas P.* Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines / *Vas P.* – Oxford : Oxford University Press, 1993. – 360 p. **5.** *Kim N.-J.* Very low speed control of induction machine by instantaneous speed and inertia estimation / *N.-J. Kim, D.-S. Hyun* // IECON'94. – 1994. – V.1. – P. 605–610. **6.** *Shin M.-H.* Speed sensorless stator flux-oriented control of induction machine in the field weakening region / *M.-H. Shin, D.-S. Hyun* // IEEE Transactions On Power Electronics. – 2003. – 18. – № 2. – P. 580–586. **7.** *Орловский И. А.* Идентификация момента инерции и момента сопротивления в электроприводе постоянного тока / *И. А. Орловский* // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2005. – № 1. – С. 140–144. **8.** *Потапенко Е. М.* Робастное управление роботом / *Е. М. Потапенко* // Изв. РАН. Техническая кибернетика. – 1993. – № 3. – С. 183–190. **9.** *Потапенко Е. М.* Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей / *Е. М. Потапенко* // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1995. – № 1. – С. 109–117. **10.** *Квакернаак Х.* Линейные оптимальные системы управления / *Х. Квакернаак, Р. Сиван.* – М. : Мир, 1977. – 650 с. **11.** *Кузовков Н. Т.* Модальное управление и наблюдающие устройства / *Кузовков Н. Т.* – М. : Машиностроение, 1976. – 184 с. **12.** *Казурова А. Е.* Возможные варианты построения высокоточных систем управления упругой неопределенной электромеханической системой / *А. Е. Казурова, Е. М. Потапенко* // Электротехника и электроэнергетика. – 2009. – № 1. – С. 4–14. **13.** *Потапенко Е. М.* Оценка параметров управляемой механической системы в реальном времени / *Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. Е. Казурова* // Проблемы управления и информатики. – 2006. – № 5. – С. 69–78.

Bibliography (transliterated): 1. Furasov, V. D. *Ustojchivost' dvizhenija, ocenki i stabilizacija*. Moscow: Nauka, 1977. Print. **2.** Potapenko, E. M. "Issledovanie robastnosti sistem upravlenija s nablyudatelyami." *Izv. RAN. Teorija i sistemy upravlenija* 2 (1996): 104–108. Print. **3.** Potapenko, E. M. "Robastnye sistemy upravlenija s nablyudatelyami vtorogo poryadka." *Avtomatika i telemehanika* 2 (1996): 100–107. Print. **4.** Vas, P. *Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines.* Oxford: Oxford University Press, 1993. Print. **5.** Kim, N.-J. and D.-S. Hyun. "Very low speed control of induction machine by instantaneous speed and inertia estimation." *IECON'94* 1 (1994): 605–610. Print. **6.** Shin, M.-H. and D.-S. Hyun. "Speed sensorless stator flux-oriented control of induction machine in the field weakening region." *IEEE Transactions On Power Electronics* 18.2 (2003): 580–586. Print. **7.** Orlovskij, I. A. "Identifikacija momenta inercii i momenta soprotivlenija v elektroprivode postojannogo toka." *Radioelektronika. Informatika. Upravlenie* 1 (2005): 140–144. Print. **8.** Potapenko, E. M. "Robastnoe upravlenie robotom." *Izv. RAN. Tehn. Kibernetika* 3 (1993): 183–190. Print. **9.** Potapenko, E. M. "Sravnitel'naja ocenka robastnyh sistem upravlenija s razlichnymi tipami nablyudatelej." *Izv. RAN. Teorija i sistemy upravlenija* 1 (1995): 109–117. Print. **10.** Kvakernaak, H. and R. Sivan. *Linejnye optimal'nye sistemy upravlenija*. Moscow: Mir, 1977. Print. **11.** Kuzovkov, N. T. *Modal'noe upravlenie i nablyudajushchie ustrojstva*. Moscow: Mashinostroenie, 1976. Print. **12.** Kazurova, A. E. and E. M. Potapenko. "Vozmozhnye varianty postroenija vysokotochnyh sistem upravlenija uprugoj neopredelennoj elektromehanicheskoj sistemoj." *Elektrotehnika I elektroenergetika* 1 (2009): 4–14. Print. **13.** Potapenko, E. M., E. E. Potapenko and A. E. Kazurova. "Ocenka parametrov upravlyaemoj mehanicheskoj sistemy v real'nom vremeni." *Problemy upravlenija i informatiki* 5 (2006): 69–78. Print.

Поступила 30.05.2017

УДК 681.51:519.71

О. І. ШЕРЕМЕТ, канд. техн. наук., докторант, Дніпровський державний технічний ун-т, Кам'янське.

СИНТЕЗ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ЗМІННОГО СТРУМУ НА БАЗІ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛАЙЗЕРА

Вступ. У роботах [1, 2] запропоновано бажану перехідну функцію системи автоматичного керування представляти у вигляді набору квантованих значень регульованої координати. При такому підході синтез систем автоматичного керування виконується без застосування стандартних характеристичних поліномів. У роботі [3] вводиться аналогія між встановленням рівнів бажаної перехідної функції у моменти квантування та роботою частотного еквалайзера – пристрою, що реалізується програмно або апаратно та широко використовується для обробки звукових сигналів. В обох випадках встановлюється рівень підсилення сигналу на деякому локальному діапазоні, але традиційний звуковий еквалайзер працює в частотній області, а встановлення рівнів бажаної перехідної функції відбувається у часовій області.

Оскільки під терміном «еквалайзер» прийнято розуміти саме частотний еквалайзер, то регулятор, що забезпечує можливість налаштування на бажані квантовані перехідні функції, запропоновано називати дискретним часовим еквалайзером [3]. Звісно, що в даному разі мається на увазі часовий еквалайзер не як деякий пристрій, а як певна програма для мікропроцесорної або мікроконтролерної системи керування.

Силові перетворювачі на базі мікропроцесорної техніки, котрі застосовуються як у сучасних приводах змінного, так і постійного струму, досягли дуже високого технічного рівня, який у більшості випадків дозволяє використовувати електроприводи змінного струму у тих сферах, де раніше застосовувались лише регульовані приводи постійного струму.

Апаратне забезпечення перетворювачів частоти та мікроконтролерів, котрі використовуються у сучасних регульованих електроприводах змінного струму, є достатнім для програмної реалізації принципів керування, закладених у теорії дискретного часового еквалайзера. Крім того, на тлі сучасного широкого розповсюдження електромеханічних систем з асинхронними двигунами у якості виконавчого органа, останні стають найбільш вірогідними об'єктами керування для регуляторів, синтезованих на базі дискретного часового еквалайзера.

Постановка задачі. Для технологічних процесів, котрі потребують забезпечення високих динамічних показників якості в перехідних режимах та точного підтримання потрібної швидкості обертання ротора асинхронного двигуна, використовують векторну систему керування електроприводом [4, 5]. Основна ідея векторної системи керування асинхронним двигуном полягає в реалізації роздільного керування потокозчепленням та електромагнітним моментом. Використаємо цю ідею і для побудування електромеханічної системи з асинхронним двигуном на базі дискретного часового еквалайзера: керування швидкістю та потокозчепленням виконаємо за допомогою окремих регуляторів, налаштованих на різні квантовані бажані перехідні функції. Зазвичай перехідна функція за потокозчепленням повинна досягати усталеного значення раніше за перехідну функцію за швидкістю.

Задача полягає у виконанні синтезу електромеханічної системи з асинхронним двигуном на базі дискретного часового еквалайзера. Об'єктом керування виступатиме асинхронний двигун (АД), що живиться за допомогою транзисторного інвертора (ТІ).

Матеріали дослідження. Для реалізації векторного керування потрібно зорієнтувати систему координат, у якій виконується математичний опис АД, за базовим вектором потокозчеплення. В якості базового вектора потокозчеплення Ψ_0 обирається вектор потокозчеплення ротора Ψ_r. Вісь *u* системи координат, орієнтованої за базовим вектором потокозчеплення співпадає з напрямком Ψ_0, а *v* – випереджує її на кут $\pi/2$.

Таке розташування координатних осей зручне тим, що модуль базового вектора потокозчеплення співпадає з його проекцією на вісь *u*, тобто $|\Psi_0| = \Psi_{0u}$, а за утворення магнітного потоку відповідатиме складова струму статора I_{su}. При швидкості обертання системи координат $\omega_к = (R_r L_m / L_r) \cdot \Psi_o I_{sv} + \omega$ система рівнянь, що описує АД, буде наступною:

$$\left.\begin{aligned} pI_{su} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L_s^{'}}\Psi_o - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s^{'}} I_{su} + \frac{1}{L_s^{'}} U_{su} + I_{sv}\omega_к, \\ p\Psi_o &= -\frac{R_r}{L_r}\Psi_o + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{su}, \\ pI_{sv} &= -\frac{L_m}{L_r L_s^{'}}\Psi_o\omega - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_{m2}}{L_r^2 L_s^{'}} I_{sv} + \frac{1}{L_s^{'}} U_{sv} - I_{su}\omega_к, \\ p\omega &= \frac{3 z_p L_m}{2 J L_r} I_{sv}\Psi_o - \frac{M_c}{J}, \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

© О.І. Шеремет, 2017

де p – оператор диференціювання; ω – кутова швидкість обертання ротора; U_s – вектор напруги статора, що має проекції U_{su} та U_{sv} ; I_s – вектор струму статора, що має проекції I_{su} та I_{sv} ; R_s , R_r – активні опори обмоток статора та ротора відповідно; z_p – кількість пар полюсів електричної машини; L_m – взаємна індуктивність обмоток ротора та статора; L_s , L_r – індуктивності обмоток статора та ротора відповідно; $L'_s = (L_s L_r – L^2_m) / L_r$ – перехідна індуктивність статора; J – момент інерції електроприводу, приведений до валу двигуна; M_c – статичний момент опору, прикладений до валу двигуна.

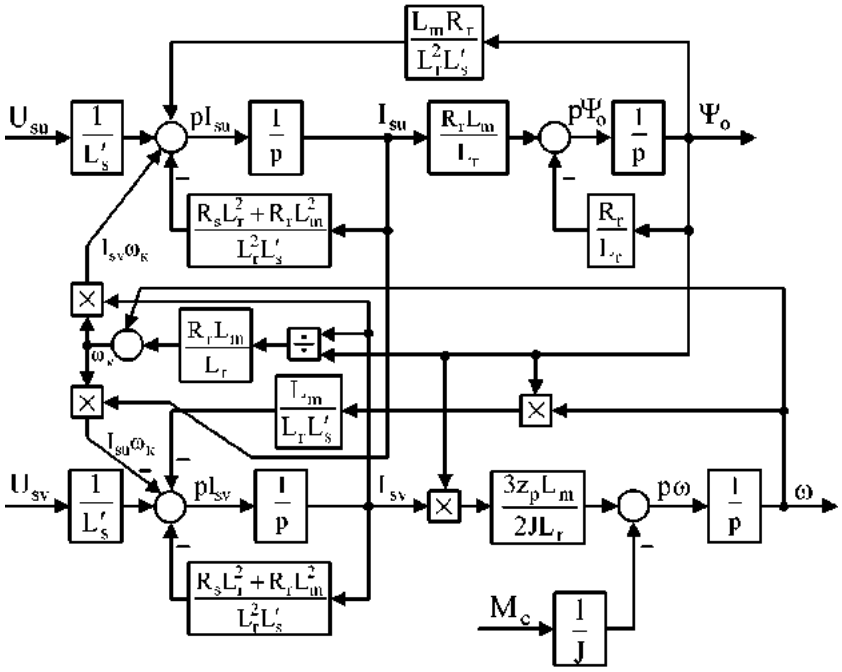


Рис. 1 Структурна схема асинхронного двигуна при $\Psi_o = \Psi_r$

Структурна схема асинхронного двигуна, що відповідає системі рівнянь (1), показана на рис. 1.

Для виконання синтезу системи керування електроприводом змінного струму доцільно системи рівняння, що описують АД, розділити на дві підсистеми, котрі відносяться до контурів реактивної та активної потужностей. При виконані орієнтації за вектором потокозчеплення ротора $\Psi_o = \Psi_r$ ці підсистеми матимуть наступний вигляд:

$$\left.\begin{aligned} p\Psi_o &= -\frac{R_r}{L_r}\Psi_o + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{su}, \\ pI_{su} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L_s^{'}}\Psi_o - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s^{'}} I_{su} + I_{sv}\omega_к + \frac{1}{L_s^{'}} U_{su}. \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

$$\left.\begin{aligned} p\omega &= \frac{3 z_p L_m}{2 J L_r} I_{sv}\Psi_o - \frac{M_c}{J}, \\ pI_{sv} &= -\frac{L_m}{L_r L_s^{'}}\Psi_o\omega - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s^{'}} I_{sv} + \frac{1}{L_s^{'}} U_{sv} - I_{su}\omega_к. \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Підсистеми, представлені рівняннями (2) та (3) мають перехресні зворотні зв’язки, тобто параметри каналу регулювання потокозчеплення входять також до диференціальних рівнянь, котрі описують керування швидкістю та навпаки. При цьому керування величинами I_{su} та Ψ_o виконується системою стабілізації потокозчеплення (ССП), а величинами I_{sv} та ω – системою керування швидкістю (СКШ). ССП виконує керування шляхом впливу на складову напруги статора U_{su} , а СКШ – на складову U_{sv} .

При побудуванні ССП та СКШ на базі методу дискретного часового еквалайзера підсистеми регулювання активної та реактивної потужностей асинхронного двигуна необхідно розглядати окремо. Кожна з цих підсистем повинна мати окремий налаштований на певну динаміку часовий еквалайзер, тому наявні в рівняннях (2) та (3) перехресні зворотні зв’язки слід розглядати як збурення та виключати їх на етапі синтезу.

Рівняння (2) та (3) без перехресних зворотних зв’язків матимуть наступний вигляд:

$$\left.\begin{aligned} p\Psi_o &= -\frac{R_r}{L_r}\Psi_o + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{su}, \\ pI_{su} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L_s^{'}}\Psi_o - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s^{'}} I_{su} + \frac{1}{L_s^{'}} U_{su}. \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

$$\left.\begin{aligned} p\omega &= \frac{3 z_p L_m}{2 J L_r} I_{sv}\Psi_{o\,ном}, \\ pI_{sv} &= -\frac{L_m}{L_r L_s^{'}}\Psi_{o\,ном}\omega - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s^{'}} I_{sv} + \frac{1}{L_s^{'}} U_{sv}, \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

де $\Psi_{o\,ном} = | \Psi_o | = const$ – номінальне значення потокозчеплення, котре забезпечується за допомогою ССП після завершення намагнічування двигуна.

Рівняння (4) будемо використовувати для синтезу ССП, а (5) – для синтезу СКШ на базі дискретного часового еквалайзера. Для коректного виконання компенсації динамічних властивостей окремих складових об'єкта керування за допомогою обернених моделей та математичного описання збуреного руху системи всі розрахунки будемо здійснювати у системі відносних одиниць з рівними взаємними індуктивностями між статорними і роторними обмотками, а також між фазними обмотками ротора [6].

Введемо відносні змінні, необхідні для представлення математичних моделей асинхронного двигуна у відносних одиницях:

$$x_1=\frac{\Psi_o}{\Psi_{\text{баз}}},\ x_2=\frac{I_{su}}{I_{\text{баз}}},\ u_x=\frac{U_{su}}{U_{\text{баз}}},\ y_1=\frac{\omega}{\omega_{r\ \text{баз}}},\ y_2=\frac{I_{sv}}{I_{\text{баз}}},\ u_y=\frac{U_{sv}}{U_{\text{баз}}}, \tag{6}$$

де $\Psi_{\text{баз}}$ – базисне значення потокозчеплення; $I_{\text{баз}}$ – базисне значення струму; $U_{\text{баз}}$ – базисне значення напруги; $\omega_{r\ \text{баз}}$ – базисне значення швидкості обертання ротора, пов'язане з базисним значенням швидкості $\omega_{\text{баз}}$ через співвідношення $\omega_{r\ \text{баз}} = \omega_{\text{баз}} / z_p$.

Використаємо відносні змінні (6) для нормування рівнянь (4) та (5). Після підстановки цих відносних змінних до рівнянь (4) та (5) та виділення у їх лівих частинах складових px_1, px_1 , px_2 , py_1 та py_2, одержимо наступні системи рівнянь:

$$\left.\begin{aligned} px_1 &= a_{11}x_1 + a_{12}x_2, \\ px_2 &= a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + c_2u_x, \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

де $a_{11}=-\frac{R_r}{L_r}$; $a_{12}=-\frac{R_rL_m}{L_r}\cdot\frac{I_{\text{баз}}}{\Psi_{\text{баз}}}$; $a_{21}=-\frac{L_mR_r}{L_r^2L_s^{'}}\cdot\frac{\Psi_{\text{баз}}}{I_{\text{баз}}}$; $a_{22}=-\frac{R_sL_r^2+R_rL_m^2}{L_r^2L_s^{'}}$; $c_2=\frac{1}{L_s^{'}}\cdot\frac{U_{\text{баз}}}{I_{\text{баз}}}$.

$$\left.\begin{aligned} py_1 &= b_{12}y_2, \\ py_2 &= b_{21}y_1 + b_{22}y_2 + c_2u_y, \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

де $b_{12}=\frac{3z_pL_m}{2JL_r}\cdot\frac{I_{\text{баз}}}{\omega_{r\ \text{баз}}}\Psi_{o\ \text{ном}}$; $b_{21}=-\frac{L_m}{L_rL_s^{'}}\cdot\frac{\omega_{r\ \text{баз}}}{I_{\text{баз}}}\Psi_{o\ \text{ном}}$; $b_{22}=-\frac{R_sL_r^2+R_rL_m^2}{L_r^2L_s^{'}}$; $c_2=\frac{1}{L_s^{'}}\cdot\frac{U_{\text{баз}}}{I_{\text{баз}}}$.

Рівняння (7) дозволяють скласти структурну схему контуру реактивної потужності (рис. 2), а рівняння (8) – контуру активної потужності (рис. 3).

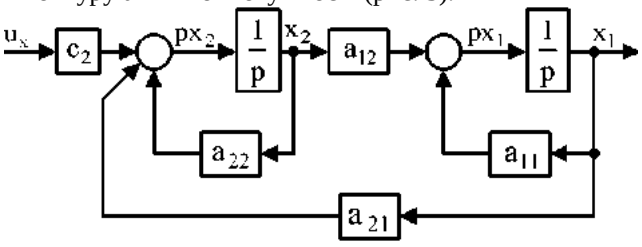


Рис. 2 Структурна схема контуру реактивної потужності у відносних одиницях при $\Psi_o = \Psi_r$

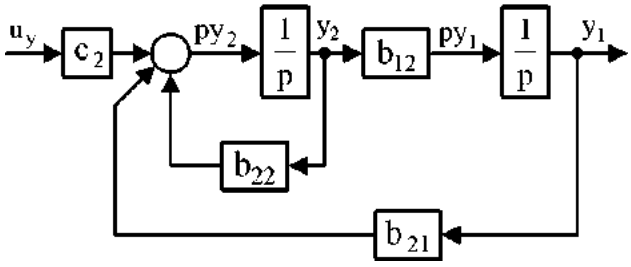


Рис. 3 Структурна схема контуру активної потужності у відносних одиницях при $\Psi_o = \Psi_r$

Для виконання синтезу системи керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера необхідно розглянути об'єкти керування окремо для контуру реактивної та контуру активної потужностей. При цьому потрібно врахувати транзисторний інвертор, котрий безпосередньо формує напруги статора. Транзисторний інвертор характеризується коефіцієнтом передачі за напругою $k_{\text{ті}}$ і запізненням на деякий час $T_{\text{ті}}$, яке визначається періодом широтно–імпульсної модуляції інвертора. При заданій частоті широтно–імпульсної модуляції значення запізнення перетворювача зворотно пропорційне частоті широтно–імпульсної модуляції. У зоні частот, де $\omega < 1 / T_{\text{ті}}$ фазочастотна характеристика ланки чистого запізнення близька до фазочастотної характеристики аперіодичної ланки зі сталою часу $T_{\text{ті}}$, що має наступну передатну функцію:

$$W_{\text{ті}}(p)=\frac{k_{\text{ті}}}{T_{\text{ті}}p+1}, \tag{9}$$

На вхід ТІ подаються напруги керування транзисторними ключами, котрі можна позначити у двофазній системі координат як U_{su}^* та U_{sv}^*. Для контуру реактивної потужності АД транзисторний інвертор формує сигнал U_{su}, а для контуру активної потужності – сигнал U_{sv}. Таким чином, ТІ може бути представлений у вигляді наступних рівнянь:

$$\left.\begin{aligned} pU_{su} &= \frac{k_{\text{ті}}}{T_{\text{ті}}}U_{\text{su}}^* - \frac{1}{T_{\text{ті}}}U_{\text{su}}, \\ pU_{sv} &= \frac{k_{\text{ті}}}{T_{\text{ті}}}U_{\text{sv}}^* - \frac{1}{T_{\text{ті}}}U_{\text{sv}}. \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

Введемо відносні змінні для нормування рівнянь (10):

$$u_x^*=\frac{U_{\text{su}}^*}{U_{\text{з.}max}},\ u_y^*=\frac{U_{\text{sv}}^*}{U_{\text{з.}max}}, \tag{11}$$

де $U_{з.max}$ – максимальне значення напруги завдання, що подається на ТІ.

Підставивши відносні змінні (11) до рівнянь (10) та враховуючи вирази для відносних значень напруг статора АД з рівнянь (6), отримаємо наступну систему рівнянь:

$$\left.\begin{aligned} pu_x &= d_1 u_x^* + d_2 u_x, \\ pu_y &= d_1 u_y^* + d_2 u_y, \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

де $d_1 = \frac{k_{ті}}{T_{ті}} \cdot \frac{U_{з.max}}{U_{баз}}$; $d_2 = -\frac{1}{T_{ті}}$.

Використовуючи структурні схеми, наведені на рис. 2 та рис. 3, побудуємо структурні схеми об'єкта керування для контуру реактивної потужності (рис. 4) та активної потужності (рис. 5) у відносних одиницях при виконані орієнтації за вектором потокозчеплення ротора.

Шляхом перетворення структурних схем, показаних на рис. 4 та рис. 5, визначимо передатні функції для оберненої моделі $W^{-1}_{об.x}(p)$ контуру реактивної потужності та оберненої моделі $W^{-1}_{об.y}(p)$ контуру активної потужності [7]:

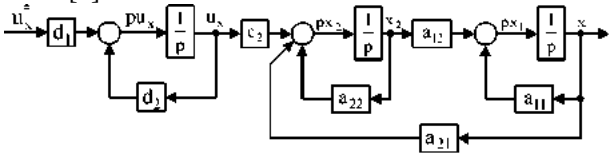


Рис. 4 Структурна схема об'єкта керування для контуру реактивної потужності у відносних одиницях при Ψо = Ψг

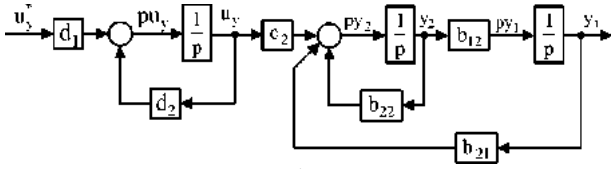


Рис. 5 Структурна схема об'єкта керування для контуру активної потужності у відносних одиницях при Ψо = Ψг

$$W^{-1}_{об.x}(p) = \frac{1}{W_{об.x}(p)} = \frac{1}{\beta_{0x}}\left(p^3 + \alpha_{2x}p^2 + \alpha_{1x}p + \alpha_{0x}\right), \tag{13}$$

де $\beta_{0x} = a_{12}c_2d_1$; $\alpha_{2x} = -a_{11} - a_{22} - d_1$; $\alpha_{1x} = a_{11}a_{22} - a_{21}a_{12} + a_{11}d_2 + a_{22}d_2$; $\alpha_{0x} = a_{21}a_{12}d_2 - a_{11}a_{22}d_2$.

$$W^{-1}_{об.y}(p) = \frac{1}{W_{об.y}(p)} = \frac{1}{\beta_{0y}}\left(p^3 + \alpha_{2y}p^2 + \alpha_{1y}p + \alpha_{0y}\right), \tag{14}$$

де $\beta_{0y} = b_{12}c_2d_1$; $\alpha_{2y} = -b_{22} - d_2$; $\alpha_{1y} = b_{22}b_2 - b_{12}b_{21}$; $\alpha_{0y} = b_{12}b_{21}d_2$.

Формування складових вектора напруги статора U_s у координатних осях α,β нерухомої системи координат ($\omega_к = 0$) у вигляді функціональних залежностей від часу $u_{sα}(t)$, $u_{sβ}(t)$ відбувається за допомогою координатного перетворювача (КП) $2_{\omega_к} \rightarrow 2_{\alpha\beta}$, функціонування котрого описується наступними рівняннями:

$$\left.\begin{aligned} u_{s\alpha}(t) &= u_{su}(t)\cos\theta_к(t) - u_{sv}(t)\sin\theta_к(t), \\ u_{s\beta}(t) &= u_{su}(t)\sin\theta_к(t) - u_{sv}(t)\cos\theta_к(t). \end{aligned}\right\} \tag{15}$$

Для виконання перетворення сигналів керування з двофазних систем координат, що обертаються з деякою швидкістю $\omega_к$, до двофазної нерухомої системи координат α,β , потрібна інформація про відносне кутове положення систем координат $\theta_к(t)$. Крім того, для утворення зворотного зв'язку за потокозчепленням ротора або статора, потрібно знати модуль орієнтуючого вектора потокозчеплення $|\Psi_o|$. Модуль вектора потокозчеплення $|\Psi_o|$ на моделі можна представити у вигляді функції часу $\psi_o(t)$, а його проекції – $\psi_{oα}(t)$ та $\psi_{oβ}(t)$. Обчислення миттєвих значень функцій $\psi_o(t)$, $\sin\theta_к(t)$, $\cos\theta_к(t)$ виконується у відповідності до рівнянь

$$\left.\begin{aligned} \psi_o(t) &= \sqrt{\psi^2_{oα}(t) + \psi^2_{oβ}(t)}, \\ \sin\theta_к(t) &= \frac{\psi_{oβ}(t)}{\psi_o(t)}, \\ \cos\theta_к(t) &= \frac{\psi_{oα}(t)}{\psi_o(t)} \end{aligned}\right\} \tag{16}$$

за допомогою модуля векторного аналізатора (ВА).

Визначення складових вектора потокозчеплення $\Psi_{oα}$ та $\Psi_{oβ}$ найчастіше здійснюється за іншими координатами асинхронного двигуна, що доступні для вимірювання: ω, $I_{sα}$, $I_{sβ}$, $U_{sα}$, $U_{sβ}$. Обчислення розрахункових значень складових вектора потокозчеплення $\hat{\Psi}_{oα}$ та $\hat{\Psi}_{oβ}$ виконує ідентифікатор координат асинхронного двигуна (ІКАД), котрий являє собою динамічну модель електромагнітної системи АД [8].

Більшість асинхронних двигунів, що випускаються промисловістю, є трифазними, тому сигнали керування потрібно перетворювати з ортогональної двофазної системи координат до косокутної трифазної системи координат А, В, С (утворюються функції часу для статорних напруг $u_{sA}(t)$, $u_{sB}(t)$, $u_{sC}(t)$). Таке перетворення можна здійснити за допомогою КП $2_{αβ} \rightarrow 3$.

Функціональна схема системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера представлена на рис. 6. Як ССП, так і СКШ матиме власний дискретний часовий еквалайзер (ДЧЕ), елемент квантування, екстраполятор нульового порядку (ЕНП), обернену модель об'єкта керування (ОМ) та блок модифікації зворотного перетворення (БМЗП) [7].

На вхід системи подаються сигнали завдання за швидкістю ω^* і потокозчепленням Ψ_o^* за допомогою програми завдання вхідних сигналів та налаштування дискретних часових еквалайзерів (коефіцієнти для ДЧЕ ССП та ДЧЕ СКШ можуть як встановлюватись перед початком функціонування системи, так і змінюватись в процесі її роботи, забезпечуючи варіацію динамічних параметрів).

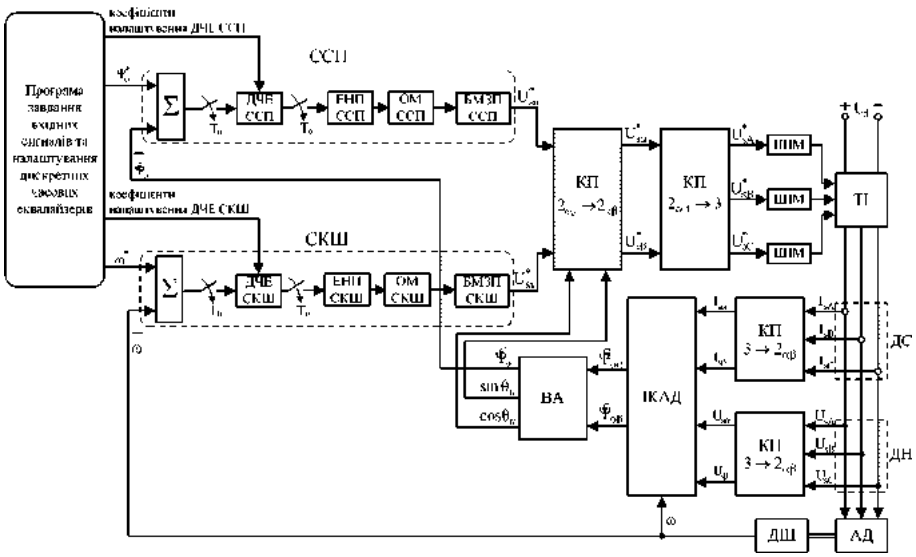


Рис. 6 Функціональна схема системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера

На виході ССП формується напруга керування транзисторними ключами U_{su}^*, а на виході СКШ – U_{sv}^*. Для здійснення фізичної можливості керування ТІ напруги U_{su}^* і U_{sv}^* з рухомої системи координат u,v, пов'язаної з вектором потокозчеплення ротора або статора, повинні бути перетворені спочатку до величин $U_{s\alpha}^*$ і $U_{s\beta}^*$ у нерухомій двофазній ортогональній системі координат α,β за допомогою КП $2_{\omega_к} \rightarrow 2_{\alpha\beta}$, а потім – до значень U_{sA}^*, U_{sB}^*, U_{sC}^* (КП $2_{\alpha\beta} \rightarrow 3$). Керування транзисторним інвертором виконується за рахунок виконання широтно–імпульсної модуляції (ШІМ) сигналів керування U_{sA}^*, U_{sB}^*, U_{sC}^*. Живлення ТІ здійснюється постійною напругою U_d.

Величини фазних струмів I_{sA}, I_{sB}, I_{sC} визначаються за допомогою датчика струмів (ДС), а фазних напруг U_{sA}, U_{sB}, U_{sC} – за допомогою датчика напруг (ДН). Координатні перетворювачі $3 \rightarrow 2_{\alpha\beta}$ перетворюють сигнали I_{sA}, I_{sB}, I_{sC} у $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, та U_{sA}, U_{sB}, U_{sC} у $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$. Швидкість обертання АД вимірюється за допомогою датчика швидкості (ДШ), встановленого на валу.

За параметрами ω, $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ на базі моделі електромагнітної частини АД, ІКАД обчислює розрахункові величин проекцій потокозчеплення $\hat{\Psi}_{o\alpha}$, $\hat{\Psi}_{o\beta}$ на осі α,β, а розрахункові значення потокозчеплення $\hat{\Psi}_o$ та тригонометричних функцій $\sin\theta_к$ і $\cos\theta_к$ визначає ВА.

Від'ємні зворотні зв'язки утворюються за швидкістю ω (у СКШ) та розрахунковим значенням потокозчеплення $\hat{\Psi}_o$ (у ССП).

Значення $\sin\theta_к$ і $\cos\theta_к$ використовуються у КП $2_{\omega_к} \rightarrow 2_{\alpha\beta}$ $2\omega_a$ для перетворення U_{su}^* і U_{sv}^* у $U_{s\alpha}^*$ і $U_{s\beta}^*$.

Виходячи з функціональної схеми (рис. 6), очевидно, що ССП розташовується у контурі реактивної потужності, а СКШ – у контурі активної. Об'єкт керування у контурі реактивної потужності є статичним, тому синтез дискретного часового еквалайзера виконаємо за формулою (17) [9], виходячи з квантованої бажаної перехідної функції.

$$W_{\text{екв}}(z) = a_{k-1} z_k + \frac{\sum_{i=1}^{k-1} (a_{i-1} - a_i) z_i - a_0}{T_0 z^k - T_0 k_{\text{зв.з}} \sum_{i=0}^{k-1} a_i z^i}, \qquad (17)$$

де k – порядок характеристичного рівняння (повинен співпадати або бути більшим за порядок характеристичного рівняння об'єкта керування);
a_k, a_{k-1}, a_{k-2} … a_1, a_0 – коефіцієнти, що характеризують збільшення рівнів перехідної функції на кожному такті квантування; $k_{\text{зв.з}}$ – коефіцієнт передачі від'ємного зворотного зв'язку; T_0 – період квантування у дискретній системі.

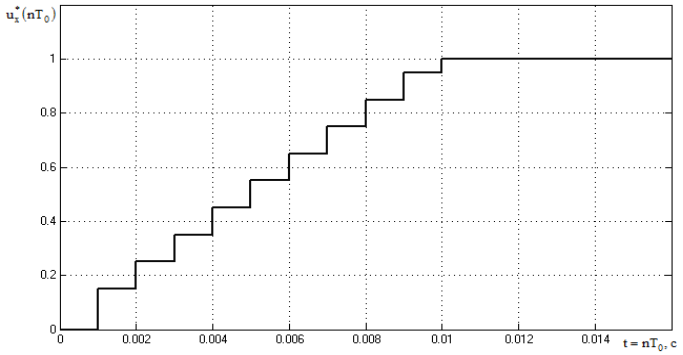


Рис. 7 Приклад квантованої бажаної перехідної функції для контуру реактивної потужності

Наприклад, якщо квантована бажана перехідна функція для контуру реактивної потужності представляється рис. 7, то коефіцієнти дискретного часового еквалайзера при кількості ступенів $k = 10$ становитимуть наступні значення: $a_{10} = 0$, $a_9 = 0{,}15$, $a_{18} = a_7 = \ldots = a_2 = a_1 = 0{,}1$, $a_0 = 0{,}05$, а період квантування – $T_0 = 0{,}001$ с. При $k_{\text{зв.з}} = 1$ передатна функція дискретного часового еквалайзера, що використовується для керування об'єктом у контурі реактивної потужності, буде наступною:

$$W_{\text{ДЧЕ ССП}}(z) = \frac{1000 \cdot (0{,}15 z_{10} - 0{,}05 z_9 - 0{,}05 z - 0{,}05)}{z_{10} - 0{,}15 z_9 - 0{,}1 z_8 - 0{,}1 z_7 - 0{,}1 z_6 - 0{,}1 z_5 - 0{,}1 z_4 - 0{,}1 z_3 - 0{,}1 z_2 - 0{,}1 z - 0{,}05}$$

Висновки.

1. Наведені диференціальні рівняння асинхронного двигуна в двофазній ортогональній системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора, надають вичерпний математичний опис, необхідний для виконання синтезу автоматизованих електроприводів змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера.

2. Представлення диференціальних рівнянь та структурних схем асинхронного двигуна у системі відносних одиниць з рівними взаємними індуктивностями між статорними і роторними обмотками, а також між фазними обмотками ротора, дозволило коректно виконати компенсацію динамічних властивостей окремих складових об'єкта керування за допомогою обернених моделей.

3. Для виконання синтезу системи керування електроприводом змінного струму доцільно рівняння, що описують асинхронний двигун, розділяти на дві підсистеми, котрі відносяться до контурів реактивної та активної потужностей. При цьому керування величинами I_{su} та Ψ_0 виконується системою стабілізації потокозчеплення, а величинами I_{sv} та ω – системою керування швидкістю.

4. Наявні внутрішні перехресні зворотні зв'язки розглядаються як збурення та виключаються на етапі синтезу системи автоматичного керування на базі методу дискретного часового еквалайзера, завдяки чому підсистеми керування активною та реактивною потужностями можна синтезувати окремо. При цьому в об'єкті керування як для контуру реактивної потужності, так і для контуру активної потужності потрібно враховувати динаміку транзисторного інвертора, котрий безпосередньо формує напруги живлення статора.

5. Узагальнені передатні функції для об'єктів керування у контурах реактивної та активної потужностей, а також передатні функції їхніх обернених моделей дозволяють виконувати синтез систем векторного керування електроприводами змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера у відносних одиницях для широкого спектру промислових асинхронних двигунів.

6. Запропонована функціональна схема системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера складається із системи стабілізації потокозчеплення та системи керування швидкістю, кожна з яких має власний дискретний часовий еквалайзер, елемент квантування, екстраполятор нульового порядку, обернену модель об'єкта керування та блок модифікації зворотного перетворення.

7. Теорія дискретного часового еквалайзера дозволяє виконувати синтез швидкодіючих систем векторного керування електроприводами змінного струму при орієнтації системи координат за вектором потокозчеплення ротора Ψ_r .

Список літератури: 1. *Sheremet O.* Development of a mathematical apparatus for determining operator images of the desired quantized transition functions of finite duration / *O. Sheremet, O. Sadovoy* // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2016. – 2/2 (80). – P. 51–58. **2.** *Шеремет О. І.* Синтез автоматизованих електромеханічних систем на базі дискретного часового еквалайзера / *О. І. Шеремет* // Вісник національного технічного університету "ХПІ". Збірник наукових праць. Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ". – 2013. – №36 (1009). – С. 110–111. **3.** *Шеремет О. І.* Поняття дискретного часового еквалайзера / *О. І. Шеремет, О. В. Садовой* // Збірник наукових праць Донбаського державного технічного університету. – Алчевськ: ДонДТУ. – 2014. – Випуск 1 (42). – С. 147–151. **4.** *Фираго Б. И.* Регулируемые электроприводы переменного тока / *Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик*. – Минск: Техноперспектива, 2006. – 363 с. **5.** *Виноградов А. Б.* Векторное управление электроприводами переменного тока / *А. Б. Виноградов* – Иваново: ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», 2008. – 298 с. **6.** Моделирование асинхронных электроприводов с тиристорным управлением / *Л. П. Петров, В. А. Ладензон, Р. Г. Подзолов, А. В. Яковлев* – М.: Энергия, 1977. – 200 с. **7.** *Шеремет О. І.* Використання модифікованого принципу симетрії структурних схем для синтезу систем автоматичного керування / *О. І. Шеремет, О. В. Садовой* // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2016. – 1/9 (79). – С. 48–56. **8.** *Слежановский О. В.* Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / *О. В. Слежановский, Л. Х. Дацковский, И. С. Кузнецов, Е. Д. Лебедев, Л. М. Тарасенко*. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с. **9.** *Шеремет О. І.* Синтез автоматизованої електромеханічної системи за умови часткової компенсації об'єкта керування на базі дискретного часового еквалайзера / *О. І. Шеремет, О. В. Садовой* // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету: (технічні науки) – Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2013. – Випуск 3(23). – С. 85–92.

Bibliography (transliterated): 1. Sheremet, O., O. Sadovoy. "Development of a mathematical apparatus for determining operator images of the desired quantized transition functions of finite duration." *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies* No. 2/2.80. 2016. 51–58. Print. **2.** Sheremet, O. I. "Syntez avtomatyzovanykh elektromekhanichnykh system na bazi dyskretnoho chasovoho ekvalaizera." *Visnyk natsionalnoho tekhnichnoho universytetu "KhPI". Zbirnyk naukovykh prats. Seriia: Problemy avtomatyzovanoho elektropryvodu. Teoriia i praktyka. Kh.: NTU "KhPI"*. No. 36.1009. 2013. 110–111. Print. **3.** Sheremet, O. I., O. V. Sadovoy. "Poniattia dyskretnoho chasovoho ekvalaizera." *Zbirnyk naukovykh prats Donbaskoho derzhavnoho tekhnichnoho universytetu. Alchevsk: DonDTU*. No. 1.42. 2014. 147–151. Print. **4.** Firago, B. I., L. B. Pavlyachik *Reguliruemyie elektroprivodyi peremennogo toka.* Minsk: Tehnoperspektiva, 2006. Print. **5.** Vinogradov, A. B. *Vektornoe upravlenie elektroprivodami peremennogo toka.* Ivanovo: GOUVPO "Ivanovskiy gosudarstvennyiy energeticheskiy universitet imeni V.I. Lenina", 2008. Print. **6.** Petrov, L. P., et al. *Modelirovanie asinhronnyih elektroprivodov s tiristornyim upravleniem*. Moskva: Energiya, 1977. Print. **7.** Sheremet, O. I., O. V. Sadovoy. "Vykorystannia modyfikovanoho pryntsypu symetrii strukturnykh skhem dlia syntezu system avtomatychnoho keruvannia." *Skhidno-Yevropeiskyi zhurnal peredovykh tekhnolohii*. No. 1/9.79. 2016. 48–56. Print. **8.** Slezhanovskiy, O. V., et al. *Sistemyi podchinennogo regulirovaniya elektroprivodov peremennogo toka s ventilnyimi preobrazovatelyami*. Moskva: Energoatomizdat, 1983. Print. **9.** Sheremet, O. I., O. V. Sadovoy. "Syntez avtomatyzovanoi elektromekhanichnoi systemy za umovy chastkovoi kompensatsii obiekta keruvannia na bazi dyskretnoho chasovoho ekvalaizera." *Zbirnyk naukovykh prats Dniprodzerzhynskoho derzhavnoho tekhnichnoho universytetu: (tekhnichni nauky) – Dniprodzerzhynsk: DDTU.* No 3.23. 2013. Print.

Надійшла 13.06.2017

УДК 621.313.004

А. А. СЁМИН, ассистент, Национальный горный университет, Днепр.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ С НИЗКОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ К НАЛИЧИЮ ОШИБОК В ИСХОДНЫХ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Введение. При реализации современных систем управления и диагностики асинхронных электроприводов необходима информация о значениях параметров схемы замещения асинхронных электродвигателей (АД). Системы управления асинхронных электроприводов используют значения параметров схемы замещения для настройки регуляторов и наблюдающих устройств. Также они находят применение при диагностировании состояния электрических машин электротехнических комплексов, определении параметров машины после ремонта.

Такие параметры как активное сопротивление ротора, индуктивность ротора, индуктивность цепи намагничивания не доступны для непосредственного измерения. При приёмо–сдаточных испытаниях они не определяются, а значения, приводимые в каталогах и справочниках, являются расчетными и могут существенно отличаться от реальных значений конкретной машины.

Идентификации параметров схемы замещения АД посвящено множество научных публикаций. Однако универсального метода для решения этой задачи на сегодняшний день не существует.

Постановка проблемы. Анализ показывает, что к слабым сторонам методов идентификации, относится чувствительность к наличию погрешностей в исходных экспериментальных данных. Это является серьезным недостатком и приводит к риску получения недостоверных результатов. Этот вопрос является малоизученным и практически не затрагивается в литературе по данному направлению.

Из сказанного можно сделать вывод, что задача построения малочувствительных к наличию ошибок в исходных экспериментальных данных алгоритмов идентификации параметров схемы замещения является актуальной. Данная работа посвящена определению параметров перед началом эксплуатации машины («off–line» идентификация).

Материалы и результаты исследований. Прямая взаимосвязь между током и напряжением статора в установившемся режиме выражается с помощью активной и реактивной составляющих входного сопротивления. Их величины и соотношение определяют полное входное сопротивление и сдвиг по фазе между напряжением и током статора. Активная и реактивная составляющие входного сопротивления со стороны статора согласно Т–образной схеме замещения [1] равны:

$$R_{\text{ВХ}} = R_1 + \frac{(\omega \cdot L_m)^2 \cdot R_2}{R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_{2\sigma})^2}, \quad (1)$$

$$X_{\text{ВХ}} = \omega \cdot L_{1\sigma} + \frac{\omega \cdot L_m \cdot \omega \cdot L_{2\sigma} \cdot (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_{2\sigma}) + \omega \cdot L_m \cdot R_2^2}{R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_{2\sigma})^2}, \quad (2)$$

где: R_1 , R_2 – активные сопротивления обмоток фаз статора и ротора соответственно;

L_m – главная индуктивность контура (индуктивность намагничивания контура),

(L_m = 1,5$L_{m\phi}$, $L_{m\phi}$ – главная индуктивность фазы);

$L_{1\sigma}$, $L_{2\sigma}$ – индуктивности рассеяния фазы статора и фазы ротора соответственно;

ω – круговая частота питающего напряжения.

Все величины, относящиеся к ротору, приведены к обмотке статора (штрих в обозначениях опущен).

В работе [2] для каждого из параметров схемы замещения сформулированы рекомендации касательно их идентификации, выполнение которых обеспечивает стабильность результатов идентификации параметров схемы замещения к наличию ошибок в исходных экспериментальных данных. Так, для случая с неподвижным ротором было установлено, что:

1) при определении R_2 целесообразно использовать выражение для $R_{\text{ВХ}}$. Частоту напряжения питания для идентификации активного сопротивления ротора R_2 и усредненного значения индуктивности рассеивания L_σ ($L_\sigma = L_{1\sigma} = L_{2\sigma}$) удобно определять по формуле [2]:

$$f = 10 - 2{,}5 \cdot \lg P_{\text{Н}}, \quad (3)$$

где $P_{\text{Н}}$ – номинальная мощность двигателя, кВт.

2) при определении L_σ целесообразно использовать выражение для $X_{\text{ВХ}}$. Рекомендации по частоте такие же, как и в предыдущем пункте;

3) при определении L_m целесообразно использовать экспериментальные данные опыта подачи постоянного напряжения на фазы статора (имеется в виду несимметричное питание фаз статора постоянным током).

В случае вращающегося ротора для определения R_2 / s и L_σ стоит использовать те же выражения, что и при неподвижном роторе. Рекомендуемые значения частоты питания приведены в [2]. Согласно результатам, получение достоверных результатов для параметра L_σ для двигателей мощностью до 100 кВт при вращающемся ро-

© А.А. Сёмин, 2017

торе затруднительно. Поэтому, значение L_σ рекомендуется определять при неподвижном роторе.

Определение L_m рекомендовано производить с помощью выражения для $X_{\text{ВХ}}$ с учетом рекомендуемых значений для частоты питания [2]. Однако, наиболее просто данный параметр находится из общеизвестного метода холостого хода либо с использованием несимметричного питания статора постоянным током [3]

Учитывая вышеприведенные рекомендации, рациональный алгоритм активной предварительной идентификации формулируется следующим образом:

1. Проведение опыта несимметричного питания на постоянном токе или опыта холостого хода. В первом случае необходимо получить данные кривой переходного процесса тока статора.

2. Активное сопротивление обмотки статора определяют на постоянном токе методом вольтметра–амперметра.

3. При $s = 1$ и частоте напряжения питания статора f в соответствии с формулой (3), получаем экспериментальные значения для $X_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{ВХ}}$ (рекомендуется использовать несимметричное питание статора переменным током).

4. На основании экспериментальных данных, полученных из п.п. 1)÷3) получают нелинейную систему из трех уравнений, которая решается численным методом (например, методом Ньютона или методом последовательных итераций).

Отметим, что при использовании несимметричного питания на постоянном токе вместо опыта холостого хода пункты 1 и 2 выполняются совместно.

К достоинствам предложенного метода активной предварительной идентификации параметров АД можно отнести следующее:

– низкая чувствительность к ошибкам в исходных экспериментальных данных благодаря использованию при идентификации различных значений частоты напряжения питания обмотки статора в зависимости от мощности двигателя;

– использование несимметричного питания статора переменным током при неподвижном роторе вместо проведения опыта короткого замыкания. Соответственно исчезает необходимость в нагрузочных устройствах.

– возможность использования несимметричного питания статора постоянным током вместо проведения опыта холостого хода. Это обстоятельство существенно при наличии механической связи двигателя с механизмом.

– использование для идентификации только данных токов и напряжений статора.

В работе [3] получено выражение, описывающее переходный процесс тока статора при питании от постоянного напряжения U_S. Значение площади фигуры, заключенной между установившимся значением тока статора и кривой переходного процесса в функции времени, равное

$$S = \frac{U_S}{2R_1}\left(\frac{2L_m(L_{1\sigma}+L_{2\sigma})}{L_{1\sigma}\cdot R_2 + L_{2\sigma}\cdot R_1} + \frac{L_{1\sigma}+L_{2\sigma}}{R_1+R_2}\right), \tag{4}$$

может быть успешно использовано при идентификации.

При $L_{1\sigma} = L_{2\sigma} = L_\sigma$ и использовании константы C_1 равной $2\cdot S\cdot R_1 / U_S$, выражение (4) примет вид:

$$C_1 = \frac{4\cdot L_m}{R_2+R_1} + \frac{2\cdot L_\sigma}{R_1+R_2}. \tag{5}$$

Система нелинейных уравнений для нахождения неизвестных параметров схемы замещения с учетом (1), (2), (5) будет выглядеть:

$$\begin{cases} R_{\text{ВХ}} = R_1 + \dfrac{(\omega\cdot L_m)^2\cdot R_2}{R_2^2+(\omega\cdot L_m+\omega\cdot L_\sigma)^2}, \\ X_B\text{X} = \omega\cdot L_\sigma + \dfrac{\omega\cdot L_m\cdot\omega\cdot L_\sigma\cdot(\omega\cdot L_m+\omega\cdot L_\sigma)+\omega\cdot L_m\cdot R_2^2}{R_2^2+(\omega\cdot L_m+\omega\cdot L_\sigma)^2}, \\ C_1 = \dfrac{4L_m}{R_1+R_2} + \dfrac{2L_\sigma}{R_1+R_2}. \end{cases} \tag{6}$$

Величины $R_{\text{ВХ}}$, $X_{\text{ВХ}}$, C_1 определяются в результате обработки экспериментальных данных. Обозначим искомые величины: $x_1 = R_2$, $x_2 = L_\sigma$, $x_3 = L_m$.

При начальном приближении $x^{(0)} = \left(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}, x_3^{(0)}\right)^T$, итерационный процесс нахождения решения системы методом Ньютона можно представить в векторной форме следующим образом [4]:

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} - J^{-1}(x^{(k)})\cdot f(x^{(k)}),\ k = 0, 1, 2, \ldots$$

где $J^{-1}(x)$ – матрица, обратная матрице Якоби;

k – номер итерации.

$$J(x)=\begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1(x)}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1(x)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_2(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2(x)}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2(x)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_3(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3(x)}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3(x)}{\partial x_3} \end{bmatrix}$$ – матрица Якоби первых производных вектор–функции ***f*(*x*)**.

В практических вычислениях в качестве условия окончания итераций обычно используется критерий:

$$\| x^{(k+1)} - x^{(k)} \| \le \varepsilon ,$$

где ε – заданная точность.

Для системы (6) компоненты вектор–функции ***f*(*x*)** имеет вид:

$$f_1(R_2, L_\sigma, L_m) = R_{BX} - R_1 - \frac{(\omega \cdot L_m)^2 \cdot R_2}{R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2} ,$$

$$f_2(R_2, L_\sigma, L_m) = X_{BX} - \omega \cdot L_\sigma - \frac{\omega \cdot L_m \cdot \omega \cdot L_\sigma \cdot (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma) + \omega \cdot L_m \cdot R_2^2}{R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2} ,$$

$$f_3(R_2, L_\sigma, L_m) = C_1 - \frac{4 L_m}{R_1 + R_2} - \frac{2 L_\sigma}{R_1 + R_2} .$$

Тогда элементами матрицы Якоби будут:

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_1} = \frac{\partial f_1}{\partial R_2} = \frac{(\omega \cdot L_m)^2 \cdot \left[R_2^2 - (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 \right]}{\left[R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 \right]^2} , \quad \frac{\partial f_1}{\partial x_2} = \frac{\partial f_1}{\partial L_\sigma} = \frac{2 \cdot \omega \cdot R_2 \cdot (\omega \cdot L_m)^2 \cdot (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)}{\left[R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 \right]^2} ,$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_3} = \frac{\partial f_1}{\partial L_m} = \frac{2 \cdot L_m \cdot \omega^2 \cdot R_2 \cdot \left[R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 \right]}{\left[R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 \right]^2} - \frac{2 \cdot \omega \cdot (\omega \cdot L_m)^2 \cdot R_2 \cdot (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)}{\left[R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 \right]^2} ,$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_1} = \frac{\partial f_2}{\partial R_2} = \frac{-2 \cdot R_2 \cdot \omega \cdot L_m}{\left[R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 \right]} + \frac{2 \cdot R_2 \cdot \left[\omega^2 \cdot L_m \cdot L_\sigma \cdot (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma) + \omega \cdot L_m \cdot R_2^2 \right]}{\left[R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 \right]^2} ,$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_2} = \frac{\partial f_2}{\partial L_\sigma} = -\omega - \frac{(\omega^3 \cdot L_{m^2} + 2 \cdot \omega^3 \cdot L_m \cdot L_\sigma)}{R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2} + \frac{2 \cdot \omega \cdot \left[\omega^2 \cdot L_m \cdot L_\sigma \cdot (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 + \omega \cdot L_m \cdot R_2^2 \cdot (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma) \right]}{\left[R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 \right]^2} ,$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_3} = \frac{\partial f_2}{\partial L_m} = -\frac{(\omega^3 \cdot L_{\sigma^2} + 2 \cdot \omega^3 \cdot L_m \cdot L_\sigma)}{R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2} + \frac{2 \cdot \omega \cdot \left[\omega^2 \cdot L_m \cdot L_\sigma \cdot (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 + \omega \cdot L_m \cdot R_2^2 \cdot (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma) \right]}{\left[R_2^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_\sigma)^2 \right]^2} ,$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial x_1} = \frac{\partial f_3}{\partial R_2} = \frac{4 L_m + 2 L_\sigma}{(R_1 + R_2)^2} , \quad \frac{\partial f_3}{\partial x_2} = \frac{\partial f_3}{\partial L_\sigma} = \frac{-2}{R_1 + R_2} , \quad \frac{\partial f_3}{\partial x_3} = \frac{\partial f_3}{\partial L_m} = \frac{-4}{R_1 + R_2} .$$

Число итераций при нахождении параметров данным способом обычно не превышает 5÷6.

Важно отметить, что одним из достоинств системы нелинейных уравнений (5) является удобство задания начальных приближений искомых параметров. Это способствует работоспособности предлагаемого метода. Исходя из анализа уравнений, входящих в систему (6) можно сказать, что $x_1^{(0)}(R_2^{(0)})$, $x_2^{(0)}(L_\sigma^{(0)})$ следует выбирать как:

$$R_2^{(0)} = R_{BX} - R_1 , \quad L_\sigma^{(0)} = X_{BX} / 2 .$$

Величину $x_3^{(0)}(L_m^{(0)})$ следует находить как

$$L_m^{(0)} = U_{\text{ном}} / (\omega \cdot I_{\text{ном}}) ,$$

где $U_{\text{ном}}$, $I_{\text{ном}}$ – номинальные напряжение и ток статора АД.

Экспериментальная установка для проверки метода определения параметров включала в себя испытуемый двигатель, преобразователь частоты, датчики тока LA–100 и напряжения LV–25, модуль E14–440, персональный компьютер. В состав модуля E14–440 входят цифровой сигнальный процессор ASDP–2185M, 14–битный АЦП с максимальной частотой преобразования 400кГц, 12–битный ЦАП с максимальной частотой преобразования 125кГц. Для сбора данных был использован промышленный комплекс CED Expert, разработанный на кафедре электропривода ГВУЗ «Национальный горный университет».

При экспериментальной проверке метода оценивания были проведены опыты для двигателя мощностью 0,37 кВт. Результаты оценивания параметров двигателя 4АА71А6УЗ приведены в табл. 1. Там же для сравнения даны справочные и измеренные значения.

Из таблицы 1 видно, что результаты определения параметров по предложенному методу практически совпали с результатами, полученными на основании стандартных методов х.х. и к.з. Отклонения справочных данных, объясняется различием между параметрами конкретной машины и его проектным аналогом, параметры которого получены расчетных путем.

Таблица 1 – Параметры двигателя 4АА71А6У3

Способ получения	R_1 ,Ом	R_2 ,Ом	L'_σ ,Гн	L_m , Гн
Данные справочника	27,36	23,39	0,0615	0,723
Результаты опытов х.х. и к.з.	30,9	26,2	0,045	0,763
Предложенный метод	30,9	26,53	0,052	0,755

L'_σ – переходная индуктивность статора равная $L_{1\sigma}+\frac{L_m \cdot L_{2\sigma}}{L_m+L_{2\sigma}}$.

На рисунке 1 представлены кривые переходных процессов при подаче на две фазы статора постоянного напряжения.

Кривая 1 получена экспериментально для двигателя 4АА71А6У3, кривые 2, 3 и 4 получены путем математического моделирования. Кривая 2 получена с использованием набора параметров, определенных по рассматриваемой методике; кривая 3 – с использованием набора параметров, полученных методами холостого хода и короткого замыкания; кривая 4 – с использованием набора параметров, взятых из справочной литературы. Результаты демонстрируют достаточную близость экспериментальной кривой и кривой, полученной с использованием набора параметров, определенных по рассматриваемой методике.

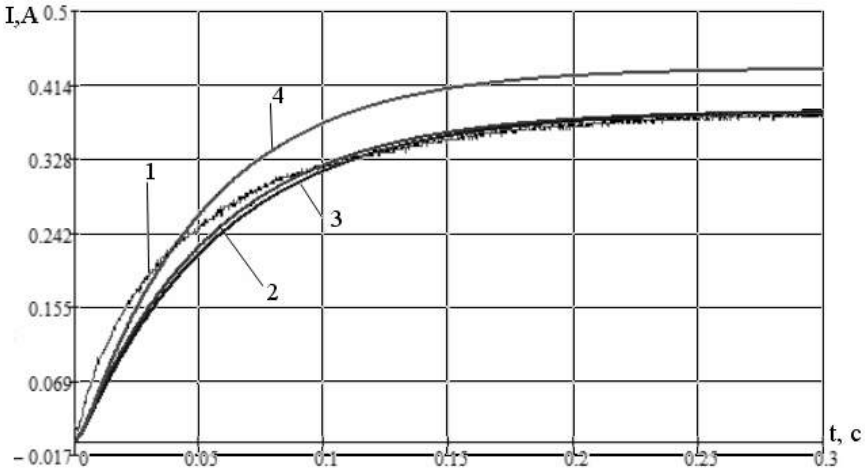


Рисунок 1 – Графики переходного процесса тока статора при подаче на две фазы постоянного напряжения

Выводы. В статье представлен метод активной предварительной идентификации параметров Т–образной схемы замещения АД, обладающий низкой чувствительностью к ошибкам в исходных экспериментальных данных благодаря использованию при идентификации значений частоты напряжения питания обмотки статора, зависящей от мощности двигателя.

Предложено производить процедуру идентификации с использованием несимметричного питания статора.

Полученные результаты экспериментальной проверки метода являются основанием для рекомендации разработанного метода активной предварительной идентификации параметров Т–образной схемы замещения АД для практического применения в асинхронных электроприводах и при создании стендов для диагностики состояния АД.

Список литературы: 1. *Иванов-Смоленский А.В.* Электрические машины / *Иванов-Смоленский А.В.* – М.: Энергия, 1980, – 928 с. **2.** *Бешта А.С., Сёмин А.А.* Оценка точности идентификации параметров схемы замещения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2017. – Вип. 1/2017 (37). – С. 15–20. **3.** *Бешта А.С., Сёмин А.А.* Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя при несимметричном питании статора // Електромеханічні і енергозберігаючі системи «Електромеханічні системи, методи оптимізації та моделювання». – 2014. – №6/2014(26), Том 2, – С. 10-16. **4.** *Калиткин Н. Н.* Численные методы / *Калиткин Н. Н.* – М.: Наука, 1978, – 512 с.

Bibliography (transliterated): 1. Ivanov-Smolenskiy, A.V. *Elektricheskie mashiny*. Moscow: Energiya, 1980. Print. **2.** Beshta, A.S. and Syomin, A.A. «Accuracy estimation of the equivalent circuit parameters identification of squirrel cage induction motor». *Elektromekhanichni ta energozberigayuchi systemy*. KrNU. No. 1/2017 (37), 15-20 Print. **3**. Beshta, A.S. and Syomin, A.A. «Parameters estimation of induction motor equivalent circuit using asymmetrical stator supply». *Elektromekhanichni ta energozberigayuchi systemy. Schokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal.* No. 2/2014 (26), 10-16 Print. **4.** Kalitkin, N.N. *Chislennie metody*. Moscow: Nauka, 1978. Print.

Поступила 07.06.2017

УДК 621.313.333.2

В. С. ПЕТРУШИН, докт. техн. наук, проф., Одесский национальный политехнический университет;
Р. Н. ЕНОКТАЕВ, аспирант, Одесский национальный политехнический университет.

АНАЛИЗ РАБОТЫ РЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С УЧЕТОМ ВНЕШНЕЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Вступление. В качестве одного из допущений, использующихся при анализе работы асинхронных двигателей (АД) в составе регулируемых электроприводов, принято постоянство напряжения преобразователя [1-6]. В тоже время согласно внешней характеристике частотного преобразователя напряжение с ростом нагрузки преобразователя снижается. Это обстоятельство влияет на рабочие характеристики АД [7,8].

Постановка проблемы. Целесообразно провести анализ работы регулируемого асинхронного двигателя (РАД) при учете внешней характеристики как в статических так и в динамических режимах. С этой целью должно быть выполнено моделирование с учетом изменения напряжения питания двигателя, а также без учета этого. Полученные характеристики должны быть сопоставлены с экспериментом.

Результаты исследований. Был рассмотрен наиболее распространенный привод с транзисторным преобразователем частоты (ПЧ) с автономным инвертором напряжения и ШИМ–регулированием. Закон частотного регулирования был принят U / f = const. Транзисторный частотный преобразователь Altivar 28 Telemecanique обеспечивал питание асинхронного двигателя АИР71А2У3. Входное сетевое линейное напряжение во время эксперимента составляло 380 В. Преобразователь имел следующие настройки: $U_{ном}$= 220 В и $f_{ном}$= 50 Гц, частота модуляции 4 кГц. В результате теоретических и экспериментальных исследований получены характеристики для параметров регулирования 30 и 50 Гц. Проводилось осциллографирование с помощью устройства BORDO-421 напряжений питания и потребляемых токов РАД и анализировались их спектры. Использовалась разработанная на базе MATLAB программа «Обработка результатов».

На рис. 1 приведен график напряжения статора, а также его спектральный анализ гармонического состава, полученный с помощью программы MATLAB, при параметре регулирования 50 Гц и нагрузочном моменте 2 Н·м. Аналогично представляется возможным определить спектр гармоник для других частот (в частности 30 Гц) и при других нагрузочных моментах. Из диаграммы FFT analysis (блок Powergui, быстрое преобразование Фурье) видно, что помимо первой (основной) гармоники в гармоническом составе присутствуют высшие гармоники, амплитуды которых, в зависимости от номера гармоники меняются [9-11]. Спектральные анализы были выполнены для ряда режимов: холостого хода и нагрузок (1, 2, 3 Н·м), что позволило сформировать характер изменения внешней характеристики преобразователя. С помощью программы DIMASDrive [12], разработанной на кафедре электрических машин Одесского национального политехнического университета обеспечивается моделирование как при допущении постоянства напряжения преобразователя, так и при учете внешней характеристики. На рис. 2 приведены экспериментальные зависимости основной гармоники напряжения преобразователя, а также зависимости, не учитывающие внешнюю характеристику.

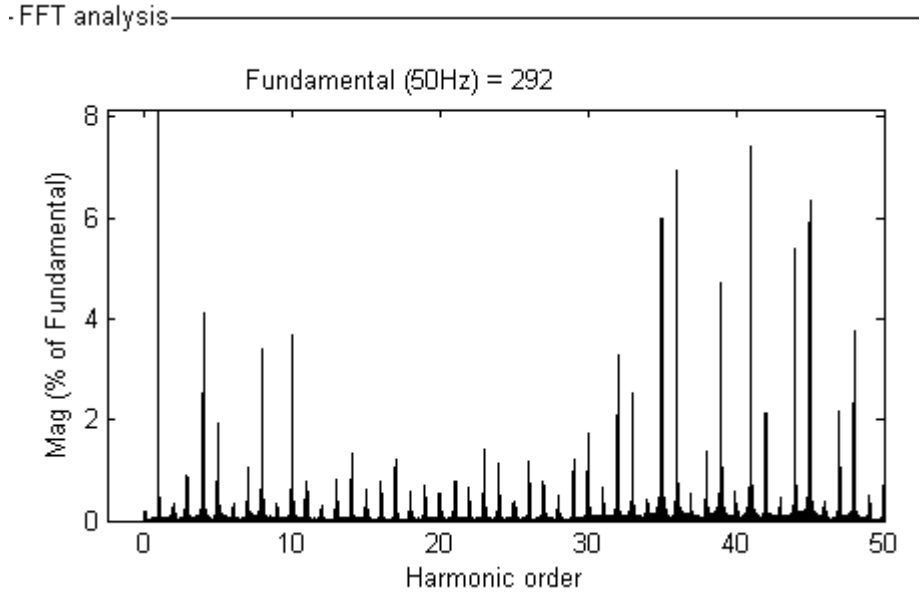


Рис. 1 Спектр фазного напряжения РАД при питании от ПЧ.

© В.С. Петрушин, Р.Н. Еноктаев, 2017

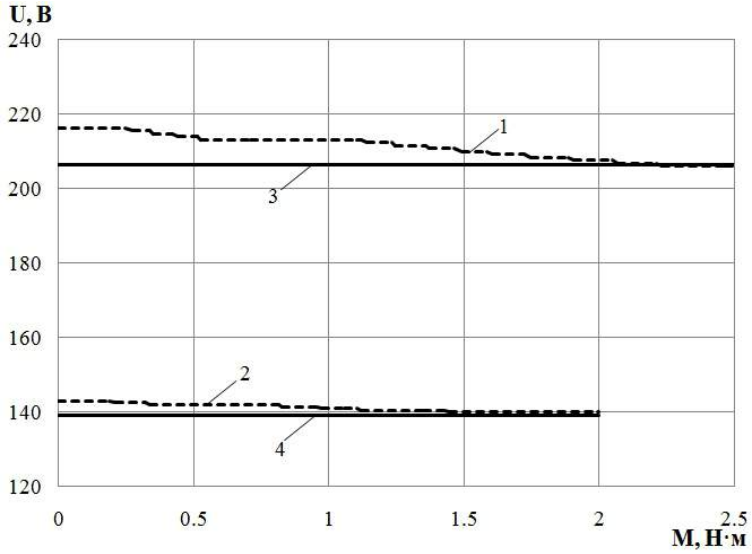
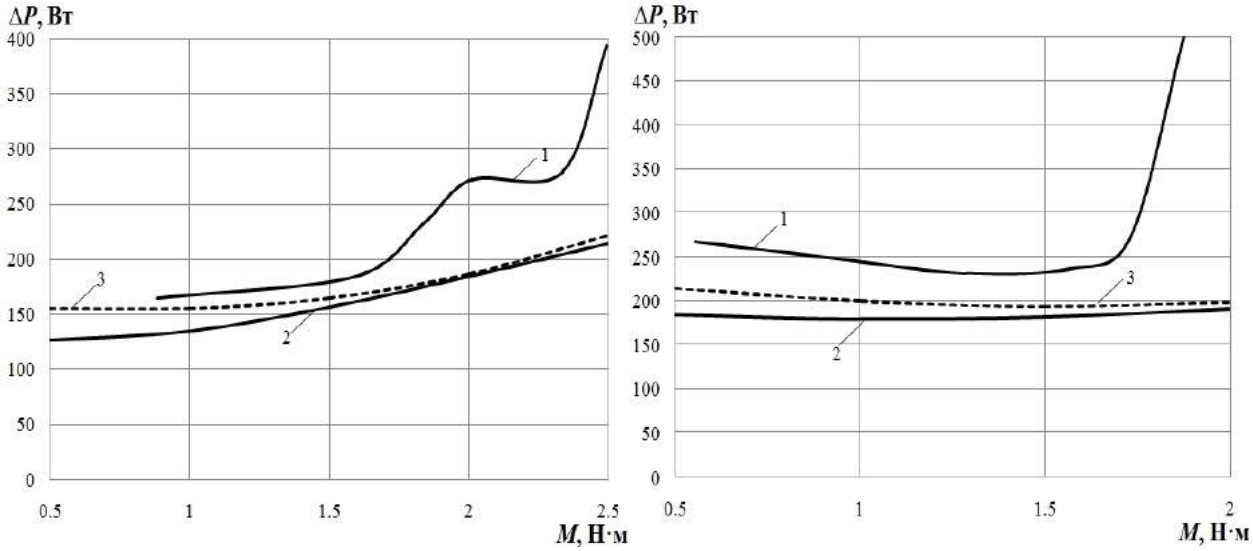


Рис. 2. Изменение фазного напряжения двигателя:
1– эксперимент, 50 Гц; 2 – эксперимент, 30 Гц;
3 – моделирование при неучете внешней характеристики, 50 Гц;
4 – моделирование при неучете внешней характеристики, 30 Гц.

При моделировании не принимались во внимание высшие гармонические питающего двигатель напряжения, а основная гармоника в случае неучета внешней характеристики преобразователя составляет 206.5 В при 50 Гц и 138.6 В при 30 Гц. На рис. 3 представлены зависимости потерь двигателя.



а) б)

Рис. 3 Изменение суммарных потерь двигателя 50 Гц (а), 30 Гц (б):
1 – эксперимент; 2 – моделирование без учета внешней характеристики;
3 – моделирование с учетом внешней характеристики.

Зависимости тока статора I_1, активной потребляемой мощности P_1, суммарных потерь , включающих потери электрические, в стали, добавочные и механические

$$\Delta P = \Delta P_{эл1} + \Delta P_{эл2} + \Delta P_{ст} + \Delta P_{доб} + \Delta P_{мех}\ , \quad (1)$$

позволили определить мощность на валу

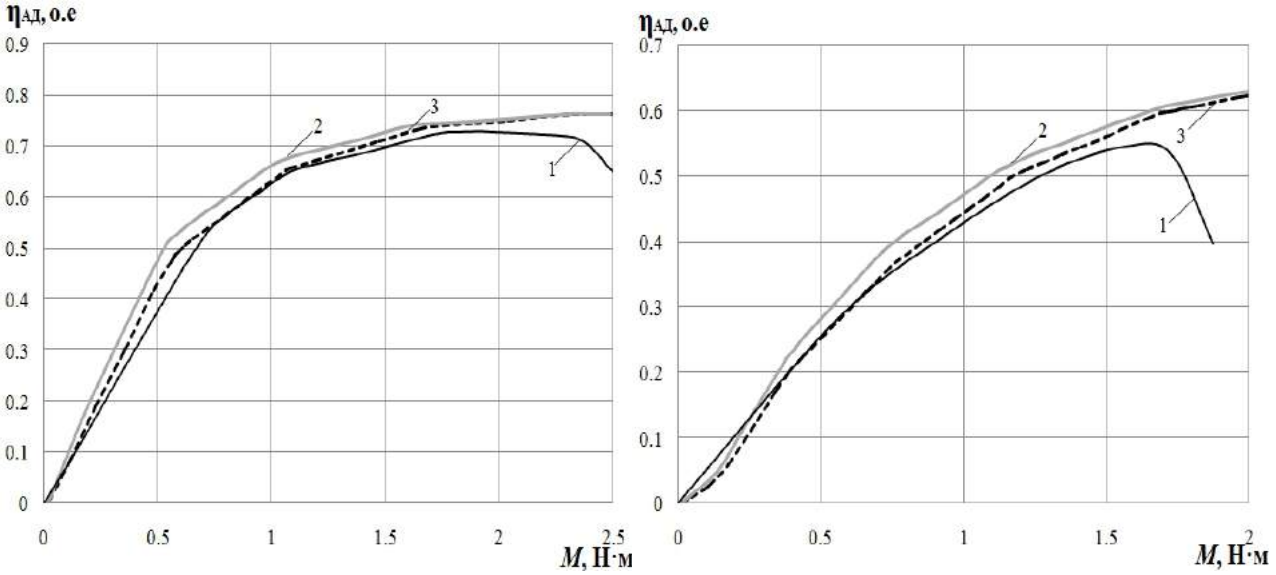
$$P_2 = P_1 - \Delta P \quad (2)$$

и коэффициент полезного действия

$$\eta = P_2 / P_1\ . \quad (3)$$

Потери в стали рассчитываются в каждой нагрузочной точке и при разных частотах с учетом изменения активного сопротивления цепи намагничивания эквивалентной схемы замещения двигателя. Механические потери рассчитываются из условия работы двигателя с определенной частотой вращения.

На рис. 4 представлены зависимости КПД двигателя.

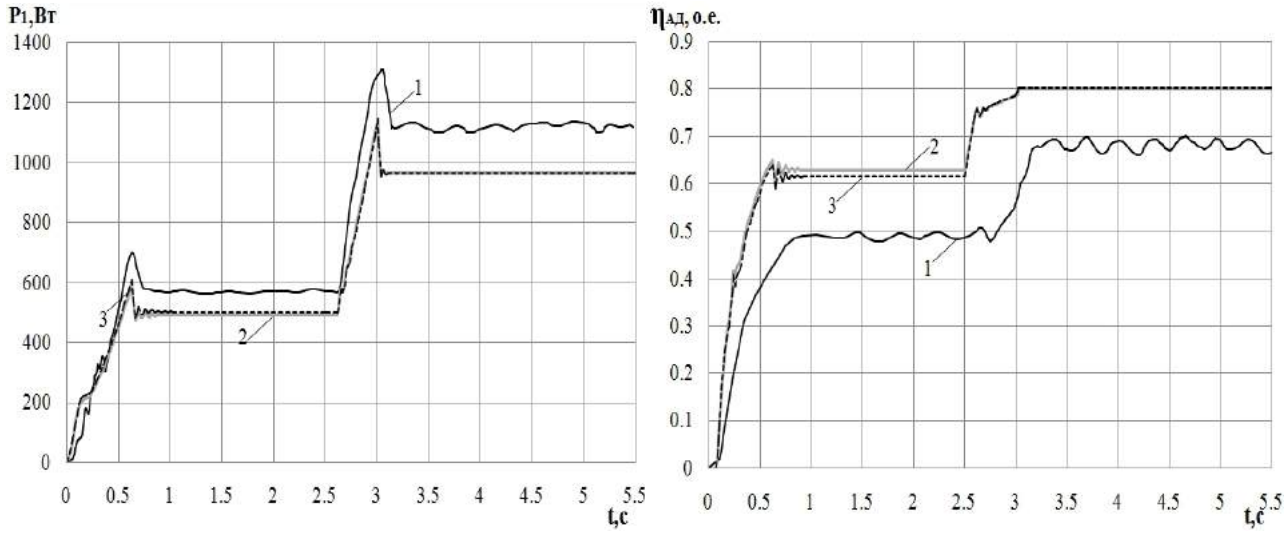


а) б)

Рис. 4 Изменение КПД двигателя 50 Гц (а), 30 Гц (б):
1 – эксперимент; 2 – моделирование без учета внешней характеристики;
3 – моделирование с учетом внешней характеристики.

Были проведены теоретические и экспериментальные исследования динамических характеристик двигателя АИР71А2У3, который запускался при моменте инерции двигателя с нагрузочным механизмом 0,0017 кг·м^2. Исследования были проведены при интенсивности нарастания частоты преобразователя 50 Гц/с, от которой зависит длительность переходного процесса.

Момент нагрузки на валу имел линейную зависимость от числа оборотов и описывался уравнением $M(n) = 0.2 + 0.825 \cdot n \cdot 10^{-3}$. На рис. 5 представлены результаты теоретических (при учете и неучете внешней характеристики преобразователя) и экспериментальных исследований при работе РАД на заданную тахограмму (2.6 с на 1792 об/мин, M = 1.66 Н·м; 2.9 с – 2932 об/мин, M = 2.61 Н·м) с учетом переходных процессов.



а) б)

Рис. 5. Зависимость потребляемой двигателем мощности (а) и КПД двигателя (б):
1 – эксперимент; 2 – моделирование без учета внешней характеристики ;
3 – моделирование с учетом внешней характеристики.

Выводы. Зависимости суммарных потерь двигателя и соответственно КПД двигателя различны при учете и неучете внешней характеристики преобразователя.

Увеличение погрешностей определения суммарных потерь двигателя при моделировании без учета изменения напряжения питания двигателя (при 50 Гц средняя погрешность 18 %, при 30 Гц средняя погрешность 32 % в диапазоне изменения момента нагрузки 1 – 1.8 Нм) по сравнению с учетом этого изменения (при 50 Гц средняя погрешность 11 %, при 30 Гц средняя погрешность 26 % в диапазоне изменения момента нагрузки 1 – 1.8 Н·м), наблюдается при снижении частоты напряжения.

Аналогичные результаты наблюдаются при анализе динамических режимов. Таким образом, для более точного определения энергетических показателей работы регулируемого асинхронного двигателя следует осуществлять моделирование с учетом внешней характеристики преобразователя.

Список литературы: 1. *Соколовский Г.Г.* Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / *Г.Г. Соколовский*. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с. **2.** *Schroder P.* Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen, 2 Auflage. Berlin: Springer, 2001. – 1172 s. **3.** *Петрушин В.С.* Учебное пособие «Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе»/ *В.С. Петрушин* // Одесса, Наука и техника, 2006. – 320 с. **4.** *S. Nandi, H. A. Toliyat, and X. Li*, «Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors - A review, « IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 20, No 4, pp. 719–729, December 2005. **5.** *Волков А.В.* Анализ стационарных режимов асинхронных двигателей при питании от АИ с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения / *А.В. Волков* // Техническая электродинамика. – 1998. – №6. – С. 42 – 48. **6.** *S. Choi, E. Pazouki, J. Baek, and H. Bahrami*, «Iterative condition monitoring and fault diagnosis scheme of electric motor for harsh industrial application, « IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 62, No 3, pp. 1760–1769, March 2015. **7.** *Шестаков А.В.* Математическая модель рабочих характеристик асинхронных двигателей с частотным управлением / *А.В. Шестаков* // Электротехника . – 2011. – №2. – С.23–29. **8.** IEC/TS 60034-25:2007 «Rotating electrical machines - Part 25: Guidance for the design and performance of a.c. motors specifically designed for converter supply». **9.** *Петрушин В.С.* Учет пространственно-временных гармоник магнитного поля при анализе механических характеристик регулируемых асинхронных двигателей / В.С. Петрушин, А.М. Якимец, Д.М. Левин // Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід.наук.-техн. зб. – 2015. – №64. – С. 49 – 53. **10.** *Бовкунович В.С.* Исследование гармонического состава тока фазы статора асинхронного двигателя при питании от преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока / *В.С. Бовкунович, М.М. Ткаченко* // Тезисы докладов по материалам Международной научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов и студентов. Современные проблемы электроэнерготехники и автоматики. – Киев: «Политехника». –2011. – С. 422–423. **11.** A. Garcia-Perez, R. de Jesus Romero-Troncoso, E. Cabal-Yepez, and R. Osornio-Rios, «The application of high-resolution spectral analysis for identifying multiple combined faults in induction motors, « IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 58, №5, pp. 2002–2010, May 2011. **12.** *Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М.* Программный продукт «DIMASDrive». Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода (свидетельство о регистрации программы ПА№4065). Киев: Министерство образования и науки Украины. Государственный департамент интеллектуальной собственности, 26.03.2001.

Bibliography (transliterated): 1. Sokolovskii, G.G. *AC drives with frequency regulation*. Moscow: Izdatel'skii tsentr «Akademiia», 2006.Print. **2.** Schroder P. Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen, 2 Auflage. Berlin: Springer, 2001. – 1172 s. **3.** Petrushin, V.S. *Asinkhronnye dvigateli v reguliruemom elektroprivode.* Ucheb. posob. dlia stud. vyssh. ucheb. zavedenii. Odessa: Nauka i tekhnika, 2006. Print. **4.** *S. Nandi, H. A. Toliyat, and X. Li*, «Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors - A review, «IEEE Trans. Energy Conversion», vol. 20, No 4, pp. 719–729, December 2005. **5.** Volkov, A.V. «Analiz stacionarnyh rezhimov asinhronnyh dvigatelej pri pitanii ot AI s shirotno-impul'snym regulirovaniem vyhodnogo naprjazhenija». *Tehnicheskaja jelektrodinamika*. No.6. 42 – 48. Print. **6.** *S. Choi, E. Pazouki, J. Baek, and H. Bahrami*, «Iterative condition monitoring and fault diagnosis scheme of electric motor for harsh industrial application, « IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 62, No 3, pp. 1760–1769, March 2015. **7.** Shestakov,A.V. «Matematicheskaia model' rabochikh kharakteristik asinkhronnykh dvigatelei s chastotnym upravleniem». *Elektrotekhnika*. No 2. 2011. 23–29. Print. **8.** IEC/TS 60034-25:2007 «Rotating electrical machines - Part 25: Guidance for the design and performance of a.c. motors specifically designed for converter supply». **9.** Petrushin, V.S., Iakimets, A.M., Levin, D.M. «Uchet prostranstvenno-vremennykh garmonik magnitnogo polia pri analize mekhanicheskikh kharakteristik reguliruemykh asinkhronnykh dvigatelei Elektpomashinobuduvannia ta elektroobladnannia». *Mizhvid.nauk.-tekhn. zb.* No 64. 2015. 49 – 53. Print. **10.** Bovkunovich, V.S., Tkachenko, M.M. «Issledovanie garmonicheskogo sostava toka fazy statora asinkhronnogo dvigatelia pri pitanii ot preobrazovatelia chastoty s promezhutochnym zvenom postoiannogo toka. «*Tezisy dokladov po materialam Mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii molodykh uchenykh, aspirantov i studentov*. *Sovremennye problemy elektroenergotekhniki i avtomatiki»*. 2011. 422–423. Print. **11.** A. Garcia-Perez, R. de Jesus Romero-Troncoso, E. Cabal-Yepez, and R. Osornio-Rios, «The application of high-resolution spectral analysis for identifying multiple combined faults in induction motors, «IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 58, №5, pp. 2002–2010, May 2011. **12.** Petrushin, V.S., Rjabinin, S.V. and Iakimets',A.M. Programmnyj produkt «DIMASDrive». Programma analiza raboty, vybora i proektirovanija asinhronnyh korotkozamknutyh dvigatelej sistem reguliruemogo jelektroprivoda. Patent UA, no.4065. CD.

Поступила 01.06.2017

УДК 681.562-5

Е. О. ГОЛОВИН, Магдебургский университет им. Отто фон Герике;
Ш. ПАЛИС, Магдебургский университет им. Отто фон Герике;
А. В. ТИМОЩЕНКО, ст. преп., НТУ «ХПИ»;
А. А. ТКАЧЕНКО, канд. техн. наук, ст. преп., НТУ «ХПИ».

ФИЗИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ КОНТЕЙНЕРНОГО КРАНА С РОБАСТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Введение. Для перемещения грузов на объектах строительства, металлургической промышленности и в портах используются консольные и контейнерные краны–перегружатели. В процессе работы крана возникают слабо затухающие продольные колебания конструкции в направлении движения тележки, что приводит к увеличению динамических нагрузок в механическом оборудовании, снижению производительности, ухудшению условий работы обслуживающего персонала. Постепенное увеличение размеров конструкции кранов за последние 50 лет (высота современных контейнерных кранов составляет около 40 м) и уменьшение веса конструкции за счёт использования балок специального сечения привели к снижению жесткости конструкции и, как следствие, к увеличению влияния низкочастотных упругих колебаний [1]. В работах [2, 3] показано, что частичное решение проблемы гашения колебаний можно достичь путем оптимизации и укрепления конструкции. В [3] представлен традиционный подход с использованием пассивного противовеса, а также активного демпфирования с использованием дополнительной движущейся массы.

В данной статье предлагается осуществить активное демпфирование колебаний с использованием электропривода тележки и системы управления, учитывающей влияние упругости конструкции крана.

Цель работы. Разработка физической модели электромеханической системы портального крана с робастным управлением для оценки эффективности активного демпфирования колебаний конструкции и сопоставления результатов физического эксперимента с результатами компьютерного моделирования.

Материалы исследования. Математическую модель крана разработаем в соответствии с конструкцией, приведенной на рис. 1. Кран состоит из двух опор и моста, по котором передвигается тележка массой m_{LK} (рис. 2). Конструкция характеризуется общей массой m_K, упругостью k и вязкостью d. На тележку и кран действуют силы F_{LK}, F_K.

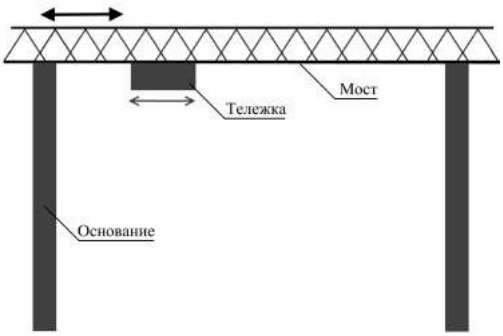


Рис. 1 Конструкция контейнерного крана

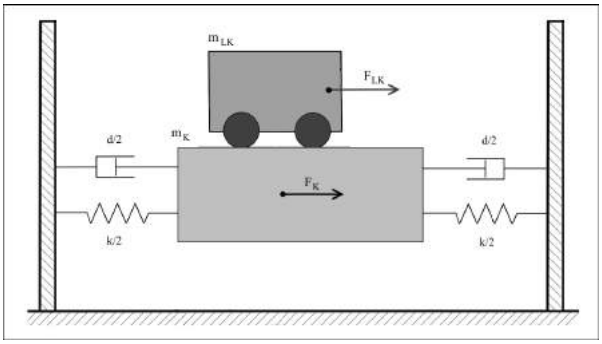


Рис. 2 Математическая модель крана

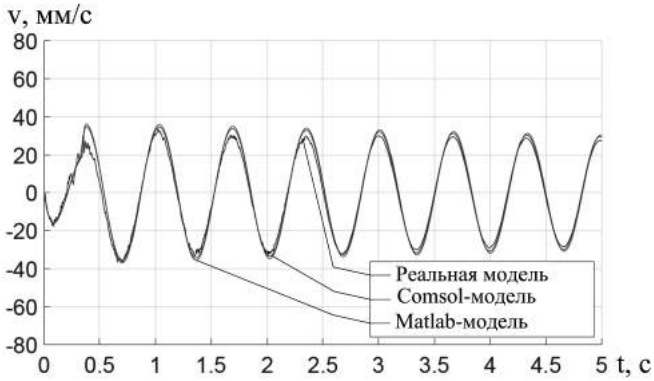


Рис. 3 Колебания крана

Движение моста можно описать системой уравнений:

$$\begin{cases} F_K(t)=F_{K1}(t)+F_{K2}(t)+F_{K3}(t) \\ F_{K1}(t)=m_K\cdot\ddot{x}_K(t)=-m_K\cdot\ddot{x}_{LK}^{K}(t) \\ F_{K2}(t)=-d\cdot\dot{x}_K(t) \\ F_{K3}(t)=-k\cdot x_K(t) \end{cases}, \qquad (1)$$

где x – упругое перемещение моста крана по отношению к исходному состоянию.

Используя преобразования Лапласа модель упругого крана (1) может быть представлена передаточной функцией колебательного звена:

$$\frac{\dot{x}_K(p)}{F_K(p)}=-F\frac{p}{p^2+D_e p+\omega_e^2}, \qquad (2)$$

где $\omega_e=\frac{\sqrt{k}}{m_k}$ – собственная частота колебаний, $D_e=\frac{\sqrt{k}}{m_k}$ – собственная вязкость.

© Е.О. Головин, Ш. Палис, А.В. Тимощенко, А.А. Ткаченко, 2017

Параметры колебательного звена F, D_e, ω_e, учитывающего реакцию конструкции на движение тележки крана, были идентифицированы путём построения детальной многоразмерной модели методом конечных элементов (МКЭ) в программном пакете COMSOL-Multiphysics. Параметр демпфирования D_e был получен на основании экспериментальных данных колебаний крана. Для проектирования МКЭ-модели размеры частей конструкции крана, а также их масса и плотность, были получены с помощью расчетов и измерений параметров и материалов конструкции. Параметр демпфирования D_e был включен в модель при помощи модели демпфирования Рэлея для многоразмерных систем. В ходе математического моделирования и эксперемента на физической модели крана были получены результаты, приведенные на рис. 3. Из графиков видно, что частота и декремент затухания физической модели, модели с одной степенью свободы и МКЭ-модели совпадают.

Электропривод тележки представляет собой трехконтурную систему подчиненного регулирования положения (СПР) с двигателем постоянного тока с постоянными магнитами (ДПТ с ПМ). Регулятор тока (РТ) и скорости (РС) были выбраны как пропорционально-интегральные (ПИ), регулятор положения реализован пропорциональным (П-РП). Реакция конструкции крана на перемещение тележки, реализована колебательным звеном, которое показано на рис. 4.

В данной статье колебания конструкции крана предлагается демпфировать с помощью электропривода тележки, который включает в себя, помимо СПР положения, робастный H_∞ регулятор [4] по ускорению моста крана. Целесообразность применения робастного регулятора обоснована тем, что он позволяет обеспечить заданное качество регулирования при изменениях в широких пределах параметров электромеханической системы (ЭМС), применительно к крану таким параметром может являться масса груза и как следствие общий момент инерции системы, а также возможностью его применения с существующими комплектными электроприводами без вмешательства в структуру систем управления, так как регулятор представляет собой динамическое звено в цепи обратной связи.

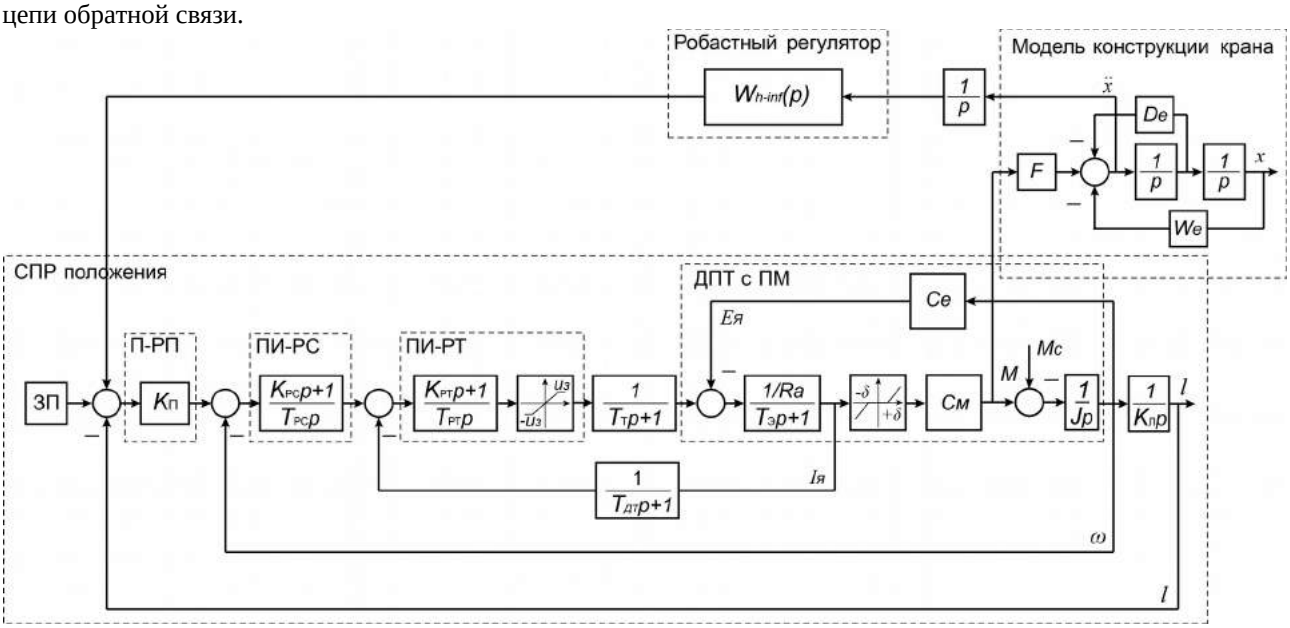


Рис. 4 Структурная схема физической модели контейнерного крана

Числовые значения параметров модели имеют следующий вид:

$K_П = 1.25$, $K_{РС} = 2.14$, $T_{РС} = 8\cdot10\text{-}4$, $K_{РТ} = 295.08$, $T_{РТ} = 8.18\cdot10\text{-}4$, $T_Т = 0.00005$, $R_a = 2.2$, $T_Э = 8\cdot10\text{-}3$, $M_С = 1.2\cdot10\text{-}2$, $J = 0.3\cdot10\text{-}4$, $K_Л = 0.43$, $F = -15$, $De = 0.08$, $W_e = 91$, $\delta = \pm0.3$, $u_З = \pm200$, $C_e = 0.068$, $C_М = 0.025$.

Параметры модели были получены как расчетным путем для регуляторов положения (П-РП), скорости (ПИ-РС), тока (ПИ-РТ), H_∞, коэффициент привидения $К_Л$, величина ограничения выходного значения регулятора тока $\pm u_З$ так и идентифицированы экспериментальным путем для таких параметров как зазор $\pm\delta$, момент инерции тележки J, момент сопротивления $M_с$. Силовой преобразователь был принят апериодическим звеном с постоянной времени $T_т$, обусловленной заложенной в управляющей программе частотой переключения транзисторов.

Физическая модель крана состоит из верхней части (моста), по которой передвигается тележка, и двух опор, выполненных из листовой стали. Такое исполнение опор обеспечивает соответствие колебательных процессов, возникающих в реальном портальном кране при ускорении и торможении тележки. Мост выполнен из алюминия, на нем установлены: крановая тележка, двигатель постоянного тока, передаточный механизм и датчик ускорения (акселерометр), как показано на рис. 5. Тележка приводится в движение от двигателя постоянного тока с помощью зубчатой ременной передачи. На валу двигателя установлен понижающий редуктор с передаточным отношением 19. На втором конце вала двигателя закреплен инкрементальный датчик (энкодер). Функциональная схема физической модели портального крана представлена на рис. 5.

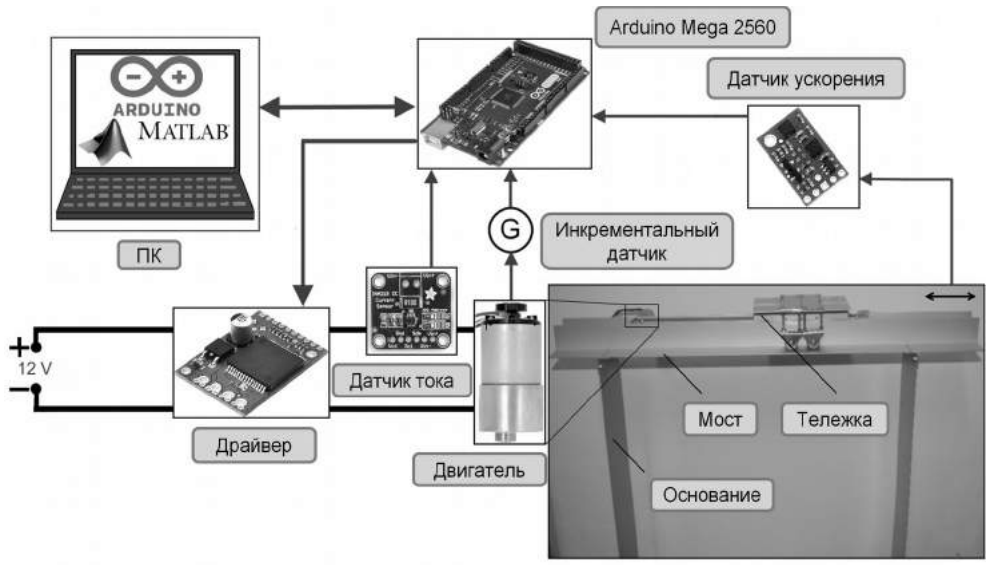


Рис. 5 Функциональная схема физической модели крана

Для управления двигателем Pololu 19:1 Gearmotor 37Dx52L mm используется драйвер VNH5019 (фирма STMicroelectronics), который обеспечивает выходное напряжение 0-12 В, номинальный выходной ток 12А, частоту ШИМ 20 кГц. Ток двигателя измеряется датчиком INA219 (фирма Adafruit) с сопротивлением шунта 0,1 Ом. Трехосевой датчик ускорения, входящий в состав платы Pololu MINIMU-9 v3 (фирма Pololu Robotics and Electronics), путем предварительного интегрирования выходного сигнала, позволяет определить силу, действующую на мост крана со стороны тележки.

Регуляторы и система управления электроприводом тележки реализованы программно в микроконтроллере Arduino Mega 2560. На входы микроконтроллера подаются сигналы от датчиков тока, положения и ускорения. Плата микроконтроллера соединена с компьютером через USB кабель. Управляющая программа, реализующая алгоритм управления, разработана в среде Arduino IDE на языке C ++.

Результаты компьютерного и физического моделирования ЭМС портального крана с СПР положения и робастным управлением представлены на рис. 6-9.

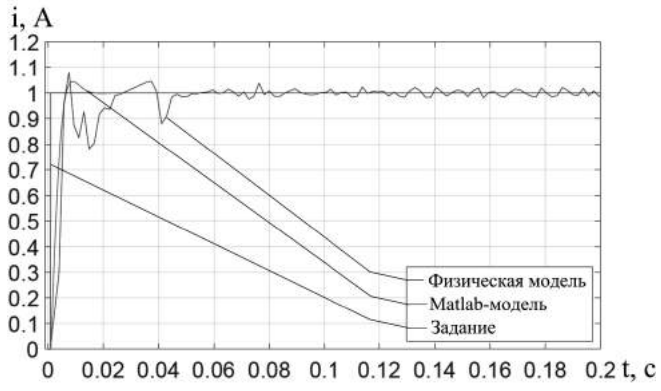


Рис. 6 Ток якоря

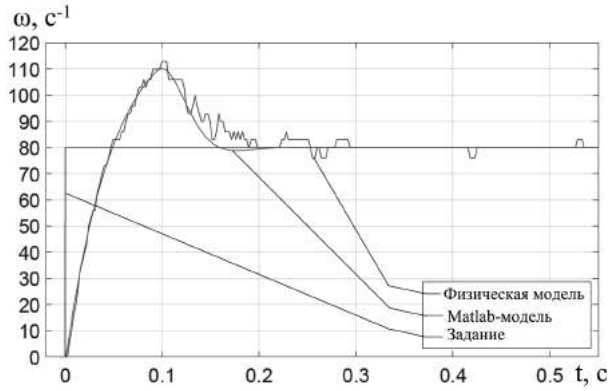


Рис. 7 Скорость двигателя

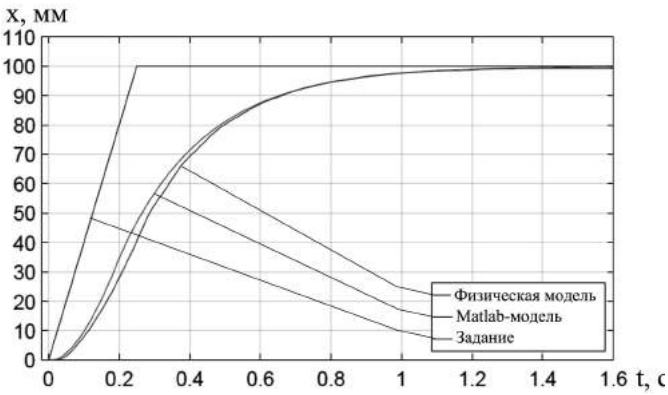


Рис. 8 Положение тележки

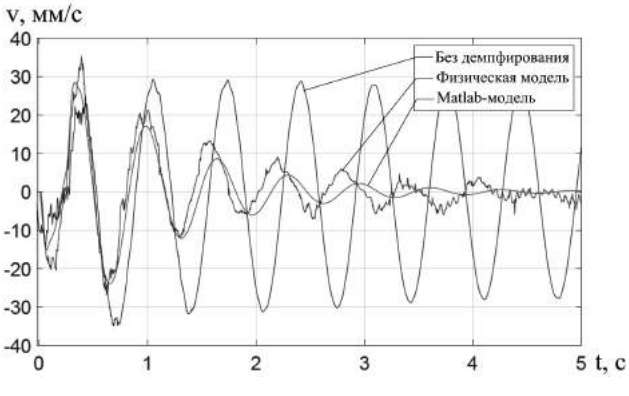


Рис. 9 Колебания крана

Контуры тока и скорости настраивались на модульный и симметричный оптимум. Для установления адекватности разработанной математической модели с реализованной системой управления ЭП, было проведено сравнение результатов моделирования с полученными осциллограммами. Работа контура тока проверялась при заторможенной тележке крана, подачей задающего скачкообразного значения на вход контура. Как видим, полученные результаты для контура тока (рис. 6) в целом совпадают по времени регулирования, по величине перерегулирования и установившемуся значению, хотя имеет место несовпадение по времени переходного процесса. Отличия в графиках могут быть обусловлены наличием невыработанных зазоров в кинематических связях.

Контур скорости проверялся путем подачи скачкообразного значения задания скорости. Полученные результаты (рис. 7) показывают достаточно близкое совпадение с результатами моделирования. Некоторое несовпадение объясняется низкой точностью встроенного инкрементального датчика двигателя. Проверка работы контура положения проводилась путем задания положения от задатчика интенсивности и показывает хорошее совпадение с результатами моделирования (рис. 8).

Работа ЭП тележки сопровождается возникающими слабозатухающими колебаниями конструкции, которые показаны на рис. 9. Для их устранения был синтезирован и реализован в дискретном виде робастный H_∞ регулятор.

Синтез робастного регулятора осуществлялся по методике H_∞ – loopshaping, описанной в [5], которая позволяет учитывать желаемые критерии качества при решении задачи оптимизации для робастного управления. Передаточная функция полученного регулятора представляет собой передаточную функцию второго порядка:

$$W_{h-\inf}(p)=\frac{N_2 p_2+N_1 p+N_0}{D_2 p_2+D_1 p+D_0}, \qquad (3)$$

где $N_2 = -2.817$, $N_1 = -26$, $N_0 = 242.5$, $D_2 = 21.99$, $D_1 = 171.2$, $D_0 = 648.9$.

Результаты работы синтезированного регулятора показаны на рис. 9. Как видим, устранение колебаний в созданной установке происходит за 5 с, при этом регулятор, реализованный в модели, устраняет колебания в течении 4 с. В целом, характер переходного процесса совпадает с полученным в ходе моделирования. Использование более жесткого закона управления для демпфирования конструкции крана является затруднительной задачей из-за проявления проблемы нулевой динамики [6].

Выводы: 1. Физическое моделирование крана с СПР положения с робастным регулятором подтвердила эффективность демпфирования упругих колебаний конструкции крана вызванных движением тележки. 2. Сопоставление результатов физического эксперимента с результатами компьютерного моделирования показало их достаточно хорошее для практических целей совпадение и свидетельствует об эффективности применения робастного регулятора для активного демпфирования колебаний конструкции крана.

Список литературы: 1. Црнич Н., Петкович Ц., Босняк С. Автоматизанция контейнерных кранов: современный обзор // FME сборник. – 2005. - № 33. - С. 111-121. **2.** Ректенвальд А. Активный демпфер для колебаний крана // 19 Международная научная конференция 2011: кран и его окружение в индустрии и логистике. - Магдебург: Университет им. Отто фон Герике, 2011. - С. 143 - 146. **3.** Рапп К. Активное демпфирование колебаний груза для контейнерных кранов: диссертация. – Гамбург: Гамбургский технический университет, 2012. - С - 151. **4.** Gu D.-W., Petkov P., Konstantinov M. M. Robust Control Design with MATLAB. – Springer-Verlag New York, Inc. Secaucus, NJ, USA 2005. – 468 p. **5.** К. Жу, Д. Дойл Основы робастного управления. – Прентис-Холл, 1998. **6.** Е.О. Головин, Ш. Палис, А. Тимощенко, В. Клепиков Демпфирование автоколебаний с использованием параллельной компенсации // Продвинутые проблемы механики. Санкт-Петербург. – 2016. – С. 177-187.

Bibliography (transliterated): 1. N. Zrnic, Z. Petkovich, S. Bosnjak, Automation of Ship-To-Shore Container Cranes: A Review of State-of-the-Art, FME Transactions, 33, 2005, pp. 111-121. **2.** A. Recktenwald, Aktiver Schwingungsdämpfer für Krane, 19 Internationale Kranfachtagung 2011: Der Kran und sein Umfeld in Industrie und Logistik, 2011, Otto-von-Guericke University, Magdeburg, Germany, pp. 143-146. **3.** C. Rapp, Aktive Dämpfung der Lastschwingungen bei Containerkranen, PhD thesis, Hamburg University of Technology, 2012. **4.** Gu D.-W., Petkov P., Konstantinov M. M. Robust Control Design with MATLAB. – Springer-Verlag New York, Inc. Secaucus, NJ, USA 2005. – 468 p. **5.** K. Zhou, J.C. Doyle, Essentials of robust control, Prentice-Hall, 1998. **6.** Golovin I., Palis S., Timoschenko A., Klepikov V., Damping of friction-induced vibrations applying parallel compensator, APM-Proceedings 2016, 2016, pp. 177-187.

Поступила 28.05.2017

УДК 621.312.323

Н. В. АНИЩЕНКО, канд. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
Р. В. КАНУННИКОВ, ст. научн. сотр., ГП «Завод «Электротяжмаш», Харьков.

КОСВЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ РОТОРА СИНХРОННОЙ МАШИНЫ В ЗОНЕ МАЛЫХ СКОРОСТЕЙ

Введение. Синхронный явнополюсный генератор с электромагнитным возбуждением (СМ) широко используется на тепловозах в качестве источника электрической энергии для питания тяговых электродвигателей. С учетом принципа обратимости электрических машин синхронный генератор может быть использован в режиме двигателя. Использование СМ в режиме двигателя (стартера) для пуска дизеля предложено в системе инверторного запуска дизель-агрегатов тепловозов [1].

При проектировании систем управления электроприводом на базе СМ необходимо решать задачу по точному определению скорости и углового положения ротора такой машины. Для этих целей, как правило, применяются механические датчики угловых перемещений – энкодер, вращающийся трансформатор. Оснащение системы управления таким датчиком обладает рядом недостатков [2]. Значительный интерес вызывает реализация систем управления синхронными электроприводами без использования механических датчиков угловых перемещений («бездатчиковое управление»). Информация о скорости и текущем угловом положении ротора в этом случае определяется косвенно, на основании измерений электрических величин (токов, напряжений), использования наблюдателей и алгебраических вычислителей [1].

Постановка задачи. В современной литературе имеется большое количество публикаций по бездатчиковому управлению синхронными двигателями с постоянными магнитами (СДПМ), синхронными реактивными двигателями (СРД) и асинхронными двигателями (АД), в которых решаются задачи по определению начального углового положения ротора и обеспечения стабильной работы привода в зоне низких и высоких скоростей [2]. В отличие от выше перечисленных машин СМ с электромагнитным возбуждением можно рассматривать как трехмерный объект – дополнительным входом является напряжение возбуждения. Из-за конструктивных особенностей СМ, не многие из известных методов бездатчикового управления позволяют получить информацию о текущем угловом положении ротора, особенно при работе СМ в зоне низких скоростей.

В [10] предложено решение по определению начального углового положения ротора СМ. В данной статье авторами представлен следующий этап – этап управления СМ с электромагнитным возбуждением в зоне малых скоростей. Предлагается рассмотреть особенности косвенного определения углового положения ротора синхронной машины при работе в зоне малых скоростей, до 10% от номинальной.

Материалы и результаты исследования. Способы бездатчикового управления для СДПМ разделяют на два основных, принципиально разных подхода. В первом случае положение ротора может быть определено исходя из измерения противо-ЭДС, наводимой в статорной обмотке во время вращения двигателя. Такой способ имеет низкую эффективность в области низких скоростей вращения. В этом случае измерение наводимой противо-ЭДС вращения двигателя крайне затруднено, т.к. ЭДС сравнима по уровню с напряжением прикладываемым к статорной обмотке. Во втором случае определение углового положения ротора СДПМ при нулевой и очень низкой скорости, достигается посредствам введения «тестирующего» сигнала (сигнала инжекции) тока или напряжения в статорную обмотку и оценки отклика на тестирующий сигнал с использованием разности продольной и поперечной индуктивностей СДПМ [3-5]. Т.к. частота «тестирующего» сигнала, как правило, значительно выше основной гармоники тока (напряжения), такой способ называют высокочастотной инжекцией.

В отличие от СДПМ, благодаря наличию обмотки возбуждения в СМ с электромагнитным возбуждением возможности косвенного определения углового положения ротора СМ могут быть расширены. Такая конструктивная особенность открывает возможность при реализации «бездатчикового» управления использовать не только обмотку статора, но и обмотку возбуждения для ввода тестового сигнала и анализа реакции в статоре [6-7].

Исходя из свойств преобразования электрической энергии алгоритмы, использующие дополнительные «тестирующие» сигналы для косвенного определения углового положения ротора СМ, в зависимости от расположения обмотки введения тестирующего сигнала – «источник» и обмотки измерения электрических величин, в которой происходит оценка отклика – «приемник», могут быть реализованы следующим образом (табл. 1).

Таблица 1 – Варианты пространственного расположения источника/приемника «тестирующего» сигнала.

Расположение обмотки введения тестирующего сигнала		Расположение обмотки оценки отклика
Статор	→	***Статор***
Ротор (индуктор)	→	***Статор***
Статор	→	***Ротор (индуктор)***

© Н.В. Анищенко, Р.В. Канунников, 2017

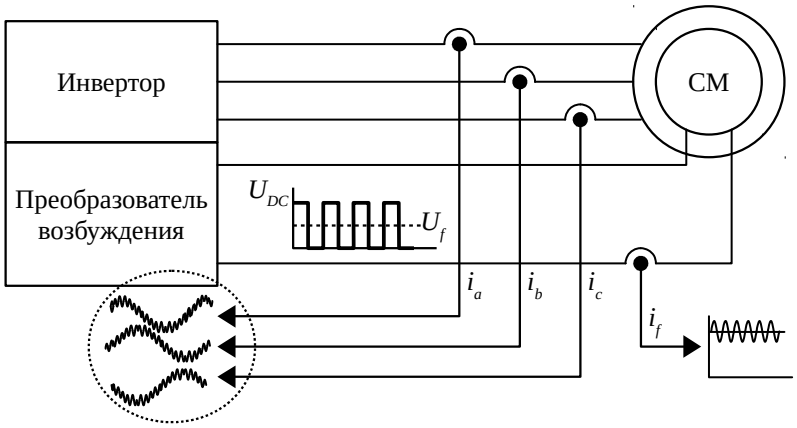


Рис.1 Оценивание текущего углового положения ротора по пульсациям тока возбуждения

В работе рассмотрим способ косвенного определения углового положения ротора СМ при использовании в качестве источника тестирующего сигнала напряжение (ток) обмотки возбуждения.

В системах управления СМ для питания обмотки возбуждения широко используется импульсный преобразователь напряжения (DC/DC-chopper) или управляемый тиристорный преобразователь. Ток возбуждения будет содержать переменную составляющую, связанную с особенностями работы преобразователя. Благодаря электромагнитной взаимосвязи между обмотками ротора и статора, наличие переменной составляющей тока возбуждения вызовет изменение основного магнитного потока и, как следствие, возникновение переменной составляющей статорной обмотки той же частоты, что и тока возбуждения [8]. Схема оценивания текущего углового положения ротора по пульсациям тока возбуждения представлена на рис.1.

Рабочая частота DC/DC преобразователя возбуждения, должна быть выбрана на порядок выше максимальной рабочей частоты СМ. Также крайне важно, чтобы инвертор при работе не создавал гармонических составляющих тока в том же частотном диапазоне, что и преобразователь возбуждения.

Приведем уравнения СМ без демпферной обмотки в двигательном режиме работы в системе координат *dq* жестко связанной с ротором. При условии малой частоты вращения ротора пренебрежем составляющей от ЭДС вращения:

$$U_{sd} \approx R_s \cdot I_{sd} + \frac{L_d \cdot dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m \cdot dI_f}{dt}, \quad (1)$$

$$U_{sq} \approx R_s \cdot I_{sq} + \frac{L_q \cdot dI_{sq}}{dt}, \quad (2)$$

$$U_f \approx R_f \cdot I_f + \frac{L_m \cdot dI_{sd}}{dt} + \frac{L_f \cdot dI_f}{dt}, \quad (3)$$

где U_{sd} , I_{sd} – напряжение и ток обмотки статора по оси *d*; U_{sd} , I_{sd} – напряжение и ток обмотки статора по оси *q*; R_s – активное сопротивление статора; L_d – индуктивные сопротивления по продольной оси; L_m – взаимная индуктивность между продольной осью статора и ротора; L_q – индуктивные сопротивления по поперечной оси; U_f , I_f – напряжение и ток обмотки возбуждения ротора; R_f – активное сопротивление обмотки возбуждения; L_f – индуктивность обмотки возбуждения.

Уравнение электромагнитного момента СМ:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left[L_m I_f \cdot I_{sq} + \left(L_d - L_q \right) \cdot I_s \cdot I_{sq} \right], \quad (4)$$

где *p* – количество пар полюсов.

С учетом наличия переменной составляющей тока возбуждения справедливо:

$$I_f \approx I_{f-} + I_{f\sim} = I_{f-} \cdot \left(1 + k_f \cdot \sin \omega_{\sim} t \right), \quad (5)$$

где I_{f-} , $I_{f\sim}$ – постоянная и переменная составляющий тока возбуждения, соответственно; k_f – амплитуда пульсаций тока возбуждения; ω – угловая частота пульсаций тока.

Пренебрегая падением напряжения в активном сопротивлении запишем уравнения баланса напряжений высокочастотной составляющей статорной обмотки:

$$U_{sd\sim} \approx \psi_{sd\sim} \approx \frac{L_d \cdot dI_{sd\sim}}{dt} + L_m \cdot \frac{dI_{f\sim}}{dt}, \quad (6)$$

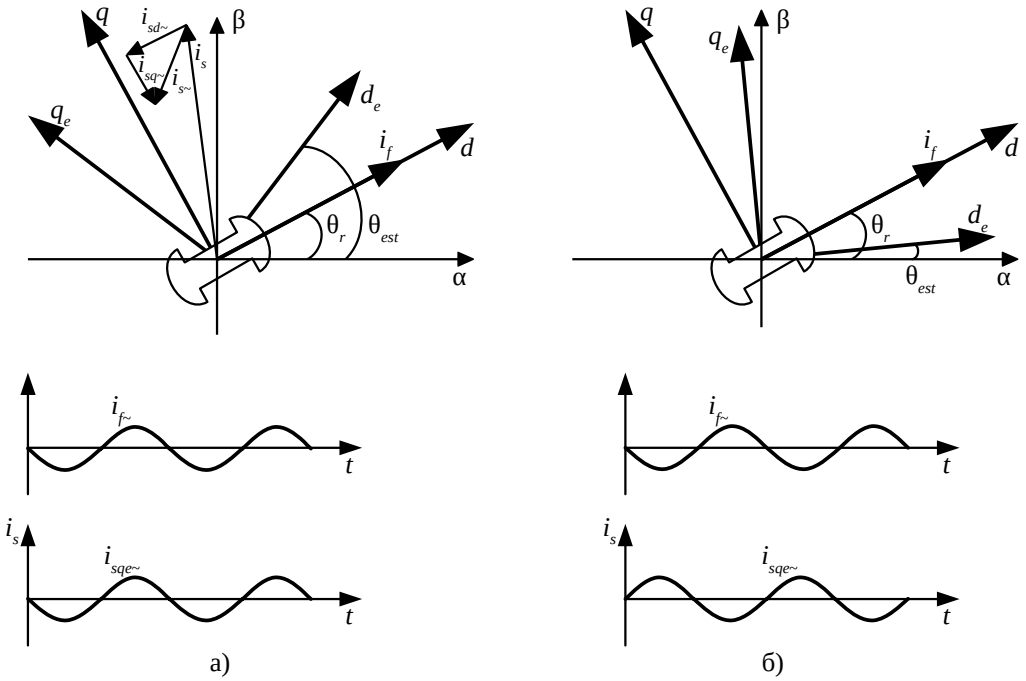
$$U_{sq\sim} \approx \psi_{sq\sim} \approx \frac{L_q \cdot dI_{sq\sim}}{dt}. \quad (7)$$

где $\psi_{sd\sim}$, $\psi_{sq\sim}$ – высокочастотные составляющие потокосцеплений по продольной и поперечной оси, соответственно.

При условии обеспечения системой регулирования высокочастотных составляющих статорных координат на нулевом уровне $\psi_{sd\sim} = 0$, $\psi_{sq\sim} = 0$, получаем, что высокочастотная составляющая тока статора будет направлена продольно. Подставляя (5) в (6) получаем:

$$I_{sd\sim} = -\frac{L_m}{L_d} \cdot I_{f\sim} \cdot k_f \cdot \sin \omega_\sim t \tag{8}$$

Рассмотренный способ оценивания углового положения ротора изображен на рис. 2. На нём система координат *dq* жестко связана с ротором и представляет фактическое угловое положение, в осях $d_e q_e$ происходит оценивание углового положения. αβ –неподвижная система координат, связанная со статором.



а) б)

Рис. 2 Ошибка между оцененным и фактическим угловым положением ротора и реакция тока статора на изменения тока возбуждения

Идея основана на том факте, что в неподвижном состоянии обмотка возбуждения связана с осью *d*, если пренебречь перекрестным насыщением. Следовательно, высокочастотный сигнал в оцениваемой *q*-оси будет присутствовать только в том случае, если положение ротора оценено неправильно. Таким образом, оценка положения ротора может быть достигнута путем минимизации высокочастотного тока в оцениваемой *q*-оси.

Если составляющие тока статора $I_{sq\sim}$, $I_{sd\sim}$ известны, они могут быть преобразованы к вращающейся системе координат оценивания $d_e q_e$ с помощью:

$$T_{dq \to d_e q_e} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_{est}) & \sin(\theta_r - \theta_{est}) \\ -\sin(\theta_r - \theta_{est}) & \cos(\theta_r - \theta_{est}) \end{bmatrix}. \tag{9}$$

Так преобразованная высокочастотная составляющая тока по поперечной оси:

$$I_{sqe\sim} = -\sin(\theta_r - \theta_{est}) \cdot I_{sd\sim} \tag{10}$$

Подставляя (8) в (10), получим:

$$I_{sqe\sim} = \frac{L_m}{L_d \cdot I_{f\sim}} \cdot k_f \cdot \sin \omega_\sim t \cdot \sin(\theta_r - \theta_{est}) \tag{11}$$

Помножим правую и левую часть уравнения (11) на $\omega_\sim t$, получаем:

$$I_{sqe\sim} \cdot \sin \omega_\sim t = \frac{L_m}{2 \cdot L_d} \cdot I_{f\sim} \cdot k_f \sin(\theta_r - \theta_{est}) - \frac{L_m}{2 \cdot L_d} \cdot I_{f\sim} \cdot k_f \sin(\theta_r - \theta_{est}) \cdot \cos 2\omega_\sim t \tag{12}$$

Выделенное путем фильтрации $I_{sqe\sim} \cdot \sin\omega_\sim t$ значение, позволяет получить зависимость угла рассогласования:

$$(I_{sqe} \cdot \sin \omega_\sim t)^{\mathrm{FILTR}} = \frac{L_m}{2 \cdot L_d} \cdot I_{f\sim} \cdot k_f \sin(\theta_r - \theta_{est}) \tag{13}$$

Приведенная в (12) зависимость – функция угла рассогласования между оцененным и реальным значениями углового положения ротора.

Преобразовывая (13), выделим $\theta_r - \theta_{est}$:

$$\theta_r - \theta_{est} = \arcsin\left(\frac{2 \cdot L_d}{L_m \cdot I_{f\sim} \cdot k_f} \cdot \left(I_{sqe\sim} \cdot \sin \omega_{\sim} t\right)^{\text{FILTR}}\right) \quad (14)$$

Безусловно, использование описания электромагнитных процессов в СМ на основании линеаризованных уравнений не дает возможности учесть физические свойства СМ, при протекании «тестовых» (высокочастотных) сигналов. Для более точного вычисления текущего углового положения, возможно, необходимо учесть влияние насыщения СМ, в частности влияние перекрестного насыщения (англ. cross-coupling magnetic saturation effect). Предполагается рассмотреть эти вопросы в будущем и опубликовать результаты исследования.

Выводы. В статье рассмотрен вопрос косвенного определения углового положения ротора синхронной машины с электромагнитным возбуждением при работе в зоне малых скоростей с использованием «тестирующих» сигналов. На основании наличия обмотки возбуждения, предложено в качестве источника тестирующего сигнала использовать обмотку возбуждения, т.к. используемые DC/DC преобразователи для систем возбуждения СМ при своей работе создают естественные пульсации тока. Приведены необходимые функциональные зависимости для проведения имитационного моделирования или физического эксперимента по косвенному определению углового положения ротора СМ при работе в зоне низких скоростей.

Список литературы: 1. *Яровой Г. И.* Система инверторного запуска тепловозного дизеля тяговым синхронным генератором / *Г.И. Яровой, Р.В. Канунников, Н.В*// Вісник Східно-українського нац. університету ім. Володимира Даля. – Л : вид-во СНУ ім. В. Даля, 2012. – № 5(176). – Ч. 1. – С. 161 – 163. **2.** J. Holtz, "State of the art of controlled AC drives without speed sensor," Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95, 1995, pp. 1-6 vol.1. doi: 10.1109/PEDS.1995.404956 **3**. F. Cupertino, G. Pellegrino, P. Giangrande and L. Salvatore, "Sensorless Position Control of Permanent-Magnet Motors With Pulsating Current Injection and Compensation of Motor End Effects," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1371-1379, May-June 2011. doi: 10.1109/TIA.2011.2126542. **4**. S. C. Yang and R. D. Lorenz, "Comparison of resistance-based and inductance-based self-sensing controls for surface permanent-magnet machines using high-frequency signal injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 3, pp. 977-986, May-June 2012. doi: 10.1109/TIA.2012.2191254. **5**. S. Bolognani, S. Calligaro, R. Petrella and M. Tursini, "Sensorless control of IPM motors in the low-speed range and at stand-still by HF-injection and DFT processing," *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Miami, FL, 2009, pp. 1557-1564. doi: 10.1109/IEMDC.2009.5075411. **6**. X. Deng, L. Wang, J. Zhang and Z. Ma, "Rotor Position Detection of Synchronous Motor Based on High-frequency Signal Injection into the Rotor," *2011 Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, Shangshai, 2011, pp. 195-198. doi: 10.1109/ICMTMA.2011.619. **7**. M. Okubo and S. Nishikata, "A sensorless starting method for self-controlled synchronous motors without damper windings using a DC chopper in the exciter circuit," *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Beijing, 2011, pp. 1-4. doi: 10.1109/ICEMS.2011.6073524. **8.**. Alakula, M., "On the control of saturated synchronous machines," *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. Fifth International Conference on*, vol., no., pp.386,389, 26-28 Oct 1994. **9**. Rambetius, A.; Piepenbreier, B., "Sensorless control of wound rotor synchronous machines using the switching of the rotor chopper as a carrier signal," *Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE), 2013 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1,8, 17-19 Oct. 2013. **10.** *Яровой Г.И.* Определение начального углового положения ротора синхронного генератора в бездатчиковой системе инверторного запуска дизель-агрегата / *Г.И. Яровой, Р.В. Канунников, Н.В Анищенко* // Вестник Нац. техн. ун-та "ХПИ": сб. науч. тр. Темат. вып.: Проблемы автоматизированного электропривода. – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2013. – № 36 (1009). – С. 475-477.

Bibliography (transliterated): 1. Jarovoj G.I. Sistema invertornogo zapuska teplo-voznogo dizelja tjagovym sinhronnym generatorom [The Inverter System Startup Diesel Synchronous Traction Gen-erator], (2012), *Visnik Shidno-Ukraïns'kogo nac. Universitetu ím.. Volodimira Dalja*, Lugans'k, Ukraine, *Vid-vo SNU im***2.** J. Holtz, "State of the art of controlled AC drives without speed sensor," Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95, 1995, pp. 1-6 vol.1. doi: 10.1109/PEDS.1995.404956 **3**. F. Cupertino, G. Pellegrino, P. Giangrande and L. Salvatore, "Sensorless Position Control of Permanent-Magnet Motors With Pulsating Current Injection and Compensation of Motor End Effects," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1371-1379, May-June 2011. doi: 10.1109/TIA.2011.2126542. **4**. S. C. Yang and R. D. Lorenz, "Comparison of resistance-based and inductance-based self-sensing controls for surface permanent-magnet machines using high-frequency signal injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 3, pp. 977-986, May-June 2012. doi: 10.1109/TIA.2012.2191254. **5**. S. Bolognani, S. Calligaro, R. Petrella and M. Tursini, "Sensorless control of IPM motors in the low-speed range and at stand-still by HF-injection and DFT processing," *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Miami, FL, 2009, pp. 1557-1564. doi: 10.1109/IEMDC.2009.5075411. **6**. X. Deng, L. Wang, J. Zhang and Z. Ma, "Rotor Position Detection of Synchronous Motor Based on High-frequency Signal Injection into the Rotor," *2011 Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, Shangshai, 2011, pp. 195-198. doi: 10.1109 / ICMTMA.2011.619. **7**. M. Okubo and S. Nishikata, "A sensorless starting method for self-controlled synchronous motors without damper windings using a DC chopper in the exciter circuit," *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Beijing, 2011, pp. 1-4. doi: 10.1109/ICEMS.2011.6073524. **8.** Alakula, M., "On the control of saturated synchronous machines," *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. Fifth International Conference on*, vol., no., pp.386,389, 26-28 Oct 1994. **9**. Rambetius, A.; Piepenbreier, B., "Sensorless control of wound rotor synchronous machines using the switching of the rotor chopper as a carrier signal," *Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE), 2013 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1,8, 17-19 Oct. 2013. **10.** Yarovoy H.Y., R.V. Kanunnykov, N.V Anyshchenko, "Opredelenye nachal'noho uhlovoho polozhenyya rotora synkhronnoho heneratora v bezdatchykovoy systeme ynvertornoho zapuska dyzel'-ahrehata" *Vestnik Nac. tehn. un-ta "HPI": sb. nauch. tr. Temat. vyp.: Problemy avtomatizirovannogo jelektroprivoda*. No. 36 (1009). Kharkiv: NTU "HPI", 2013. 475-477.

Поступила 17.07.2017

УДК 62.83-52

В. О. КОТЛЯРОВ, канд. техн. наук, доц., НТУ «ХПИ»;
Т. Ю. КУНЧЕНКО, канд. техн. наук, доц., НТУ «ХПИ»;
А. В. ЛЕКАРЕВИЧ, магистр электромеханики, менеджер ООО «ВЛАДАР», Харьков;
А. А. НИКИФОРОВА, магистрант, НТУ «ХПИ».

ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДСТВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ ЭНЕРГИИ В МЕХАНИЗМАХ

Проектирование мехатронных систем – это сложный многоэтапный итерационный процесс, который нуждается в изучении, оптимизации и автоматизации. Не последнее место среди причин его сложности занимает развитие элементной базы и теории управления, ведущее к постоянному расширению пространства поиска проектных решений. Выбор лучших решений становится сложно делать «вручную», а их полный перебор за ограниченное время с учетом всех особенностей и предъявляемых требований оказывается в принципе невозможным даже с помощью САПР. Автоматизация проектирования в таких условиях требует применения особых методов и средств, обеспечивающих автоматическое принятие проектных решений или способных, как минимум, классифицировать уже имеющиеся знания о проектировании по степени их относительной важности.

Характерным примером сложности принятия проектных решений является структурный и параметрический синтез систем управления (СУ) электроприводов (ЭП) машин и механизмов с существенными потерями энергии во фрикционной нагрузке и в механических передачах. Известно, что эти потери не только снижают энергоэффективность, но и ухудшают качество процессов вплоть до потери устойчивости. К автоколебаниям в ЭП может вести, например, отрицательное вязкое трение (ОВТ) на падающем участке кинетической характеристики фрикционной нагрузки [1]. При определенных сочетаниях параметров электромеханической системы (ЭМС) работа ЭП на таком участке становится неустойчивой. На размер параметрических областей устойчивости ЭМС с ОВТ зачастую влияют и упругие связи, что требует проводить синтез СУ для многомассовых, по крайней мере, двухмассовых ЭМС (ДЭМС). Пример такой ДЭМС показан на рис. 1, где ОВТ представлено параметром β_c, значение которого зависит от многих величин, знакопеременно, непостоянно и точно не известно.

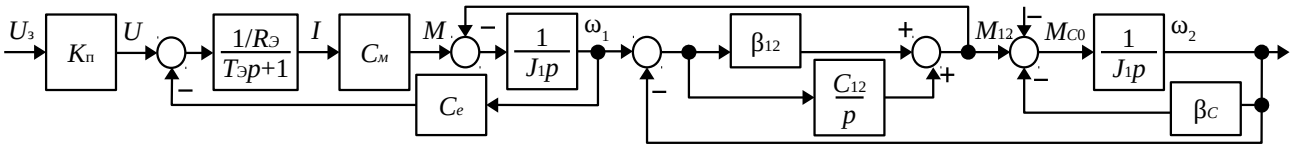


Рис. 1 Объект управления

Как показывают многочисленные исследования, например, [1, 2, 3, 4], в широком диапазоне параметров ни один из рекомендуемых для обеспечения устойчивости ДЭМС с ОВТ типов регуляторов не имеет однозначных преимуществ. В частности, ни один из них не гарантирует получение безусловно наибольших параметрических областей устойчивости. В зависимости от параметров ЭМС и предъявляемых требований лучшими оказываются разные структуры СУ, причем число рекомендаций по их выбору исчисляется многими десятками. Даже для опытного проектировщика, способного сразу, без анализа, исключить из рассмотрения заведомо неприемлемые варианты, принятие проектных решений в этой ситуации бывает сложным и трудоемким.

При проектировании СУ ЭП аналогичные проблемы могут создавать и потери в механических передачах, представленные на рис. 1 коэффициентом β_{12}. Его влияние на динамику замкнутых СУ может быть разнообразным, и, как будет показано ниже, оно до сих пор не вполне изучено в целом ряде случаев.

Постановка задачи. Для упрощения структурного и параметрического синтеза СУ ЭП с учетом потерь в нагрузке и в механических передачах необходимо создание компьютерных средств поддержки принятия проектных решений, базирующихся на знаниях о возможных маршрутах проектирования и других факторах, влияющих на сложность проектирования.

Приведем примеры такой сложности и ее причин. Ряд рекомендуемых для ДЭМС с ОВТ типов регуляторов представлен рис. 2,а, где показана схема процесса проектирования СУ. Для наглядности схема сильно упрощена, из нее исключены многие требования, альтернативы выбора, рекомендуемые методы синтеза. Тем не менее, и в усеченном виде она демонстрирует несколько возможных маршрутов проектирования. Выбор только одного из них не очевиден.

Процесс проектирования представлен на рис. 2,а в виде сети Петри, имеющей при создании САПР ряд преимуществ по сравнению с блок-схемами алгоритмов и другими моделями процессов.

Сеть является исполняемой моделью, показывающей динамику выполнения проектных операций. Имеется и развитый математический аппарат, позволяющий анализировать свойства сети, а значит и свойства маршрутов проектирования, такие как достижимость желаемого результата при заданных исходных данных.

© В.О. Котляров, Т.Ю. Кунченко, А.В. Лекаревич, А.А. Никифорова, 2017

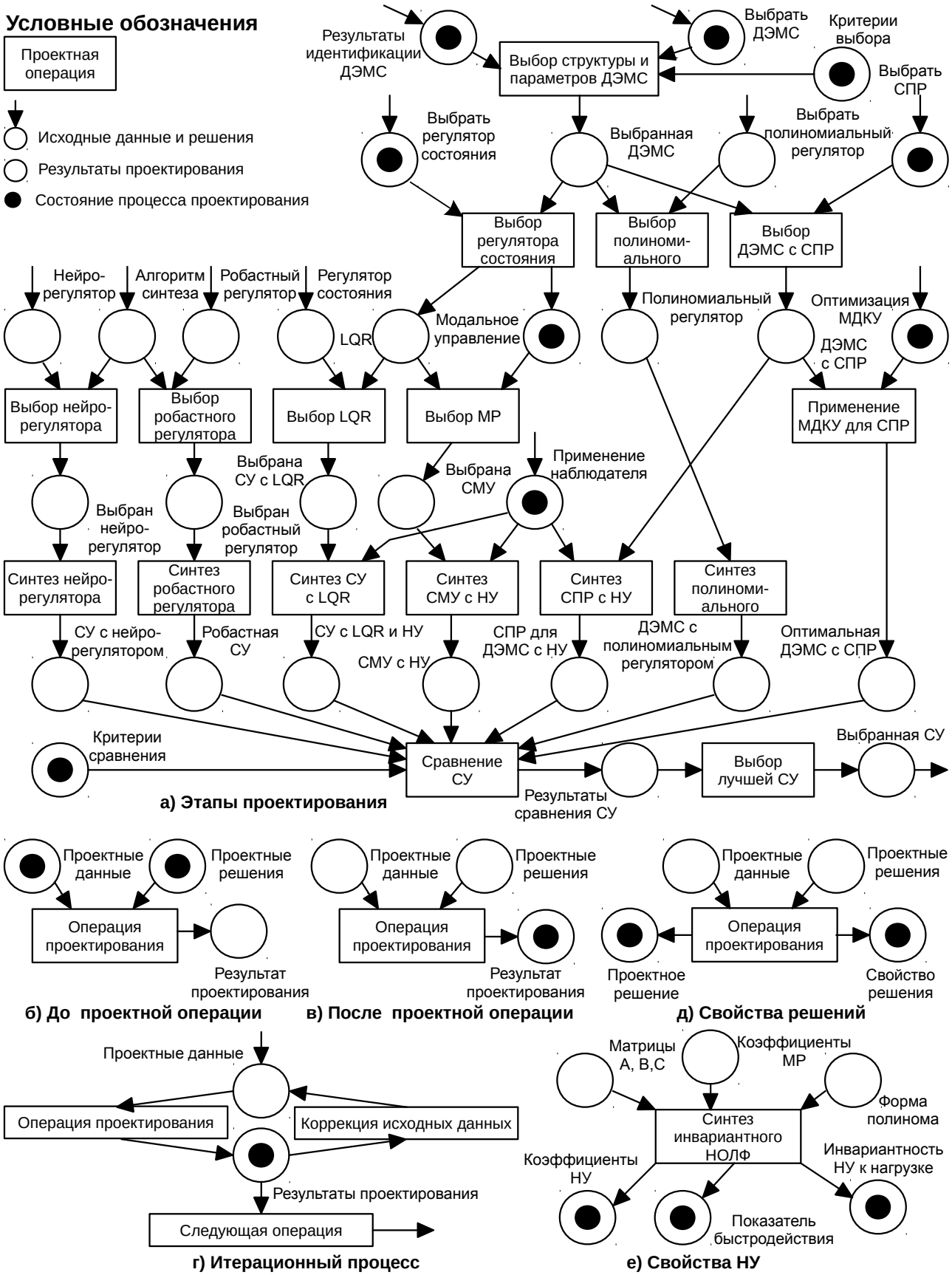


Рис. 2 Процесс синтеза СУ ЭП с учетом потерь

Сеть Петри моделирует события, зависящие от выполнения заданных условий, и строится из элементов двух типов – переходов, изображенных прямоугольниками, и мест, изображенных окружностями. Переходы на рис. 2 показывают проектные операции или этапы, а места обозначают исходные данные, проектные решения, требования и другие условия, выполнение которых необходимо для проведения операций.

Места и переходы в сети соединяются дугами, показывающими передачу проектной информации. Уже выполненные условия, позволяющие перейти к следующим операциям, обозначают динамическими элементам сети – маркерами, изображаемыми в местах кругами. Выполнению проектной операции в сети Петри соответствует так называемое срабатывание перехода, при котором маркеры из мест на входе перехода перемещаются в места на его выходе (рис. 2,б и в). Для срабатывания перехода все места на его входе должны быть помечены. Точнее, переход считается разрешенным, если в каждом входном месте число маркеров не меньше числа дуг, идущих из места в переход. Если разрешены несколько переходов, то сработать может любой из них, его выбор выполняется недетерминировано или определяется внешними факторами.

Легко моделируется в сети Петри и цикличность процесса, пример которой показан на рис. 2,г.

Места на выходе перехода представляют результаты проектной операции. Ими могут быть проектное решение в целом и его отдельные свойства (рис. 2,д). На рис 2,е для наблюдателя, оценивающего линейную функцию переменных состояния ДЭМС (НОЛФ), как отдельный результат проектирования показана инвариантность наблюдателя к нагрузке ЭП.

На рис. 2,а видно, что в сети уже задано использование ДЭМС, модального регулятора (МР) и наблюдающих устройств (НУ). Переход, обозначающий выбор ДЭМС, уже разрешен, далее разрешенным станет выбор регулятора состояния ДЭМС. Процесс проектирования будет развиваться до получения выбранной СУ.

Обзор включенных в схему на рис. 2 регуляторов состояния для ЭМС с ОВТ, в том числе модальных, оптимальных по линейно-квадратичному критерию (LQR), робастных и многих других, приведен в [1]. Синтез полиномиальных регуляторов для таких систем рассмотрен в [2], а примеры синтеза нейрорегуляторов даны в [3]. Во всех этих случаях эффективность регуляторов сильно зависит от объекта управления, его моделей при синтезе регулятора и наблюдателя (которые могут не совпадать) и предъявляемых к СУ требований.

Ситуацию усложняет дальнейшая детализация процесса проектирования при переходе от структурного синтеза к параметрическому. О возникающих при этом проблемах проектирования ЭП с учетом потерь в механизмах и нагрузке позволяют судить следующие примеры.

Для ДЭМС с ОВТ, замкнутой через МР с НУ, иногда существует локальный максимум параметрических областей устойчивости при среднем быстродействии НУ некоторых типов. Но условия реализации этого максимума в общем случае не определены, а число рекомендованных для его поиска структур СУ составляет более двух десятков. Они отличаются порядком НУ, используемым для коррекции НУ выходом, оцениваемой частью вектора состояния ДЭМС, функциями наблюдателя, его свойствами (робастность, инвариантность) и другим.

Результат поиска проектных решений зависит и от широкого контекста проектной ситуации, например, от выбора инструментов проектирования, который тоже нуждается в обосновании. Так, для синтеза СПР с учетом ОВТ был предложен ряд нестандартных настроек и методов оптимизации. К ним относится представленная на рис. 2 оптимизация методом диаграмм качества управления (МДКУ) [4]. Оптимизация этим методом ведется на основе минимаксного критерия в многомерном пространстве нескольких параметров и показателей качества. Используемые диаграммы качества управления (ДКУ) представляют собой фигуры в многомерном пространстве таких параметров, как контурный коэффициент передачи системы, постоянные времени регулятора, показатель колебательности, перерегулирование. ДКУ часто имеют вид оврага с плоскими и крутыми склонами, на дне которого находятся оптимальные параметры. При их поиске рассматривают двумерные сечения ДКУ, тогда качество управления представлено либо изолиниями равного показателя колебательности, либо изолиниями равного перерегулирования. На этих изолиниях имеются экстремальные точки параметров регулятора, множество которых образует линию максимальной добротности и запаса устойчивости (МДУ). Движение вдоль МДУ позволяет найти предельно улучшенный баланс конфликтующих показателей качества. В области повышенной добротности и запаса устойчивости имеются две характерные точки, отвечающие либо максимальной добротности, при заданном запасе устойчивости, либо максимальному запасу устойчивости при заданной добротности. Между ними и ищется оптимум.

К сожалению, как и другие известные методы оптимизации и настройки, МДКУ для ДЭМС с ОВТ эффективен не всегда. Насколько успешной будет оптимизация в каждом конкретном случае заранее точно не известно. Судить об этом можно, только если оптимизация уже была проведена, на основе опыта проектирования.

Для синтеза СУ ЭП с учетом потерь энергии можно указать и другие примеры возможного, но не гарантированного оптимума. Так, сильное влияние на устойчивость СУ иногда оказывают потери в механических передачах, например, редукторах. На рис. 1 эти потери представлены параметром β_{12}. И здесь, как и для ОВТ в нагрузке, тоже проявляются существенные различия в эффективности разных проектных решений. Проблема является даже более сложной, так как для некоторых видов СУ влияние внешнего и внутреннего трения в механических передачах (МП) – в редукторах, передачах винт-гайка, ременных, зубчатых – в сравнении с фрикционной нагрузкой изучено в меньшей степени. К таким СУ относятся, например, СМУ с наблюдателями состояния (НС). При их синтезе потери в редукторе обычно не учитывают или учитывают неточно, в результате может нарушаться устойчивость процессов именно вследствие потерь в МП [5].

Характеризующий потери в редукторе его коэффициент полезного действия определяется трением в зацеплении и подшипниках, потерями на перемешивание и разбрызгивание масла (потери гидравлического зацепления) и многим другим. Реальные значения КПД редукторов могут сильно отличаться от номинальных вследствие погрешностей изготовления и установки, режима эксплуатации и износа.

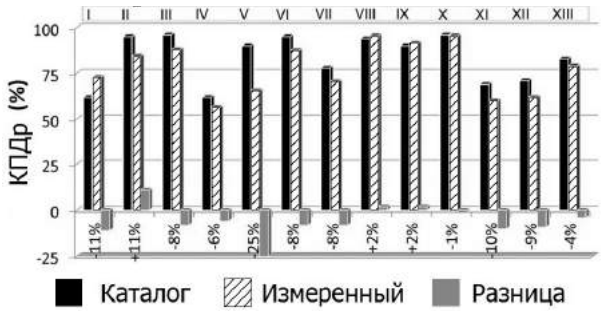
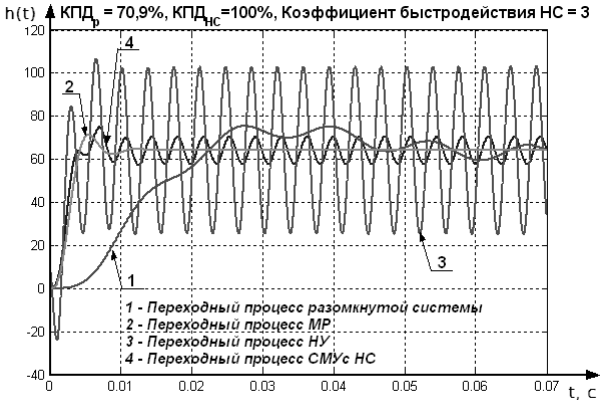


Рис. 3 Потери в редукторах



а)

б)

Рис. 4 Процессы в СМУ с НС

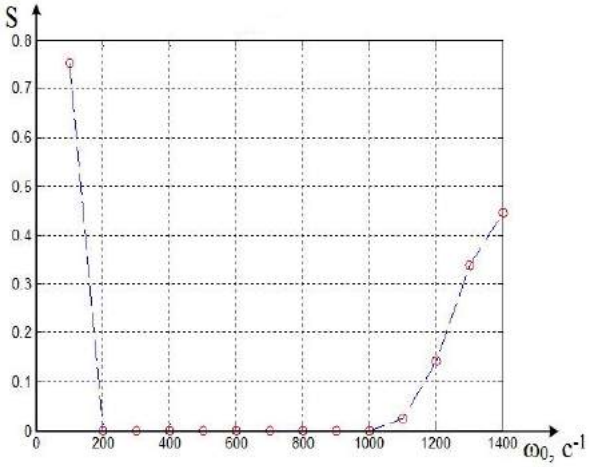


Рис. 5 Величина областей неустойчивости СУ ЭП

Известные экспериментальные данные о разнице реальных значений КПД и значений по каталогам производителей показаны на рис. 3.

Отличия действительного значения коэффициента полезного действия КПД$_Р$ от его значения КПД$_{НС}$, принятого при синтезе СУ с НС, требуют соответствующих проектных решений. Если ограничиться рассмотрением только линейных стационарных НС, то применение СМУ при существенных потерях в редукторе может приводить к неустойчивости, видной на графиках переходных функций $h(t)$ СМУ (рис. 4,а). Но она устраняется выбором значения КПД$_{НС}$, например, заведомо меньшего любого действительного значения КПД$_Р$ (рис. 4,б).

Как выяснилось, размер и положение параметрических областей неустойчивости на плоскости параметров КПД$_Р$ и КПД$_{НС}$ зависит от выбора координат ДЭМС для коррекции НС и от показателей быстродействия СМУ и быстродействия НС (относительно СМУ). Существуют значения этих показателей, при которых величина областей неустойчивости минимальна. Типичная зависимость относительного размера S областей неустойчивости от показателя быстродействия СМУ ω_0 приведена на рис. 5. Размер областей указан относительно всей площади исследованного пространства параметров КПД$_Р$ и КПД$_{НС}$. Но такие локальные минимумы наблюдаются не всегда, они зависят от параметров ДЭМС, типа регулятора и наблюдателя. И сведения о них получены эмпирически, в ходе моделирования. Поэтому решать, проводить или не проводить какой-либо вид оптимизации для какой-либо структуры СУ, можно только исходя из опыта проектирования.

Таким образом, структурный и параметрический синтез СУ представляет собой комплексную задачу со сложной структурой и множеством факторов, влияющих на конечный результат. Пространство поиска и критерии отбора решений образуют систему взаимосвязанных знаний, часто эмпирических, и требуются специальные средства автоматизации выбора знаний для применения. Необходима методика проектирования СУ, основанная на систематизации многочисленных, но разрозненных эмпирических сведений, которая позволит автоматически принимать проектные решения на основе известных рекомендаций по проектированию.

Следует учитывать, что сложность проектирования обусловлена не только большим числом вариантов выбора и трудностями предсказания их результатов. Проведенный анализ показывает, что методика проектирования ЭП с учетом потерь в механизмах не может быть сведена просто к выполнению заданного алгоритма проектирования, представленного блок-схемой или в другой подобной форме. Среди основных проблем алгоритмизации автоматизированного проектирования укажем следующее:

– отсутствие или сложность для практического использования точной зависимости показателей качества технического решения от входных параметров метода проектирования. Примером может служить связь прямых показателей качества процессов с косвенными, например, корневыми;

– отсутствие полной справочной информации по элементной базе ЭП;

– возможность функционально одинаковых технических решений, отличающихся процедурами проектирования;

– превышение количества оцениваемых показателей качества технического решения над количеством исходных данных. В качестве примера на рис. 6 показаны процедура проектирования НУ, ее исходные данные и результаты. Ясно, что влияние задаваемого быстродействия НУ сразу на столько показателей качества существенно усложняет проектирование;

– независимость некоторых характеристик и показателей качества управления от задаваемых параметров технических решений;

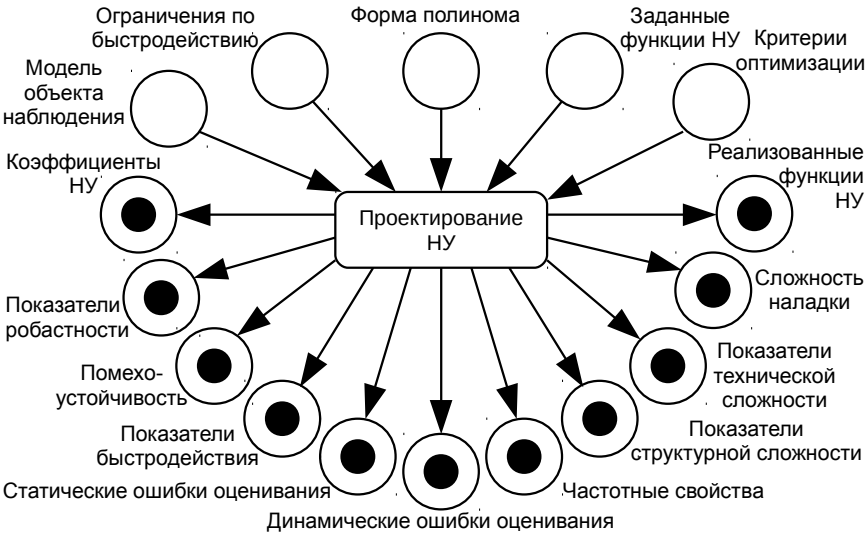


Рис. 6 Показатели качества проектирования НУ

– зависимость эффективности оптимизации от начального приближения к оптимуму, выбираемого эмпирически или случайным образом;

– многокритериальность задач выбора технического решения и зависимость весовых коэффициентов в составной целевой функции от опыта проектирования;

– возможность нескольких близких квазиоптимальных решений. Незначительная разница между ними может заметно проявляться при выполнении последующих проектных процедур;

– отсутствие численных значений для некоторых показателей качества технических решений, таких как «удобство наладки». В рекомендациях по проектированию может говориться, например, о «малых» или «больших» значениях без их точного определения;

– эмпирические коэффициенты в аналитических расчетных зависимостях, заданные интервалом значений. Типичный пример такой зависимости – $\omega_{0н} = (3…10)\ \omega_{0м}$, где $\omega_{0м}$ – показатель быстродействия модального регулятора (МР), $\omega_{0н}$ – показатель быстродействия НС. Выбор значений из такого диапазона оставляется на усмотрение проектировщика в зависимости от условий, полный перечень которых обычно отсутствует;

Как видно, проектная ситуация характеризуется не только большим объемом необходимой для принятия решений информации, но и ее неполнотой, неточностью, неопределенностью, а часто и противоречивостью. Существенно снизить влияние этих факторов на качество выбора проектных решений позволяет применение в САПР методов искусственного интеллекта (ИИ).

Материалы исследования. В ИИ существуют разные подходы к преодолению перечисленных проблем. И, как представляется, в данном случае требуется сочетание методов ИИ, дополняющих друг друга. Именно такой подход использован в предлагаемой методике создания САПР ЭП. Она реализует последовательный переход от исходного описания задачи проектирования к ряду других описаний, отличающихся формой и степенью формализации, и обеспечивающих автоматический поиск проектных решений в базах знаний о проектировании. Методика включает в себя следующие этапы:

1. Сбор сведений об известных вариантах технических решений, представленных в виде текстовой и графической проектной документации, содержащихся в научных публикациях (статьи, монографии и т.п.) и других доступных источниках. Этот этап разработки соответствует решаемым на ранних стадиях проектирования задачам составления аналитических обзоров, патентного поиска, обследования объекта автоматизации и т.п.;

2. Представление собранной информации в виде информационной модели объекта проектирования. Модель создается на базе проектных решений, собранных на первом этапе, и дополняется необходимой уточняющей информацией. Средства создания таких моделей предоставляют многие существующие САПР, как общего назначения (например, конструкторские типа AutoCAD или схемные редакторы типа Microsoft Visio), так и специализированные средства управления жизненным циклом и проектными данными (PLM, PDM, TDM, CALS). Эти технологии и программные инструменты, разработанные для контроля и управления большими объёмами технических данных при проектировании, обеспечивают управление всей информацией об изделии и связанных с ним процессах на протяжении всего его жизненного цикла, начиная с проектирования и до выведения из эксплуатации. Информационная модель может быть представлена и средствами систем управления базами данных. Примерами могут служить созданные базы данных по характеристикам трения и стандартным характеристическим полиномам. Тогда уже на этом этапе может создаваться модель самих знаний о проектировании в виде диаграмм сущность-связь (ERD). Процедурные знания на этом этапе представляются в форме блок-схем алгоритмов, диаграмм деятельности на языке UML, функциональных диаграмм IDEF0, диаграмм потоков данных DFD, сетей Петри;

3. Преобразование проектных данных методами интеллектуальной обработки данных. Представленные в информационной модели сведения подвергаются анализу с целью выделить группы, множества, классы проектных данных и проектных решений с общими свойствами. Выполняются обобщение, классификация, фильтрация, кластеризация, редукция исходных сведений о проектных данных и решениях. Выделяются и именуются диапазоны параметров, области их применения, классы эквивалентности решений. Систематизируются основные понятия, термины, характеристики, используемые для описания проектных решений. Для классификации и кластеризации применяются как неформальные методы, основанные на знаниях эксперта в предметной области – в данном случае в проектировании СУ ЭП, так компьютерные методы датамайнинга;

4. Формализация всех знаний, перевод их в форму, позволяющую рассчитывать на однозначную интерпретацию, часто не обеспечиваемую естественным языком описания. Типичными примерами такой формы являются языки спецификаций, например, Z-нотация, языки системотехнического моделирования – SysML, BPMN и другие формальные языки проектирования;

5. Составление семантической сети, представляющей знания о проектировании в простой и наглядной форме, вместе с тем легко реализуемой и используемой существующими инструментальными средствами ИИ. Со-временные САПР обладают развитым лингвистическим обеспечением, и применение в них семантических сетей является продолжением этого направления развития.

Семантическая сеть (*смысловая сеть*) — это модель предметной области, представленная в виде графа, вершинами которого являются понятия, а ребрами – отношения между ними, связи понятий. Как модель знаний о проектировании эти сети имеют существенные преимущества: описание знаний создается на уровне, близком к естественному языку; обеспечивается легкость объединения моделей знаний; возможные отношения между понятиями образуют небольшое и хорошо формализованное множество; из полной сети, представляющей все знания, легко выделить участок, который необходим для поиска знаний в каждом конкретном случае.

Пример фрагмента такой сети, представляющей знания о проектировании СУ с учетом потерь в редукторах, показан на рис. 7. Этот этап обеспечивает преодоление разрыва между высокоуровневым описанием знаний, используемым человеком, и их компьютерным представлением. Представленные в виде семантической сети знания могут интерпретироваться, использоваться для анализа и поиска проектных решений не только проектировщиком, но и компьютерными программами, реализующими алгоритмы искусственного интеллекта и проектирования. Используя специализированные языки, проектировщик может формулировать запросы на поиск проектных решений, ответы на которые будет искать САПР с помощью машин логического вывода, методом шаблона и другими средствами.

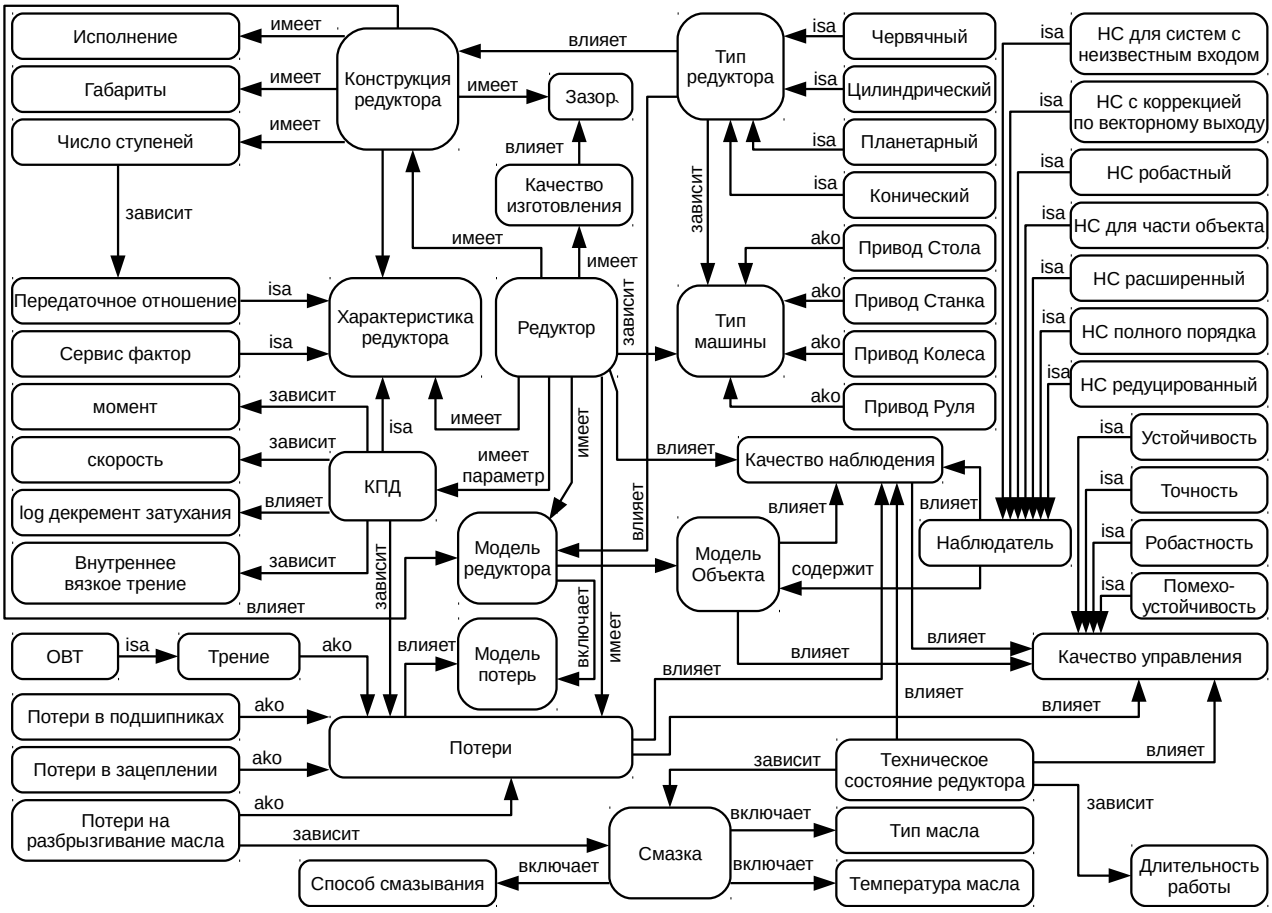


Рис. 7 Семантическая сеть знаний о проектировании

В показанную на рис. 7 сеть включены факторы, которые следует учитывать при проектировании СУ ЭП с учетом свойств редукторов. Эти факторы можно разделить на тематические группы: относящиеся к конструкции механической передачи; относящиеся к режиму работы и особенностям эксплуатации ЭП; определяющие потери энергии в механической передаче; относящиеся к классификации типов механизмов и передач; влияющие на создание модели объектов управления и наблюдения с учетом особенностей механической передачи; относящиеся к выбору и анализу характеристик объектов управления и наблюдения; относящиеся к структурному и параметрическому синтезу наблюдателей, например, известные типы наблюдающих устройств.

Элементами сети являются перечисленные факторы и относящиеся к ним понятия, такие как передаточное отношение, качество управления, качество изготовления, длительность работы и т.д. Эти понятия связаны между собой отношениями, такими как «влияет», «зависит», «имеет», «включает». Например, понятия «Наблюдатель» и «Модель объекта» связаны отношением «содержит», которое означает, что в состав наблюдателя входит математическая модель объекта наблюдения и наблюдатель проектируется на ее основе. Некоторым отношениям на схеме сети присвоены стандартные условные обозначения, например, отношение «ako» означает связь подкласса понятия с классом, а «isa» – связь экземпляра какого-либо класса с самим этим классом. В частности, «Конический» – это экземпляр типов редукторов, а «Привод стола» – это один из подклассов механизмов, к которому относятся разные приводы разных столов;

6. Преобразование построенной семантической сети в модель знаний, близкую к ней по типу, но предоставляющую более широкие возможности как для представления знаний о проектных решениях и проектных ситуациях, так и для организации вычислительного процесса их поиска.

К таким моделям знаний относятся, в частности, концептуальные графы и онтологии. Как показал опыт создания САПР, предпочтительным является применение концептуальных графов. В сравнении с семантическими сетями и онтологическими средствами они с одной стороны достаточно просты для непосредственного использования проектировщиками СУ ЭП, а с другой стороны предоставляют широкий набор выразительных средств и методов, необходимый для адекватного представления и эффективного автоматического поиска знаний о проектировании.

Концептуальный граф (рис. 8) – это конечный связный двудольный граф, вершины которого представляют понятия и концептуальные отношения. На рис. 8, а вершины «НУ» и «Порядок» представляют концепты (понятия), а «имеет свойство» – концептуальное отношение. Чтобы различать типы вершин, понятия представляют прямоугольниками, а концептуальные отношения – эллипсами. Каждый концептуальный граф представляет со-бой высказывание, описывающее предметную область, в данном случае проектирование СУ ЭП. База знаний состоит из многих таких графов, часто сотен и тысяч.

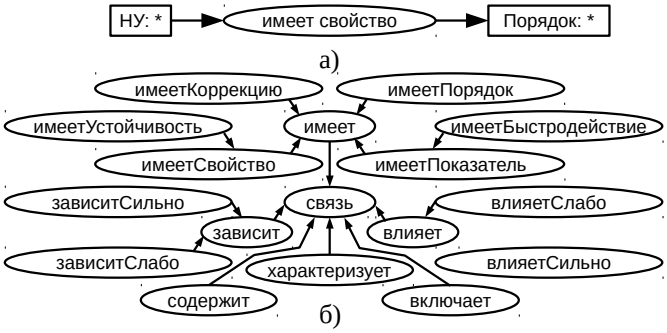


Рис. 8 Концептуальный граф

Концептуальные графы позволяют определять не только понятия и связи между ними, но и классы понятий и связей. Это расширяет возможности описания и поиска проектной информации, дает возможность выделять общие свойства классов и переносить их на подклассы. Например, если проектировщика интересует возможность влияния какого-либо параметра на заданное свойство СУ, такое как устойчивость, то при поиске в концептуальном графе автоматически будут найдены случаи как сильного, так и слабого влияния, если эти виды связей между понятиями «устойчивость» и «параметр» определены так, как показано на рис. 8, б.

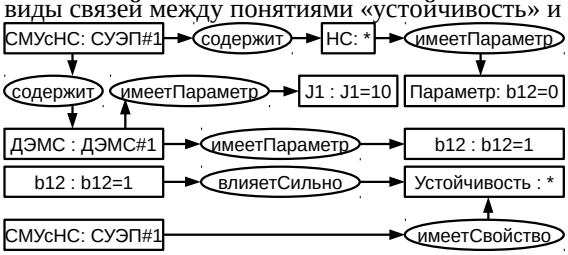


Рис. 9 База знаний САПР

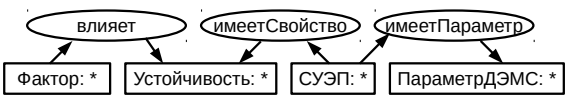


Рис. 10 Запрос к базе знаний

Инструментальные средства создания сетей позволяют определять и правила логического вывода знаний, такие как транзитивность связей, например, «Если А влияет на В, а В влияет на С, то А влияет на С».

Простой пример представления знаний о проектировании СУ ЭП в виде концептуального графа показан на рис. 9. На рис. 10 показан пример запроса к базе знаний, заданного в такой же форме. Ответ САПР на него тоже будет концептуальным графом. В данном случае будут найдены факторы, влияющие на устойчивость разных вариантов замкнутых ДЭМС, и все параметры этих ДЭМС;

7. Построение классификаторов проектных решений для отдельных частей концептуального графа, представляющих альтернативные решения задач проектирования. Классификатор автоматически выбирает или ранжирует возможные решения по их описанию и исходным проектным данным. Решения о целесообразных структуре и параметрах СУ принимается на основе анализа содержащихся в базе знаний примеров, имеющих общие признаки с рассматриваемой проблемой проектирования. Схематично этот процесс показан на рис. 11. В настоящее время известно значительное число (более 150) типов классификаторов и инструментальных программных средств их построения и применения.

Для использования в САПР ЭП были выбраны классификаторы в виде деревьев решений, сетей Байеса, продукционных систем и нейронных сетей. Первые три типа позволяют в той или иной степени объяснять проектные решения и наглядны, нейронные сети имеют свои известные преимущества. Классификаторы могут строиться с помощью существующих инструментальных средств (KNIME, Weka и другие), но они рассчитаны на специалистов в области ИИ, а не электропривода. Поэтому требуется их адаптация, как минимум упрощение пользовательского интерфейса.

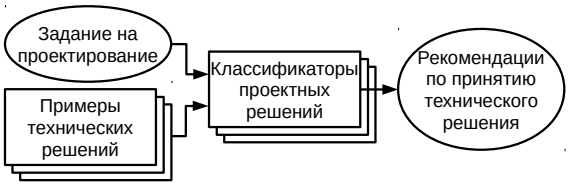


Рис. 11 Выбор проектных решений

8. Определение последовательности проектных операций средствами специализированных систем управления потоками работ (Scientific Workflow Management Systems). Этот этап создания САПР выполняется на базе схемы процесса проектирования, типа представленной на рис. 2. Он направлен на автоматизацию управления порядком проектирования и обеспечивает простоту сопряжения экспертной системы по проектированию ЭП на базе концептуальных графов с различными узкоспециализированными САПР, необходимыми на отдельных этапах проектирования, в частности, с созданными ранее базами знаний по характеристикам трения, стандартным формам характеристических полиномов и рядом других. Существуют многочисленные варианты реализации этого этапа, отличающиеся инструментальными средствами и методами организации взаимодействия модулей САПР. К настоящему времени рассмотрено применение в САПР ЭП с элементами ИИ таких программных продуктов как Scirun и MevisLab, показана целесообразность их применения и возможность расширения экспертной системой, автоматически адаптирующей маршруты проектирования к текущим результатам проектирования или предлагающей проектировщику подходящие варианты изменения. Однако окончательный выбор средств управления потоком работ требует дополнительных исследований и обоснования.

Все перечисленные этапы методики опробованы на практике и, как представляется, обеспечивают построение САПР, необходимой для эффективного проектирования СУ мехатронных систем с учетом потерь в механизмах ЭП.

Список литературы: **1**. *Котляров В.О., Осичев А.В.* О результатах решения задач стабилизации систем с отрицательным вязким трением посредством применения наблюдающих устройств // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків : НТУ «ХПІ». – 2008. – вип. 30. – С. 204-206. **2.** *Акимов Л.В., Долбня В.Т., Клепиков В.Б., Пирожок А.В.* Синтез упрощенных структур двухмассовых электроприводов с нелинейной нагрузкой // Под общей редакцией В.Б. Клепикова. – Харьков: НТУ «ХПИ», Запорожье: ЗНТУ, 2002. – 160 с. **3.** *Клепиков В.Б., Асмолова Л.В., Обруч И.В.* Срывные фрикционные автоколебания в электромеханических системах и их устранение // Техническая электродинамика. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2007. – №2. – 35-41. **4.** *Кунченко Т.Ю.* Параметрическая оптимизация условно устойчивых электромеханических систем методом диаграмм качества управления // Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. – Харьков: ООО «ПЛАНЕТА-ПРИНТ». – 2016. **5.** *Марущак Я. Ю., Кушнір А. П.* Експериментальні дослідження двомасових електромеханічних систем з урахуванням сил дисипації // Електротехнічні та комп’ютерні системи № 03 (79), 2011, С. 98-100.

Bibliography (transliterated): **1**. *V.O. Kotljarov, A.V. Osichev* O rezul'tatah reshenija zadach stabilizacii sistem s otricatel'nym vjazkim treniem posredstvom primenenija nabljudajushhih ustrojstv // Visnik Nacional'nogo tehnichnogo universitetu «Harkivs'kij politehnichnij institut». – Harkiv : NTU «HPI». – 2008. – vip. 30. – S. 204-206. **2.** *L.V. Akimov, V.T. Dolbnja, V.B. Klepikov, A.V. Pirozhok* Sintez uprashhennyh struktur dvuhmassovyh jelektroprivodov s nelinejnoj nagruzkoj // Pod obshhej redakiej V.B. Klepikova. – Har'kov: NTU «HPI», Zaporozh'e: ZNTU, 2002. – 160 s. **3.** *V.B. Klepikov, L.V. Asmolova, I.V. Obruch* Sryvnye frikcionnye avtokolebanija v jelektromehanicheskih sistemah i ih ustranenie // Tehnicheskaja jelektrodinamika. – Kiiv: IED NANU. – 2007. – №2. – 35-41. **4.** *T.Ju. Kunchenko Parametricheskaya optimizatsiya uslovno ustojchivyh electromehanicheskih sistem metodom kachestva upravleniya* // Avtoreferat dissertacii na soiskanie uchenoj stepeni kandidata tehnicheskih nauk. – Har'kov: OOO «PLANETA-PRINT». – 2016. **5.** *Ja. Ju. Marushhak, A. P. Kushnir* Eksperimental'ni doslidzhennja dvomasovih elektromehanichnih sistem z urahuvannjam sil disipacії // Elektrotehnichni ta komp’juterni sistemi № 03 (79), 2011, S. 98-100.

Поступила 30.05.2017

УДК 62–83

Д. І. МОРОЗОВ, канд. техн. наук, доц., Донбаський державний технічний університет, Лисичанськ;
І. С. ШЕВЧЕНКО, канд. техн. наук, проф., Донбаський державний технічний університет, Лисичанськ;
Н. І. АНДРЕЄВА, канд. техн. наук, доц., Донбаський державний технічний університет, Лисичанськ.

ВПЛИВ ВТРАТИ ІНФОРМАЦІЇ ПРО ОРІЄНТАЦІЮ ПОТОКІВ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГУНА НА БАЗІ СИНХРОННОЇ МАШИНИ НА ЙОГО РОБОТУ

Актуальність роботи. Орієнтація магнітних потоків у електричній машині формує її електромагнітний момент та визначає режим роботи у якій вона попадає – це буде двигун постійного чи змінного струму. Тому дуже важливо знати результати втрати такої орієнтації при побудові вентильних двигунів.

Матеріали та результати досліджень. В [1 – 3] подана конструкція та теорія роботи вентильного двигуна (ВД) постійного струму на базі синхронної машини (СМ) оберненої конструкції. Основою одержання двигуна постійного струму (ДПС) з СМ є формування кутової орієнтації векторів магнітних потоків через змінення частоти струму, що подається в якірні обмотки СМ. Слід наголосити, що принциповою відмінністю машин постійного струму є нерухомість магнітних потоків індуктора і якоря у просторі. Це досягається тим, що обмотка збудження розташована на нерухомих полюсах, а якірна обмотка живиться від джерела постійного струму через механічний перетворювач частоти у вигляді колектора, вихідна частота струму якого «жорстко» «прив'язана» до швидкості обертання ротора. Така ідеологія побудови двигуна забезпечує обертання магнітного потоку якірної обмотки зі швидкістю ротора у напрямку протилежному руху останнього. Таким чином у статичних режимах роботи забезпечується нерухомість у просторі і магнітного потоку якірної обмотки. Механічний колектор, що розміщений на валу ротора у машини постійного струму традиційної конструкції, у ВД замінюється електронним – перетворювачем частоти (ПЧ), частота струму якого «задається» швидкістю обертання якірної обмотки, тобто ротора. Найбільш повним аналогом механічного колектора ДПС є перетворювач частоти (ПЧ) в режимі джерела струму який формує фазовий кут φ_1 між основними гармоніками струму та ЕРС холостого ходу в якірній обмотці – це так званий електронний колектор першого типу.

Стабілізація кутового положення векторів ЕРС і струму якоря реалізується завдяки регулюванню вихідної частоти ПЧ при зміненні швидкості ротора ВД у випадку збурень. Як тільки збільшується навантаження на вал останній починає зменшувати швидкість. При цьому порушується орієнтація магнітних потоків у просторі і змінюється кут φ_1. ПЧ зменшує частоту струму в якірній обмотці відновлюючи необхідну орієнтацію потоків. А у ВД з'являється статизм у каналі збурення.

У цьому випадку електромагнітний момент, що формується взаємодією потоків індуктора та якірної обмотки, розраховується за простою формулою

$$M_e = C\,\Phi_I\, I_a\,, \tag{1}$$

де I_a – еквівалентний струм якірної обмотки СМ;

Φ_I – магнітний потік одного полюса;

C – конструктивна стала машини,

а механічні характеристики ВД нагадують такі у ДПС.

При втраті контролю за вказаним кутом ВД виходить з режиму ДПС і переходить у синхронний для СМ з коливаннями ротора. При періодичному порушенні синхронного ходу, як відомо, змінюється величина магнітного потоку, що генерується якірною обмоткою, яка знаходиться на роторі. У зв'язку з цим виникають перехідні струми, що протидіють зміненню потокозчеплення обмотки якоря, тобто підтримують його величину. Для одержання виразу електромагнітного моменту для цього режиму розглянемо діаграму напруг для усталеного (рис. 1, *а*) та перехідного (рис. 1, *б*) режиму роботи двигуна.

Із діаграми рисунка 1, *а* видно що

$$\begin{aligned} I_d\, x_d &= E_0 - U_{\text{п}}\cos\theta\,; \\ I_d\, x_q &= E_q - U_{\text{п}}\sin\theta\,, \end{aligned} \tag{2}$$

де $U_{\text{п}}$, E_0 , E_d , E_q – величини відповідно напруги мережі (ПЧ) та ЕРС якірної обмотки, наведеної потоком індуктора при обертанні ротора, а також складові сумарної ЕРС по повздовжній і поперечній осях СМ;

I_d , I_q – складові якірного струму по повздовжній та поперечній осях;

x_d , x_q – синхронні реактивні опори СМ поздовжній та поперечній осях відповідно;

θ – величина кута між осями потоків індуктора та якоря.

Використовуючи (2) одержимо

$$I_d = \frac{E_0 - U_{\text{п}}\cos\theta}{x_d}\,, \tag{3}$$

$$E_q = E_0\frac{x_q}{x_d} + U_{\text{п}}\frac{x_d - x_q}{x_d}\cos\theta\,. \tag{4}$$

© Д.І. Морозов, І.С. Шевченко, Н.І. Андреєва, 2017

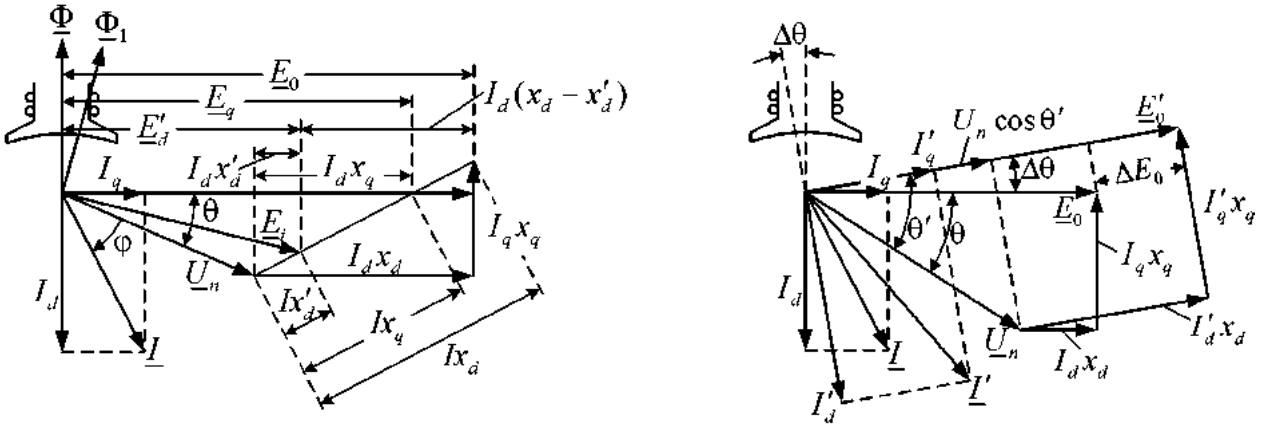


Рис. 1 Векторні діаграми ВД при втраті потрібної орієнтації магнітних потоків:
а – в усталеному режимі, *б* – в перехідному режимі коливань ротора

Величина електромагнітного моменту

$$M_\theta = \frac{P_e}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0}\left[\frac{U_\text{п} E_0}{x_d}\sin\theta + \frac{U_\text{п}^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta\right], \tag{5}$$

де $\omega_0 = 2\pi f_1 / p_d$ – синхронна швидкість СМ на даній частоті f_1 ПЧ.

З (5) не видно у явному виді як коливання ротора впливають через перехідні струми в обмотці збудження на коливання моменту. Якщо прийняти активні опори ВД рівними нулю, то повинна залишатися незмінною величина ЕРС якірної обмотки $E'_d = const$ завдяки незмінній складовій магнітного потоку Φ_0, що зчеплена з обмоткою збудження (див. рис. 1, *а*)

$$E'_d = U_\text{п}\cos\theta + I_d x_d . \tag{6}$$

Тому

$$E_q = E'_d\frac{x_q}{x'_d} + U_\text{п}\frac{x'_d - x_q}{x'_d}\cos\theta . \tag{7}$$

Тоді

$$M'_\theta = \frac{1}{\omega_0}\left[\frac{U_\text{п} E'_d}{x'_d}\cos\theta + \frac{U_\text{п}^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x'_d}\right)\cos 2\theta\right]. \tag{8}$$

Розділимо M'_θ на дві складові – ту що сформована основним усталеним струмом обмотки збудження i_{f0}, і ту, що залежить від перехідних струмів Δi_f. Скористаємося діаграмою напруг рисунка 1, *б* при швидкому повороті ротора на кут $\Delta\theta' = \theta' - \theta$. При такому повороті ротора збільшується струм якірної (роторної) обмотки від *I* до *I'* та відповідно і струм обмотки збудження, а ЕРС від нього – від E_0 до E'_0

$$E'_0 - E_0 = \Delta E_0 + \Delta I_d (x_d - x'_d) . \tag{9}$$

У цьому випадку

$$\Delta I_d = \frac{E'_0 - U_\text{п}\cos\theta'}{x_d} - I_d = \frac{(E'_0 - E_0) + U_\text{п}(\cos\theta - \cos\theta')}{x_d} . \tag{10}$$

Тоді $E'_0 = E_0 + U_\text{п}\frac{x_d - x'_d}{x'_d}(\cos\theta - \cos\theta')$,

$$M'_\theta = \frac{1}{\omega_0}\left[\frac{U_\text{п} E_0}{x_d}\cos\theta' + \frac{U_\text{п}^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta' + U_\text{п}^2\left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right)\left(\cos\theta\cdot\cos\theta' - \frac{1}{2}\cos 2\theta'\right)\right] = M_{\theta y} + \Delta M_\theta . \tag{11}$$

Якщо прийняти $\theta' \approx \theta$, то додатковий синхронізуючий момент, що визваний перехідними струмами, буде таким

$$\Delta M_\theta = \frac{1}{\omega_0} U_\text{п}^2\left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right)\sin^2\theta . \tag{12}$$

Реальна обмотка збудження має активний опір r_f . Тому перехідний струм в ній від коливання ротора буде формуватись реактивною складовою напруги ПЧ – $U_\text{п}\sin\theta\cdot\sin\varphi'$, оскільки активна складова – $U_\text{п}\sin\theta\cdot\cos\varphi'$ буде направлена на покриття додаткових теплових втрат $\Delta P = (\Delta i_f)^2 rf$. Величина кута φ' визначаються таким чином

$$\sin\varphi' = \frac{x'_f s}{\sqrt{r_f^2 + (x'_f s)^2}} = \frac{x'_f \cdot s / r_f}{\sqrt{1 + (x'_f s / r_f)^2}} , \tag{13}$$

де x'_f – еквівалентний перехідний опір обмотки збудження,

$$x_f^{'} = x_f + \frac{x_a x_{ad}}{x_a + x_{ad}}, \tag{14}$$

x_a , x_{ad} – синхронні реактивні опори обмоток ВД від потоків розсіяння та робочого;
$s = f_к / f_1$ – ковзання при коливаннях ротора,
$f_к$ – частота коливань ротора;
f_1 – частота струму ПЧ.

Таким чином, при врахуванні активного опору обмотки збудження величина додаткового синхронізуючого моменту від коливання ротора може бути розрахована за виразом

$$\Delta M_\theta = \frac{1}{\omega_0} U_п^2 \left(\frac{1}{x_d^{'}} - \frac{1}{x_d} \right) \sin^2\theta \cdot \sin^2\varphi^{'} = \frac{1}{\omega_0} U_п^2 \left(\frac{1}{x_d^{'}} - \frac{1}{x_d} \right) \frac{T_{d^2}^{'} s^2}{1 + T_{d^2}^{'} s^2} \sin^2\theta . \tag{15}$$

де $T_d^{'} = x_f^{'} / r_f$ – перехідна стала часу обмотки збудження (якщо час вимірювати у радіанах).

Необхідно зауважити, що при коливаннях ротора через трансформаторний зв'язок між обмотками якоря (ротора) та індуктора (збудження) в останній виникає змінний струм, активна складова якого генерує з полем якоря (ротора) гальмівний (демпферний) момент як у звичайній асинхронній машині. Використовуючи традиційний підхід можемо записати момент асинхронної машини (синхронної в режимі коливань)

$$M = I_f^2 \frac{r_2}{s\omega_0} = \frac{U_2^2}{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_k^2} \left(\frac{r_2}{s\omega_0} \right) = \frac{U_2^2 r_2 / \omega_0}{r_2^2 + x_k^2 s^2} . \tag{16}$$

Тут

$$U_2 = U_п \sin\theta \cdot \frac{x_f^{'}}{x_1^{'}} ; \tag{17}$$

$$r_2 = r_f ; \quad x_k = x_f^{'} ; \tag{18}$$

$$\frac{1}{x_1^{'}} = \frac{1}{x_d^{'}} - \frac{1}{x_d} ; \tag{19}$$

$$x_f^{'} = \frac{x_f x_{ad} + x_a x_f + x_a x_{ad}}{x_a + x_{ad}} . \tag{20}$$

Враховуючи (18) – (20), маємо:

$$\frac{x_f^{'}}{x_1^{'}} = \left(\frac{x_{ad}}{x_a + x_{ad}} \right)^2 = \frac{1}{\sigma_1^2} \ ; \ \sigma_1^2 = 1 + \frac{x_a}{x_{ad}} . \tag{21}$$

Демпферний момент для синхронної машини можна виразити через (16) і подати так [4]

$$M = I_f^2 \frac{r_f}{s\omega_0} = M_д \frac{d\theta}{dt} = M_д s = U_п^2 \left(\frac{1}{x_d^{'}} - \frac{1}{x_d} \right) \frac{x_f^{'} r_f s}{r_f^2 + (x_f^{'} s)^2} \sin^2\theta . \tag{22}$$

Звідки демпферний момент [4]

$$M_д = U_п^2 \left(\frac{1}{x_d^{'}} - \frac{1}{x_d} \right) \frac{x_f^{'} r_f}{r_f^2 + (x_f^{'} s)^2} \sin^2\theta = \left(\frac{U_п}{\sigma_1} \right)^2 \frac{r_f}{r_f^2 + (x_f^{'} s)^2} \sin^2\theta . \tag{23}$$

Таким чином, при коливаннях ротора ВД в ньому буде генеруватись момент, що є сумою синхронізуючого за (12) та демпферного за (23).

Автоматично постає питання стійкості ВД в такому режимі – як статичної, так і динамічної. Як відомо [4] вона визначається перевантажувальних здатністю за моментом. Саме момент є інтегруючим фактором що дозволяє при зміненні збурень на машину (збурення, параметри навантаження та інші) і поверненні їх на попередній рівень вернути ВД у початковий стан тобто, не дає йому «випасти» з синхронізму. Статична перевантажувальна здатність ($\lambda_m = M_\theta / M_н$) ВД у режимі, що розглядаються, при нехтуванні величиною активного опору якірної обмотки визначається максимальним значенням електромагнітного моменту за (5). Оскільки ВД має явнополюсну конструкцію магнітної системи, то максимальне значення електромагнітного моменту $M_{\theta m}$ наступає при кутах навантаження $\theta < \pi/2$, які залежать від збудження.

Як було сказано вище, у випадку динамічних режимів ВД в обмотці збудження виникають перехідні струми, що перешкоджають зміненням магнітного потоку як якоря, так індуктора. Тому ці струми генерують додатковий електромагнітний момент за (12), збільшуючи перевантажувальну здатність ВД у динамічних режимах.

Причому якщо динаміка пов'язана з механікою (накид–зняття навантаження на валу машини), то процеси у демпферний системі швидко закінчуються (порівняно з механічними), а вирішальними будуть тільки перехідні струми в контурі збудження. Коли ж збурення виникає по каналу живлення (ПЧ), то перехідні струми в обмотці збудження суттєво залежать і від перехідних процесів у демпферній системі. Додатковий момент, що генерується при перехідних процесах в обмотці збудження при коливаннях ротора ВД, можна розрахувати за (24) і, як видно, сильно залежить від різниці у x_d та x'_d, а також величин початкового навантаження (θ) і збурення ($\Delta\theta = \theta' - \theta$) [4]

$$\Delta M_\tau = \frac{U_\text{п}^2}{\omega_0}\left(\frac{1}{x_d} - \frac{1}{x_d}\right)\left(\cos\theta - \cos\theta'\right)\sin\theta' . \qquad (24)$$

Для оцінки впливу цього моменту на стійкість ВД у динамічних режимах наводимо рис. 2 [4], на якому зображені криві перевантажувальної здатності СМ що взята за основу при побудові ВД ($x_d^* = 1$; $x_d'^* = 0{,}4$; $x_q^* = 0{,}6$; $U_\text{п}^* = 1$; $E_0^* = 1{,}4$). Як видно з рисунка вплив електромагнітних процесів в обмотках ВД при коливаннях ротора суттєвий, що дозволяє збільшити динамічну стійкість ВД.

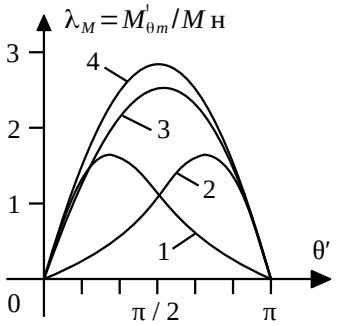


Рис. 2 Криві моментів двигуна у динамічних режимах:

1 – $M_{\theta y}(\theta')$;

2 – $M'_\theta(\theta')$ при $\theta = \pi/2$;

3 – $M'_\theta(\theta')$ при $\theta = \pi/4$;

4 – $M'_\theta(\theta')$ при $\theta = 0$

$M_{\theta y}$ – момент в усталених режимах

Висновок. При втраті контролю за орієнтацією магнітних потоків у вентильному двигуні постійного струму останній переходить в режим синхронного з коливаннями ротора при збуреннях. При роботі вентильного двигуна постійного струму в асинхронному режимі виникає додатковий момент, який збільшує момент машини і завдяки йому підвищується стійкість машини.

Список літератури: 1. *Шевченко І. С.* Спеціальні питання теорії електропривода. Динаміка синхронного електропривода: навч. посіб. / *І. С. Шевченко, Д. І. Морозов.* – К. : Кафедра, 2014. – 276 с. **2.** *Шевченко І. С.* Електромеханічні і енергетичні процеси в синхронному електроприводі: навч. посіб. / *І. С. Шевченко, Д. І. Морозов, Н. І. Андреєва.* – Алчевськ : ДонДТУ, 2011. – 396 с. **3.** *Морозов Д. І.* Вентильний двигун постійного струму на базі синхронної машини оберненої конструкції / *Д. І. Морозов, І. С. Шевченко* // Електротехніка та електроенергетика. – 2014. – №2. – С. 6-12. **4.** *Костенко М. П.* Электрические машины. Ч. 2 / *М. П. Костенко, Л. М. Пиотровский.* – Л. : Энергия, 1973. – 648 с. **5.** *Кононенко Е. В.* Электрические машины (спец. курс). Уч. пособие для вузов. / *Е. В. Кононеко, Г. А. Сипайлов, К. А. Хорьков.* – М. : Высш. школа, 1975. – 279 с.

Bibliography (transliterated): 1. Shevchenko I. S., Morozov D. I. *Spetsial'ni pytannya teoriyi elektropryvoda. Dynamika synkhronnoho elektropryvoda* [Special issues of electric driwe theory. Dynamics of synchronous electric driwe]. Kiev, Kafedra Publ., 2014. 276 p. **2.** Shevchenko I. S., Morozov D. I., Andreyeva N. I. *Elektromekhanichni i enerhetychni protsesy v synkhronnomu elektropryvodi* [Electromechanical and energy processes in synchronous electric driwe]. Alchevs'k, Donbass State Technical University Publ., 2011. 396 p. **3.** Morozov D. I., Shevchenko I. S. Ventyl'nyy dvyhun postiynoho strumu na bazi synkhronnoyi mashyny obernenoyi konstruktsiyi [Valve direct current machine on base of the synchronous machine inverse designs] *Elektrotekhnika ta elektroenerhetyka.* 2014, no. 2, pp. 6-12. **4.** Kostenko M. P., Piotrovskii L. M. *Elektricheskie mashiny. Ch. 2* [Electric machines. Part 2]. Leningrad, Energiya Publ., 1973. 648 p. **5.** Kononenko E. V., Sipajlov G. A., Hor'kov K. A. *Jelektricheskie mashiny (spec. kurs). Uch. posobie dlja vuzov* [Electric machines]. Moscow, Vysshaja shkola Publ., 1975. 279 p.

Надійшла 4.06.2017

УДК 62-83: 681.51

В. В. ОСАДЧИЙ, канд. техн. наук, доц., Запорожский национальный технический университет;
Е. С. НАЗАРОВА, канд. техн. наук, доц., Запорожский национальный технический университет;
В. В. БРЫЛИСТЫЙ, магистрант, Запорожский национальный технический университет;
Р. И. САВИЛОВ, студент, Запорожский национальный технический университет.

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЗИЦИОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ДИСКРЕТНЫМ ДАТЧИКОМ ПОЛОЖЕНИЯ

Введение. Существует ряд устройств, таких как подъемные краны, манипуляторы и т.п., являющихся в первом приближении двухмассовыми системами, в которых измерение положения второй массы затруднено конструктивными и стоимостными ограничениями. В тоже время, бурное развитие вычислительной техники и появление достаточно дешевых одноплатных компьютеров [1, 2] дает предпосылки для широкого использования в качестве датчиков обратной связи систем машинного зрения. Одним из главных параметров системы машинного зрения, влияющего на её стоимость, является частота дискретизации выходного сигнала. Поэтому разработка системы управления позиционным электроприводом с дискретным датчиком положения и определение влияния частоты дискретизации на качество регулирования является актуальной задачей.

Цель. Определение структуры и параметров регуляторов позиционного электропривода двухмассовой системы и получение зависимости показателей качества регулирования от частоты дискретизации сигнала с датчика положения второй массы.

Материалы и результаты исследований. Объектом данного исследования является груз на подвесе, прикрепленном к подвижной тележке (рис.1).

Как известно, физическое моделирование системы «груз на подвесе» имеет определенные сложности масштабирования, связанные с зависимостью периода колебаний исключительно от длины подвеса и ускорения свободного падения. На рис. 1 приняты такие обозначения: m_1 – масса подвижной тележки, m_2 – масса груза, x_1 – положение подвижной тележки, m_2 – проекция положения груза на горизонтальную ось, α – угол отклонения груза, l – длина подвеса. Приняв допущение о значительном превышении длины подвеса l над габаритами груза m_2, считаем данную систему математическим маятником, движение которого описывается нелинейным дифференциальным уравнением (1)

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2}+\frac{g}{l}\sin\alpha=0\ . \qquad (1)$$

При малых отклонениях груза, свойственных подъемно-транспортным механизмам, т.е. при $\alpha\to 0$, выражение (1) можно записать в виде

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2}+\frac{g}{l}\alpha=0\ , \qquad (2)$$

угол отклонения (при малых его значениях) определяется выражением

$$\alpha=\frac{x_2-x_1}{l}\ . \qquad (3)$$

Подставив (3) в (2) и умножив результат на m_2 , получим дифференциальное уравнение движения груза

$$m_2\frac{d^2x_2}{dt^2}+\frac{m_2g}{l}x_2=\frac{m_2g}{l}x_1\ . \qquad (4)$$

Приняв $\frac{m_2g}{l}=k$ уравнение (4) можно записать в виде

$$m_2\frac{d^2x_2}{dt^2}+kx_2=kx_1\ . \qquad (5)$$

В данной работе для физического моделирования груза на подвижном подвесе используется двухмассовая система с вращательным движением, описываемая следующим дифференциальным уравнением

$$J_2\frac{d^2\varphi_2}{dt^2}+c\varphi_2=c\varphi_1\ . \qquad (6)$$

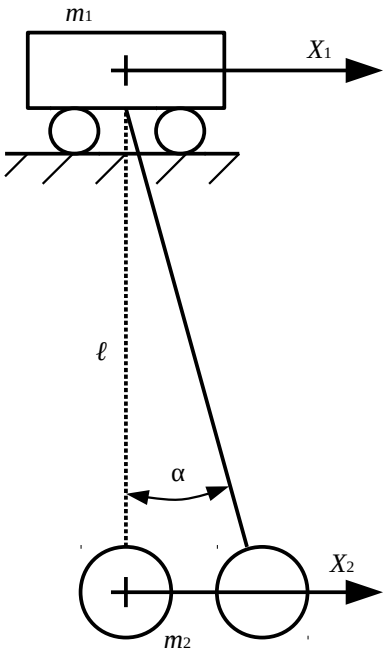


Рис. 1 Графическое представление системы«груз на подвесе»

Данное решение принято на основе подобия уравнений (5) и (6).

В качестве физической модели использовался лабораторный стенд, подробно описанный в [3], который за счет изменения момента инерции второй массы позволяет получить частоту собственных колебаний, соответствующую колебаниям груза на подвесе длинной от 1 до 4 м.

В ходе исследования предложена структурная схема системы управления, представленная на рис. 2, к особенностям которой можно отнести то, что выходом регулятора контура скорости является заданный угол рассо-

© В.В. Осадчий, Е.С. Назарова, В.В. Брылистый, Р.И. Савилов, 2017

гласования $\Delta\varphi_{зад}$, который определяет момент, действующий на вторую массу. При этом принято допущение о пренебрежимой малости постоянной времени следящего привода, обеспечивающего движение первой массы, по сравнению с постоянной времени механической части системы [4, 5]. Указанное допущение позволяет представить привод в виде безынерционного звена с единичным коэффициентом усиления (точка А).

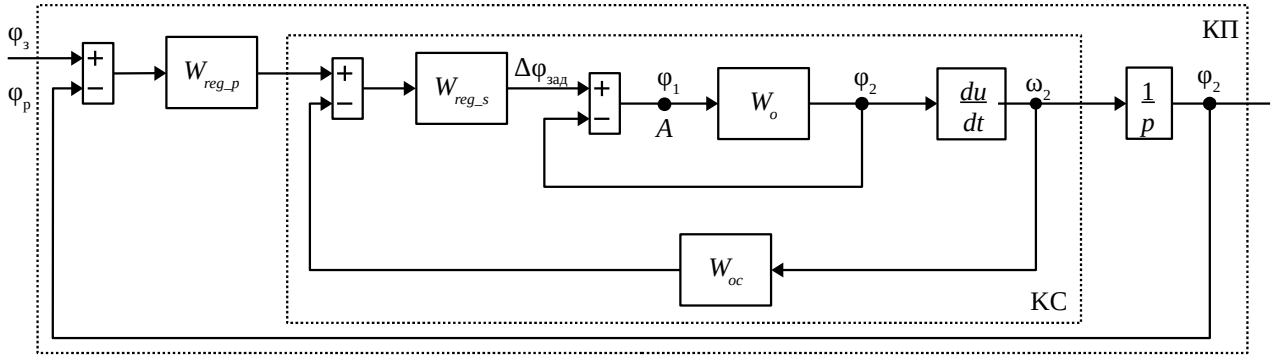


Рис.2 Структурная схема системы управления

Имитационная модель объекта управления представлена на рис. 3, а его передаточная функция по управлению имеет вид [6]

$$W_o = \frac{1}{\frac{J_2}{c}p^2 + \frac{K_{в.тр.} \cdot J_2}{c}p + 1}. \quad (7)$$

В качестве желаемой передаточной функции контура положения выбрана передаточная функция обеспечивающая время установления 0,5 с и апериодическую реакцию с перерегулированием 1,65% [7].

$$W_{КП}^{ж} = \frac{0.5275}{p^3 + 1.535\,p^2 + 1.436\,p + \omega_n^3}, \quad (8)$$

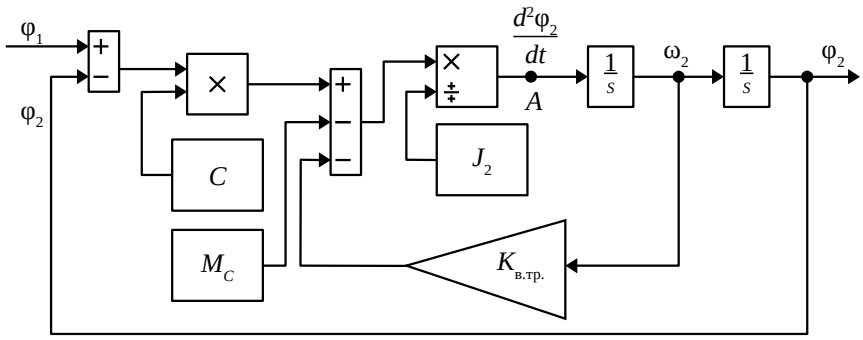


Рис. 3 Структурная схема системы управления

Передаточная функция регулятора контура положения, при условии настройки контура скорости на модульный оптимум с параметром T_μ = 0,8 с, имеет вид

$$W_{reg_p} = \frac{0{,}6752\,p^2 + 0{,}844\,p + 0{,}5275}{p^2 + 1{,}535\,p + 1{,}436}. \quad (9)$$

В ходе исследования установлено, что длина подвеса существенно влияет на качество переходных процессов. На рис. 4 представлены результаты экспериментов для различных комбинаций «регулятор скорости – длина подвеса», в частности, рисунки 4а и 4г соответствуют согласованию регулятора и объекта управления, 4б – регулятор для длины подвеса l = 3,966 м и объект с длиной подвеса l = 1,145 м, 4в – обратная комбинация.

С целью минимизации влияния изменяющегося параметра системы на качество переходных процессов определены зависимости требуемых коэффициентов регулятора контура скорости от длины подвеса. Для четырех значений длины подвеса были найдены передаточные функции регуляторов, имеющих одинаковую структуру, но различные коэффициенты полинома числителя

$$W_{reg_s} = \frac{a_2\,p^2 + a_1\,p + a_0}{p^3 + 21{,}25\,p^2 + 25{,}78\,p}. \quad (10)$$

С помощью регрессии найдены аналитические выражения зависимостей указанных коэффициентов от длины подвеса.

$$a_2 = 0{,}081 \cdot l. \quad (11)$$

$$a_1 = 1{,}63 \cdot l. \quad (12)$$

$$a_0 = 0{,}160 \cdot l. \quad (13)$$

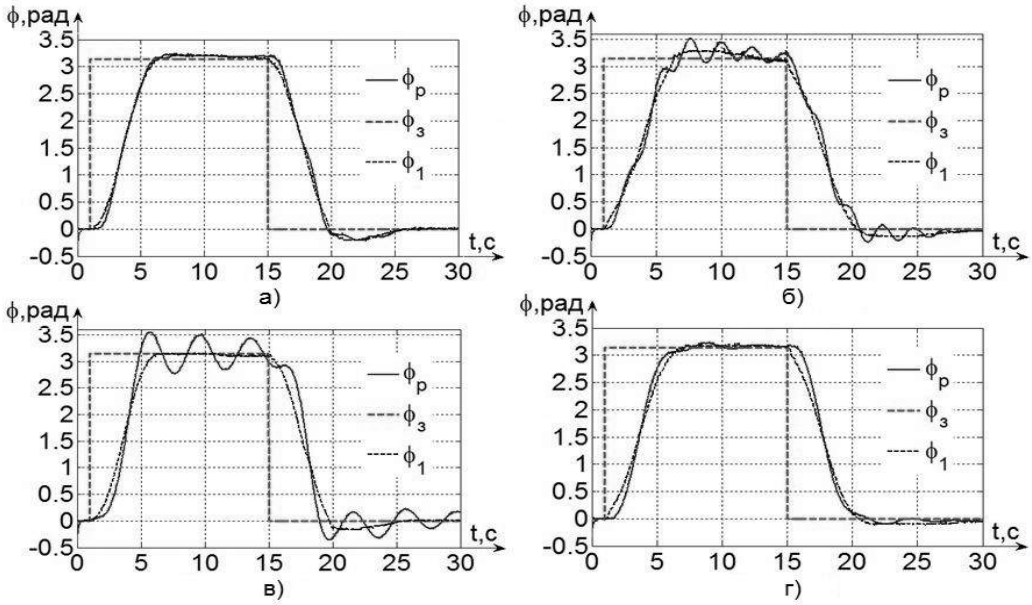


Рис.4 Графики переходных процессов с различными регуляторами

С целью определения нижней границы дискретизации сигнала с датчика положения второй массы исследованы такие показатели качества переходного процесса: перерегулирование (далее Pererеg+); минимальное время переходного процесса и интегральный критерий качества

$$I = \int_0^\infty Y(t)\,dt\ , \tag{14}$$

где Y – ошибка.

Был проведен ряд экспериментов для длины подвеса 1,14 м, 2,26 м, 3,15 м, 3,96 м и периода дискретизации от 0 до 0,5 с с шагом 0,1 с. Установлено, что наибольшее влияние период дискретизации оказывает на перерегулирование для наименьшей длины подвеса. Применение экстраполятора первого порядка позволяет снизить влияние периода дискретизации на перерегулирование. Результаты математического моделирования и эксперимента для длины подвеса 1,14 м приведены на рис. 5.

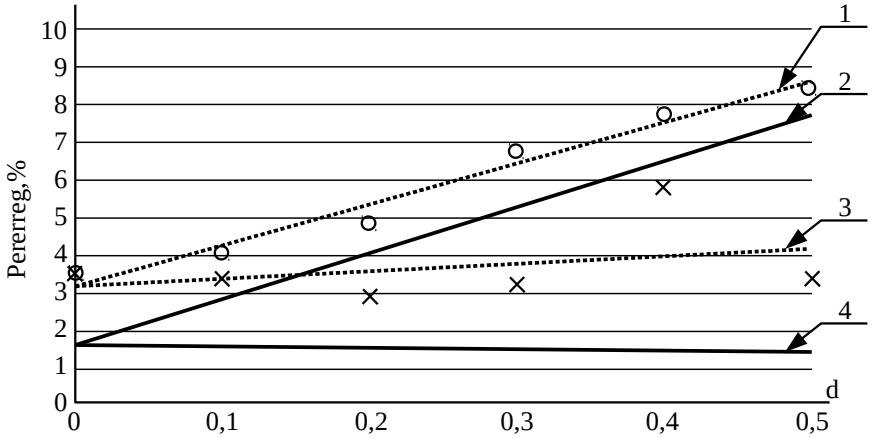


Рис. 5 Результаты оценки качества переходных процессов

На рис. 5 используются такие обозначения: 1 – результат физического эксперимента без экстраполятора, 2 – результат математического моделирования без экстраполятора, 3 – результат физического эксперимента с экстраполятором первого порядка, 4 – результат математического моделирования с экстраполятором первого порядка. Качественное совпадение результатов подтверждает адекватность математической модели, незначительные количественные отличия могут быть объяснены допущением о безынерционности следящего привода, приводящего в движение первую массу.

С целью исследования реакции синтезированной системы управления на внешние возмущающие воздействия лабораторный стенд дополнен пропеллерами, установленными на второй массе (рис. 6) и блоком, обеспечивающим управление ими из среды математического моделирования.

Результат физического эксперимента при подаче возмущающего воздействия с 11-й по 12-ю секунду приведен на рис. 7.

Рис. 6 Фото пропеллеров, установленных на второй массе

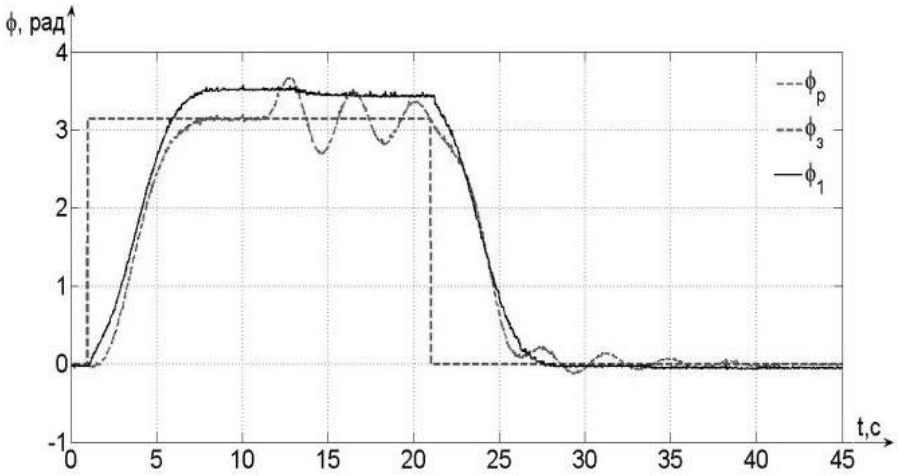


Рис.7 Переходной процесс при внешнем возмущении

Как видно из графика, синтезированная система управления не обеспечивает демпфирование колебаний, вызванных внешними возмущающими воздействиями. Поэтому, дальнейшие исследования планируется продолжить в направлении разработки регулятора, лишенного данного недостатка.

Выводы: 1. Предложенная структура системы управления и полученные зависимости коэффициентов регулятора от параметра объекта управления, изменяющегося в процессе работы системы, обеспечивают требуемые показатели качества переходного процесса. **2.** Полученные зависимости (рис. 5) позволяют определить нижнюю границу частоты дискретизации для допустимого перерегулирования. **3.** Использование в цепи обратной связи экстраполятора первого порядка позволяет снизить влияние дискретности датчика на показатели качества регулирования и обеспечивает в диапазоне периодов дискретизации от 0÷0,3 с перерегулирование не более 4%. **4.** Дальнейшие исследования следует продолжить в направлении разработки регулятора, обеспечивающего демпфирование колебаний, вызванных внешними возмущающими воздействиями.

Список литературы: **1**. Raspberry Pi 3 Model B [Электронный ресурс] – Режим доступа: https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-3-model-b/ **2.** What's Orange Pi Plus2? [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.orangepi.org/orangepiplus2/ **3**. *Осадчий В. В.* Лабораторный стенд для исследования микропроцессорных систем управления двухмассовым электроприводом / *В. В. Осадчий, Е. С. Назарова, В. В. Брылистый, Р. И. Савилов* // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2016. – № 22(98).– С. 33-38. http://dx.doi.org/10.15276/eltecs.22.98.2016.05 **4.** *Осадчий В. В.* Позиционный привод разомкнутой двухмассовой системы / *В. В. Осадчий, Е. С. Назарова, В. В. Брылистый, Р. И. Савилов* // Тиждень науки : наук.-техн. конф., 18-21 квіт. 2016 р. : тези доп. – Запоріжжя, 2016. – Т.1. – стр. 396-397. **5.** *Брылистый В. В.* Позиционный привод разомкнутой двухмасовой системы / *В. В. Брылистый, Р. И. Савилов* // Всеукраїнський конкурс студ. наук. робіт з галузі «Електротехніка та електромеханіка». Збірник тез доповідей. – Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2016. – С.149-150. **6.** *Путов В. В.* Адаптивное и модальное управление механическими объектами с упругими деформациями: Учеб. пособие / *В. В. Путов*. – СПб: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2002. – 112 с.**7.** *Бишоп Р.* Современные системы управления / *Р. Бишоп, Р. Дорф*. Пер. с англ. *Б. И. Копылова* – М: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. – 832 с.

Bibliography (transliterated): 1. Raspberry Pi Foundation. «Raspberry Pi 3 Model B.» *Raspberry Pi Foundation*. Raspberry Pi Foundation, 2017. Web. 28 April 2017 <https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-3-model-b/>. **2.** Xunlong Software CO., Limited. «What's Orange Pi Plus2?». *Xunlong Software CO.,Limited*. Xunlong Software CO.,Limited, 2016. Web. 28 April 2017 <http://www.orangepi.org/orangepiplus2/>. **3.** Osadchii, Vladimir V., et al. «Laboratory Stand for Researching of Microprocessor Control Systems of Dual-Mass Electric Drive». *Scientific and Technical Journal ELECTROTECHNIC AND COMPUTER SYSTEMS*. 22(98). Odessa National Polytechnic University, 2016. 33-38. Print. **4.** Osadchii, Vladimir V., et al. «Laboratory Stand for Researching of Microprocessor Control Systems of Dual-Mass Electric Drive». *Scientific and Technical Journal ELECTROTECHNIC AND COMPUTER SYSTEMS*. 22(98). 2016. 33-38. Web <http://dx.doi.org/10.15276/eltecs.22.98.2016.05>. **5.** Osadchii, Vladimir V., et al. «Position Actuator of a Dual-Mass System Without Feedback». *Tezy dopovydei - tyzhden nauky : nauk.-tekhn. konf. ZNTU*. 18-21 Apr. 2016 . Zaporizhzhya. 2016. 396-397. Print. **6.** Brilistii, Viktor V., and Roman I. Savilov. «Position Actuator of a Dual-Mass System Without Feedback». *Vseukrainskii konkurs stud. nauk. robit z galuzi «Elektrotekhnika ta elektromekhanika». Zbirnik tez dopovidei. DDTU*. Dniprodzerzhinsk. 2016. 149-150. Print. **7.** Putov, Viktor V. «Adaptivnoe i modalnoe upravlenie mekhanicheskimi obiektami s uprugimi deformatsiami». *SPbGTU «LETI»*. St. Petersburg. 2002. 112. Print. **8.** Bishop, Robert H., and Richard C. Dorf. «Sovremennie sistemi upravleniia. Per. s angl. B. I. Kopylova». *Laboratoriya Bazovyx Znanij*. Moscow. 2002. 832. Print.

Поступила 28.04.2017

УДК 621.771.06:233.2

И. Н. ЗАДОРОЖНЯЯ, канд. техн. наук, доц., Донбасская гос. машиностроительная академия, Краматорск;
Н. А. ЗАДОРОЖНИЙ, канд. техн. наук, доц., Донбасская гос. машиностроительная академия, Краматорск.

СИНТЕЗ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПРЕДЕЛЬНОЙ СТЕПЕНИ УСТОЙЧИВОСТИ И МИНИМАЛЬНОЙ КОЛЕБАТЕЛЬНОСТИ УПРУГОЙ МЕХАНИЧЕСКОЙ ПОДСИСТЕМЫ

Введение. Электропривод является основным структурным элементом автоматизации современных технологических машин. В качестве локальных систем автоматизации технологических машин используется современный регулируемый комплектный электропривод, в котором интегрированы все технические достижения электромашиностроения, силовой преобразовательной техники, средств систем управления и вычислительной техники. Однако практическая реализация заявленных динамических возможностей компонентов соответствующего нового уровня качества управления и регулирования оказалось проблематичной из-за взаимосвязи и взаимного влияния на динамику электромеханической системы особенностей электромагнитной подсистемы и упругих механических звеньев кинематических передач.

Ограничение динамических нагрузок в электромеханической системе, обеспечение заданной точности движения исполнительных органов машин являются фундаментальными задачами электропривода [1]. Приоритетным направлением решения задач активного подавления упругих механических колебаний является оптимизация демпфирующего эффекта электропривода [2] при усилении электромеханической связи путем выбора структуры и параметров электромагнитной подсистемы [3].

Проблематика проектирования электромеханических систем. При проектировании электромеханических систем (ЭМС) часто и необоснованно используются методы синтеза направления, ориентированного на минимизацию реакции электропривода при действии упругих колебаний, когда колебания момента в упругом звене интерпретируются как действие на электродвигатель внешних вынужденных колебаний. А в действительности в ЭМС необходимо в общем случае рассматривать связанные процессы при взаимодействии колебаний в подсистемах [4].

Задачи оптимизации реакции электропривода на действие упругих механических колебаний решаются формально без учета физических особенностей ЭМС, традиционные методы решения задач предполагают выбор параметров (структуры) на основании задания динамических свойств электромеханической системы как целого (например, метод стандартных характеристических полиномов). Такой подход заранее регламентирует вид динамических характеристик составных частей (подсистем) и, в результате синтеза системы, эффект взаимодействия и влияние характера связи подсистем на динамические свойства намеренно исключены из продуктивных вариантов оптимизации.

Постановка задачи. В данной работе рассматривается метод оптимизации ЭМС по критерию минимума колебательности и времени действия динамических нагрузок на основе физических закономерностей демпфирования упругих механических колебаний при взаимодействии подсистем. Оптимизация процессов электромеханического взаимодействия рассматривается применительно к системам подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока [5], а при допущении работы электропривода на линейных участках механической характеристики и асинхронных электроприводов с векторным управлением [6].

Материалы исследования. На рис. 1 приведена исходная структурная схема электропривода с упругим механическим звеном в относительной форме записи параметров и общепринятыми обозначениями. При её составлении для решении поставленной задачи приняты следующие допущения: механическая часть электропривода описывается двухмассовой расчетной схемой; зазоры механической передачи при переходных процессах не размыкаются; силы внешнего и внутреннего трения передач не учитываются из-за их малости; контур регулирования электромагнитного момента (тока) представляется инерционным звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{КТ}}(p)=1/(T_{\text{Т}}p+1)\,, \qquad (1)$$

где $T_{\text{Т}}$ – постоянная времени контура регулирования тока, которая в структуре подчиненного регулирования является постоянной интегрирования регулятора тока; выходные сигналы регуляторов изменяются в границах линейных участков характеристик; магнитный поток (потокосцепление) двигателя принимается неизменным.

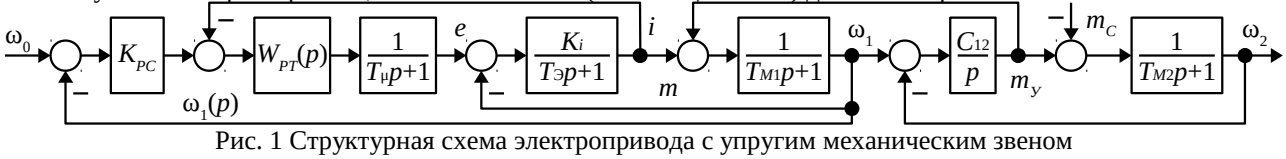


Рис. 1 Структурная схема электропривода с упругим механическим звеном

Так как электропривод по физическому толкованию влияния на упругие механические колебания является аналогом вязкого трения [2], регулятор скорости представляется пропорциональным звеном с передаточной функцией $W(p) = K_{\text{РС}}$. Исследования динамических свойств ЭМС производится по характеристическому уравнению передаточных функций по управляющему и возмущающему воздействиям для системы подчиненного регулирования с пропорциональным регулятором скорости:

© И.Н. Задорожняя, Н.А. Задорожний, 2017

$$W_{\text{у}}(p)=\frac{\omega_2(p)}{\omega_0(p)}=\frac{K_{\text{РС}}}{Q(p)},\ W_{\text{в}}(p)=\frac{m(p)}{m_C(p)}=\frac{K_{\text{РС}}}{Q(p)}.\ , \tag{2}$$

где $Q(p)$ – характеристическое уравнение ЭМС при учете принятых допущений и аппроксимации контура регулирования тока (момента) (1).

Для абсолютных значений параметров электропривода с постоянными времени и коэффициентами контура формирования электромагнитного момента и параметрами механической части характеристическое уравнение имеет следующий вид:

$$Q(p)=\gamma T_{M1}T_T T_y^2 p^4+\gamma T_{M1}T_y^2 p^3+\gamma(T_{M1}T_T+K_{PC}T_y)p^2+\gamma T_{M1}p+K_{PC}=0 \tag{3}$$

где $T_{\text{М1}}$ – механическая постоянная времени электродвигателя (первой массы); $T_{\text{у}} = 1 / \Omega_{12}$ – постоянная времени упругих механических колебаний; $\Omega_{12}=\sqrt{C_{12}\left(\frac{1}{J_1}+\frac{1}{J_2}\right)}=\sqrt{\frac{1}{T_C}\left(\frac{1}{T_{M1}}+\frac{1}{T_{M2}}\right)}$ – частота свободных колебаний МП; $T_{\text{М2}}$ – механическая постоянная времени (приведенная) второй массы механической части; $\gamma = (J_1 + J_2) / J_1 = (T_{\text{М1}} + T_{\text{М2}}) / T_{\text{М1}}$ – коэффициент распределения инерционных масс двигателя J_1 и механизма J_2; $K_{\text{РС}}$ – коэффициент усиления регулятора скорости.

Динамические свойства ЭМС определяются по реакции при возбуждении свободных колебаний, показатели которых соответствуют корням характеристического уравнения (3). Известно, что при типовых (стандартных) настройках регуляторов [7] ЭМС обладает при $\gamma > 1{,}09$ значительным запасом устойчивости, но качество процессов регулирования характеризуется высокой колебательностью (слабым затуханием) и низким быстродействием. Как следует из анализа вида корней характеристического уравнения (3) процессы свободных колебаний в ЭМС, как системы с двумя степенями свободы, имеют гармонические составляющие с частотами Ω_1 и Ω_2 и, соответственно, коэффициентами затухания ξ_1 и ξ_2. Процессы свободных колебаний в ЭМС, составленной из двух подсистем – электромагнитной и механической – можно представить для стандартных настроек характеристическим уравнением

$$Q(p)=(T_1^2p^2+2\xi_1T_1p+1)(T_2^2p^2+2\xi_2T_2p+1)=0 \tag{4}$$

где $T_1 = 1 / \Omega_1$, $T_2 = 1 / \Omega_2$ – постоянные времени колебательных составляющих переходных процессов ($\Omega_1 < \Omega_2$).

На основании характеристического уравнения (3) также производится оценка демпфирующего действия электропривода для рассматриваемых координат (2) по управляющему и возмущающему воздействиям. Задачу поиска оптимальных сочетаний параметров можно упростить и решить в общем виде, если частные параметры ЭМС – абсолютные значения коэффициентов и постоянных времени представить в обобщенной форме нормированных параметров. Определить показатели процессов демпфирования упругих механических колебаний и установить закономерности электромеханического взаимодействия подсистем при сохранении физического смысла демпфирующего эффекта возможно с помощью нормирования [8], предложенного на основании анализа и обобщения положений теории колебаний [9] о связи и связанности процессов и динамической декомпозиции ЭМС [10]. При исследовании процессов электромеханического взаимодействия ЭМС представляется отдельными (парциальными) взаимосвязанными подсистемами – электромагнитной парциальной (ЭП) и механической парциальной (МП) подсистемой [8]. Электромагнитная подсистема при выделении ее из ЭМС описывается передаточной функцией типового колебательного звена

$$W_{\text{ЭП}}(p)=K_{\text{РС}}/\left(T_{\text{М1}}T_{\text{Т}}p^2+T_{\text{М1}}p+K_{\text{РС}}\right), \tag{5}$$

с частотой свободных колебаний, определяемой для канонического вида из $\Omega_{\text{ЭП}}^2=K_{\text{РС}}/(T_{\text{М1}}T_{\text{Т}})$.

Механическая подсистема при выделении ее по правилам [10] из ЭМС обладает при принятых допущениях свойствами консервативного звена ($\xi_{12} = 0$) с передаточной функцией

$$W_{\text{МП}}(p)=\frac{\gamma-1}{\gamma}\cdot\frac{1}{T_{\text{у}}^2p^2+1}\ . \tag{6}$$

Для любых сочетаний реальных параметров ЭМС подсистемы всегда связаны, и частоты отдельных парциальных подсистем распределены так, что $\Omega_1 < \Omega_{\text{ЭП}} < \Omega_{\text{МП}} < \Omega_2$. Усиление электромеханической связи приводит при отсутствии диссипативных сил в МП ($\xi_{12} = 0$) к отклонению частот Ω_1, Ω_2 – раздвижке или сближению – в зависимости от преобладающего вида связи (упругая или инерционная). При связанности подсистем (5) и (6) существенность взаимодействия оценивается по критерию близости собственных частот ЭП и МП – коэффициенту электромеханического взаимодействия

$$K_{\text{В}}=\frac{\Omega_{12}^2}{\Omega_{\text{ЭП}}^2}=\frac{T_{\text{М}}1T_{\text{Т}}}{K_{\text{РС}}T_{\text{у}}^2}\ , \tag{7}$$

а скорость отвода и преобразования энергии упругих механических колебаний в ЭП характеризуется коэффициентом демпфирования собственно электромеханического преобразователя (5)

$$\xi_{\text{Д}}=\frac{\alpha_{\text{Э}}}{\Omega_{\text{ЭП}}}=\frac{1}{2}\sqrt{T_{\text{М}}\frac{1}{K_{\text{РС}}T_{\text{Т}}}}\ . \tag{8}$$

Характеристическое уравнение (3) в нормированной оригинальной форме обобщенных параметров электромеханического взаимодействия отдельных (парциальных) подсистем ЭМС имеет следующий вид:

$$Q(p)=\gamma K_{\text{В}}T_{\text{у}}^4p^4+2\gamma\sqrt{K_{\text{В}}}\xi_{\text{Д}}T_{\text{у}}^3p^3+\gamma(1+K_{\text{В}})T_{\text{у}}^2p^2+2\gamma\sqrt{K_{\text{В}}}\xi_{\text{Д}}T_{\text{у}}p+1=0\ , \tag{9}$$

где $K_в$ – коэффициент электромеханического взаимодействия, определяемый отношением квадратов частот свободных колебаний парциальной механической и электромагнитной подсистем; $\xi_д$ – коэффициент демпфирования электромагнитной подсистемы (собственно эквивалента затухания процессов (8) цепи формирования электромагнитного момента двигателя); γ – коэффициент распределения инерционных масс электропривода.

В результате анализа процессов преобразования энергии упругих колебаний установлено, что максимум электромеханического взаимодействия достигается [4, 10] при равенстве парциальных частот, когда

$$K_в = K_в^* = 1/\gamma \,, \tag{10}$$

и колебательном характере процессов взаимодействующих подсистем с $\xi_д < 1{,}0$. Тогда при соблюдении (10) характеристическое уравнение (9) представляется уравнением эталонного вида

$$Q(p) = (T_y^2 p^2 + 2\xi_э T_y p + 1)(T_y^2 p^2 + 2\xi_м T_y p + 1) = 0 \,, \tag{11}$$

где $\xi_э$, $\xi_м$ – коэффициенты демпфирования процессов в электромагнитной и механической подсистемах при совместном движении в составе ЭМС.

В общем случае огибающие колебательных процессов различны и $\xi_э \neq \xi_м$, а так как активным звеном является ЭП, то из физических соображений $\xi_м \le \xi_э$, $\xi_э < 1{,}0$.

Электромеханическая система с характеристическим уравнением (9) при максимуме эффекта электромеханического взаимодействия (10) будет обладать динамическими свойствами (11), если выбором (коррекцией) параметров обеспечить соотношения для величин коэффициентов демпфирования подсистем, зависящих от параметров механической подсистемы γ и от коэффициента демпфирования отдельной (парциальной) ЭП (8)

$$\xi_э + \xi_м = \sqrt{\gamma}\,\xi_д ;\ \xi_э \xi_м = \frac{(\gamma - 1)}{4}, \tag{12}$$

Соотношения взаимосвязи параметров (7), (8), (10), (12) отвечает требованиям системного проектирования, так как учитывают электромеханическое, механическое, конструктивные и технологические способы демпфирования упругих электромеханических колебаний (9).

Из анализа (12) следует, что и математически для величин

$$1{,}0 < \gamma \le 5{,}0 ;\ 0 < \xi_д < 1{,}0 \tag{13}$$

коэффициенты демпфирования подсистем

$$\xi_э < 1{,}0 ;\ \xi_м < 1{,}0, \tag{14}$$

что не ограничивает условия решения задачи.

В монографии [2] указывается, что область существенных для оптимизации параметров ЭМС с двухмассовой МП определяется значениями $1{,}2 < \gamma < 5{,}0$, так как величина частоты свободных колебаний механической подсистемы Ω_{12} при $\gamma > 5{,}0$ приближается к частоте свободных колебаний вала двигателя Ω_0 при жестком закреплении вала механизма (случай одномассовой расчетной механической схемы).

Таким образом, процессы демпфирования упругих колебаний в ЭМС будут определяться обобщенными параметрами электромеханического взаимодействия $K_в$, $\xi_д$, γ, а масштаб времени процессов – мера быстродействия – регламентируется величиной $T_y = 1 / \Omega_{12}$.

На основании ограничений (14) и области допустимых значений параметров (13) можно определить условия достижения максимума демпфирующего действия электропривода (минимума колебательности) при исследовании функции уравнения на экстремум по уравнению, полученного из соотношений (12). При анализе границ существенного и слабого электромеханического взаимодействия установлено, что внутри интервалов допустимых предельных значений обобщенных параметров функция демпфирующего действия имеет экстремум – максимум, а на концах интервала $0 < \xi_д < \infty$ демпфирующее действие равно нулю $\xi_1 = 0$ и $\xi_2 = 0$ [10]. При соблюдении необходимого условия усиления электромеханической связи (10) из соотношений (12) получается уравнение с одной переменной для вносимого электроприводом в консервативную МП (с $\xi_{12} = 0$) демпфирования, обозначенное коэффициентом $\xi_м$. Если выразить из первого уравнения (12) коэффициент $\xi_э$ электромагнитной подсистемы в составе ЭМС и произвести подстановку во второе, получим следующее уравнение:

$$\xi_м^2 - \sqrt{\gamma}\,\xi_д \xi_м = \frac{\gamma - 1}{4} \,. \tag{15}$$

При отсутствии в отдельной МП демпфирующих факторов ($\xi_{12} = 0$) коэффициент $\xi_м$ в составной ЭМС будет являться прямым количественным показателем вносимого демпфирующего эффекта электропривода. Для удобства анализа обозначим

$$F(\xi_м) = -\xi_м^2 + \sqrt{\gamma}\,\xi_д \xi_м - \frac{\gamma - 1}{4} \tag{16}$$

и исследуем $F(\xi_м)$ на экстремум по правилам [11]. Для чего из (16) определяется первая производная

$$F'(\xi_м) = -2\xi_м + \sqrt{\gamma}\,\xi_д \,. \tag{17}$$

Функция (15) определена в интервалах вариации параметров ЭМС $0 < \xi_м < 1{,}0$ и значение переменной, при которой функция $F(\xi_м)$ имеет максимум или минимум, находим из условия равенства ее производной (17) нулю

$$-2\xi_м + \sqrt{\gamma}\,\xi_д = 0 \,. \tag{18}$$

Величины возможных коэффициентов демпфирования МП, при которых функция может иметь экстремум, находятся из (18)

$$\xi_{\text{М}}=\frac{1}{2}\sqrt{\gamma}\,\xi_{\text{Д}}\,. \tag{19}$$

Вторая производная функции степени демпфирующего действия (16) определяется из (17) и, соответственно, имеет величину $F''(\xi_{\text{М}}) = -2$. В окрестности корня (19) функция $F'(\xi_{\text{М}})$ меняет знак с положительного на отрицательный, следовательно, при отрицательном значении $F''(\xi_{\text{М}})$ квадратичная функция $F(\xi_{\text{М}})$ имеет экстремум – максимум. Подстановкой $\xi_{\text{М}}$ из (19) в уравнение (15) находится величина коэффициента демпфирования отдельной ЭП, которая определяет ординату вершины параболы $F(\xi_{\text{М}})$

$$\xi_{\text{Д}}=\sqrt{\frac{\gamma-1}{\gamma}}\,. \tag{20}$$

В результате подстановки $\xi_{\text{Д}}$ из (20) в соотношение (19) получаем искомое выражение для значения коэффициента демпфирования $\xi_{\text{М}}$, при котором достигается экстремум – максимальная (предельная) степень демпфирования упругих механических колебаний, следующего вида:

$$\xi_{\text{М}}=\frac{1}{2}\sqrt{\gamma-1}\,. \tag{21}$$

Процессы в электромагнитной подсистеме, как реакции динамического гасителя колебаний при взаимодействии характеризуются коэффициентом $\xi_{\text{Э}}$, который находится из системы (12) после подстановки $\xi_{\text{Д}}$ и $\xi_{\text{М}}$ для предельного (экстремального) случая (20) и (21). Его величина при предельной степени демпфирования упругих механических колебаний в ЭМС

$$\xi_{\text{Э}}=\frac{1}{2}\sqrt{\gamma-1}\,. \tag{22}$$

Аналогичные результаты дает исследование функции $F(\xi_{\text{Э}})$ при поиске возможного экстремума по переменной $\xi_{\text{Э}}$, если из соотношений (12) составить уравнение относительно переменной $\xi_{\text{Э}}$. Это свидетельствует о симметрии системы при предельном демпфировании.

Наибольшее значение функции демпфирующего действия электропривода достигается при $\xi_{\text{Э}} = \xi_{\text{М}}$ с переходными процессами максимальной степени взаимодействия (электромеханической совместимости) подсистем при соблюдении следующих соотношений для обобщенных показателей:

$$K_{\text{В}}=1/\gamma\,;\ \xi_{\text{Д}}=\sqrt{\frac{\gamma-1}{\gamma}}. \tag{23}$$

Переходные процессы в ЭМС будут определяться характеристическим уравнением (11) при учете предельных коэффициентов демпфирования (21), (22) и, с точки зрения критерия «минимум колебательности» являются оптимальными. Характеристическое уравнение (11) тогда в предельном случае $\xi_{\text{М}} = \xi_{\text{Э}} = \xi_0$ принимает вид:

$$Q_0(p)=(T_{\text{у}}^2p^2+2\xi_0T_{\text{у}}p+1)(T_{\text{у}}^2p^2+2\xi_0T_{\text{у}}p+1)=0\,,$$

и показатели качества процессов демпфирования колебаний определяются на основании корней $Q_0(p)$. Корни $Q(p) = 0$ (9) являются кратными комплексно–сопряженными

$$p_{1,2}=p_{3,4}=-\alpha\pm j\beta=-\frac{\xi_0}{T_{\text{у}}}\pm j\frac{\sqrt{1-\xi_0^2}}{T_{\text{у}}}\,. \tag{24}$$

При подстановке в (24) предельных величин коэффициентов демпфирования (21), (22) на основании принятых в теории автоматического управления определений качества [12] найдены показатели процессов с максимальной степенью демпфирования электроприводом упругих механических колебаний.

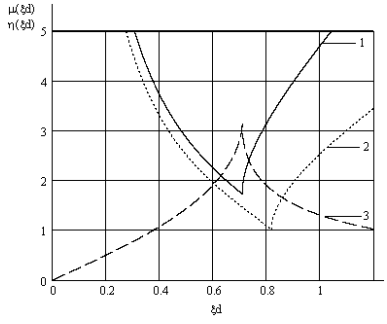


Рис. 2

ЭМС для предельного случая минимума колебательности (максимума демпфирования) имеет показатели – колебательная степень устойчивости

$$\eta_0=\eta=|\alpha|=\frac{\xi_0}{T_{\text{у}}}=\frac{\sqrt{\gamma-1}}{2}T_{\text{у}}=\frac{\sqrt{\gamma-1}\,\Omega_{12}}{2}\,, \tag{25}$$

которая определяет время затухания эталонного процесса при колебаниях одной частоты (то есть при электромеханической совместимости [10])

$$\Omega_{\text{Э}}=\Omega_{M}=\beta=\Omega_0=\frac{\sqrt{1-\xi_0}}{T_y}=\frac{\sqrt{5-\gamma}\,\Omega_{12}}{2} \tag{26}$$

с коэффициентом демпфирования

$$\xi_{\text{Э}}=\xi_{\text{М}}=\xi_0=\frac{1}{2}\sqrt{\gamma-1} \tag{27}$$

и минимальной колебательностью

$$\mu_0=\left|\frac{\beta}{\alpha}\right|=\frac{\sqrt{1-\xi_0^2}}{\xi_0}=\sqrt{\frac{5-\gamma}{\gamma-1}}\,. \tag{28}$$

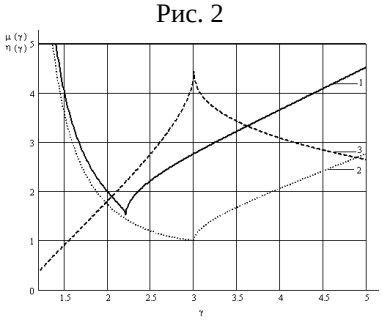


Рис. 3

Графическая интерпретация результатов исследования функции демпфирующего действия привода (16) дает представление о влиянии обобщенных показателей на степень устойчивости и колебательность ЭМС.

Графические зависимости 1 и 2 для $\mu = f(\xi_{\text{Д}})$ и 3 для $\eta = f(\xi_{\text{Д}})$ на рис. 2 построены по массивам расчетных значений $\eta_i = |\alpha_i|$, $\mu_i = |\beta_i/\alpha_i|$, полученных

при варьировании коэффициента демпфирования собственно ЭП $\xi_Д$ для конкретных значений γ, Ω_{12} = 62,8 $с^{-1}$ (γ_1 = 2,0, γ_2 = 3,0, γ_3 = 2,0).

На траектории движения корней характеристического уравнения (9) фиксировалась та пара комплексно–сопряженных корней, которая имеет меньшее значение логарифмического декремента $\lambda_К = 2\pi (\alpha / \Omega_р)$, где α, $\Omega_р$ – показатель затухания и резонансная частота пары корней, соответствующей $\lambda_К = \lambda_{min}$ [13].

Нахождение корней характеристического уравнения (9) в интервале изменения $\xi_Д$ производилось численным методом и с учетом критических значений аргумента. Точка экстремума функции проверялась наличием интервалов возрастания и убывания в области критической точки. Аналогично были построены по результатам расчета графики (рис. 3) зависимостей μ = *f*(γ) и η = *f*(γ) для конкретных значений $\xi_Д$ и Ω_{12}= 62,8 $с^{-1}$ (γ_1 = 2,21, γ_2 = 3,0, γ_3 = 3,0). Графики (рис. 2 и рис. 3) имеют явно выраженные экстремумы, которые достигаются в предельном случае демпфирования упругих механических колебаний для корней (24). Значения показателей η и μ в точках экстремумов соответствуют оценкам (25), (28), полученным аналитически на основании анализа процессов электромеханического взаимодействия подсистем.

Полученные аналитически результаты оценки показателей качества динамических процессов в ЭМС позволяют сделать следующие выводы:

– предельно достигаемая степень демпфирования упругих механических колебаний со стороны электропривода реализуется при соблюдении условий электромеханической совместимости (23);

– минимум колебательности двухмассовой ЭМС (28) и максимум демпфирующего эффекта электропривода (27) не зависит от способов варьирования обобщенных параметров системы и определяется только коэффициентом распределения инерционных масс γ;

– степень устойчивости ЭМС физически характеризует отвод и время преобразования энергии при упругих колебаниях и в предельном случае зависит от коэффициента распределения масс γ и частоты свободных колебаний Ω_{12};

– при соблюдении соотношений (23) в двухмассовой ЭМС в динамике совершаются колебания одной частоты (26) и при предельной степени устойчивости (25) имеют одинаковое время затухания;

– такой особый случай в теории колебаний трактуется как компенсация действия упругих сил системы силами инерционными;

– равенство частот свободных колебаний электромагнитной и механической подсистем (26) в предельном случае также говорит о тождественности процессов – электромеханической совместимости – и в динамике эффект двухмассовости ЭМС не проявляется.

Показатели качества процессов демпфирования электроприводом упругих колебаний целесообразно использовать при синтезе ЭМС по заданным (желаемым) значениям этих показателей.

Предельные величины показателей η, μ, ξ обеспечиваются при соблюдении условий максимума степени демпфирующего эффекта электропривода, которые определены величинами обобщенных параметров $K_В$, $\xi_Д$, γ (23).

Минимальная колебательность ЭМС из возможных локальных минимумов требует оптимизации параметров как ЭП так и МП, а для фактических параметров МП оптимизация процессов в ЭМС достигается выбором только параметров ЭП. Из совместного рассмотрения выражений формы обобщенных параметров электромеханического взаимодействия (7) и (8) достаточно просто установить связь динамических параметров характеристического уравнения (3) исходной структурной схемы ЭМС с обобщенными параметрами $К_В$, $\xi_Д$

$$\frac{T_{M1}}{K_{PC}} = 2\sqrt{K_B}\,\xi_Д T_y;\; T_T = \frac{2\sqrt{K_B}T_y}{2\xi_Д}. \qquad (29)$$

Если учесть, что в ЭМС при выполнении условии (23) достижения предельной степени демпфирования колебаний $K_В = K_В^* = 1/\gamma$, $\xi_Д = \xi_Д^* = \sqrt{(\gamma-1)/\gamma}$, то для параметризации регуляторов требуется использовать в соответствии с (29) следующие расчетные величины:

$$K_{PC}^* = \frac{\gamma T_{M1}}{2\sqrt{\gamma-1}\,T_y} = \frac{\gamma T_{M1}\Omega_{12}}{2\sqrt{\gamma-1}};\; T_T^* = \frac{T_y}{2\sqrt{\gamma-1}} = \frac{1}{2\sqrt{\gamma-1}\,\Omega_{12}}. \qquad (30)$$

Постоянная $T_{ИП}$ для настройки интегральной части контура электромагнитных переменных (тока, момента) и абсолютное значение коэффициента усиления регулятора скорости для структуры подчиненного регулирования $K_{РС}$

$$T_{ИТ} = T_Т^* K_{ОБ1};\; K_{РС} = K_{РС}^* \frac{1}{K_{ОБ2}}. \qquad (31)$$

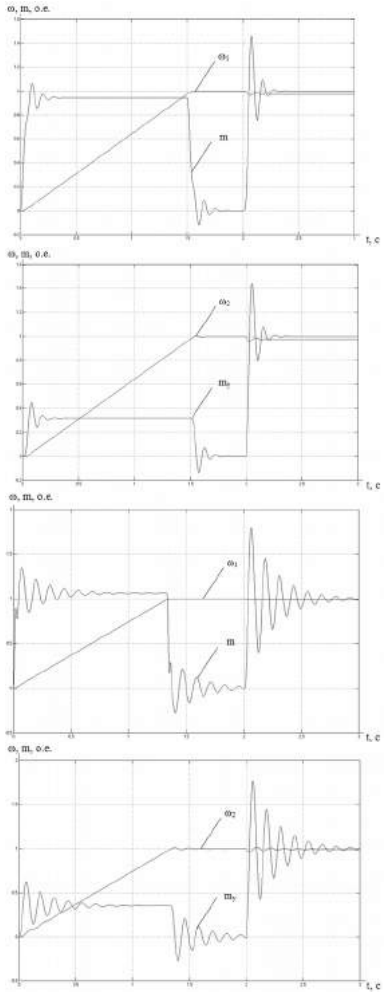


Рис. 4 Графики переходных процессов в относительной форме параметров для оптимальных и типовых настроек ЭМС

где $K_{ОБ1}$, $K_{ОБ2}$ – коэффициенты передачи объектов соответственно внутреннего и внешнего контуров.

Моделирование ЭМС по структурной схеме (рис. 1) подтвердило результаты оптимизации по критерию минимума колебательности. Получены графики переходных процессов в ЭМС для режимов разгона и ударного приложения момента статической нагрузки главного электропривода клети прокатного стана для оптимальных параметров регуляторов и величиной параметров объекта $T_{М1}$ = 0,945 с, K_i = 12,32, $T_Э$ = 0,065 с, γ = 1,5, $Ω_{12}$ = 62,8 $с^{-1}$, где переходные процессы в оптимальной ЭМС по сравнению с типовыми настройками регуляторов имеют предельное затухание при минимальном времени регулирования.

Выводы. 1. Предлагаемые для практики аналитические соотношения (29) принципиально отличаются от многих известных рекомендаций методов оптимизации параметров ЭМС [3, 7] при интерпретации действия на электропривод упругих механических колебаний с частотой $Ω_{12}$ или динамическом «загрублении». Расчетные соотношения настройки регуляторов (30) учитывают эффект взаимодействия подсистем при помощи использования обобщенных параметров $K_В$, $ξ_д$, γ. **2.** Метод синтеза на практике дал положительные результаты при проверке проектных решений и наладке электроприводов технологических машин в производственных условиях специалистами КПЦ «НКМЗ–Автоматика» [14] (г. Краматорск).

Список литературы: 1. Пятибратов Г.Я. Определение условий минимизации нагрузок электропривода при активном ограничении динамических усилий упругих механизмов / Г.Я. Пятибратов // Вестник ЮУрГУ. «Энергетика». – 2015. – Т. 15, № 3. – С. 66 – 73. **2.** Ключев, В. И. Ограничение динамических нагру зок электро привода / В. И. Ключев – М.: Энергия, 1971. – 320 с. **3.** Борцов, Ю. А. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением / Ю. А. Борцов, Н. Д. Поляхов, В. В. Путов – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с. **4.** Задорожний Н.А. О мере демпфирующей способности электромеханической системы с упругими механическими звеньями / Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Специальный впуск. – Харьков: ХГПУ, 1998. – С. 79 – 80. **5.** Фишбейн, В. Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока / В. Г. Фишбейн – М.: Энергия, 1972. – 136 с. **6.** Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: учебное пособие / А. А. Усольцев – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с. **7.** Борцов, Ю. А. Тиристорные системы электропривода с упругими связями / Ю. А. Борцов, Г. Г. Соколовский. – Л.: Энергия, 1979. – 160 с. **8.** Стрелков, С. П. Введение в теорию колебаний / Стрелков С. П. – М-Л.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1950. – 344 с. **9.** Задорожний, Н. А. Анализ и синтез электромеханических систем управления приводом машин с упругими механическими связями: учебное пособие по дисциплине «Теория электропривода» для студентов специальности «Электромеханические системы автоматизации и электро привод» всех форм обучения / Н. А. Задорожний, И. Н. Задорожняя. – Краматорск: ДГМА, 2010. – 192 с. **10.** Г. Корн, Т. Корн Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1973. – 832 с. **11.** Задорожний Н.А. Принцип электромеханической совместимости в приводах машин с упругими механическими связями / Задорожний Н.А. // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 1999. – Вип. 61. – С. 123 – 124. **12.** Воронов, А. А. Основы теории автоматического регулирования и управления: Учеб. пособие для вузов / А. А. Воронов, В. К. Титов, Б. Н. Новогранов. – М.: Высшая школа, 1977. - 519 с. **13.** Ключев В. И. Теория электропривода: учеб. для вузов.– 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 2001 – 704 с: ил. **14.** Задорожний Н. А. Особенности работы механизма подачи глубокорасточного станка КЖ-1910 в режиме низких скоростей / Н. А. Задорожний, О. А. Ребедак, И. Н. Задорожняя // Вісник НТУ «ХПИ». – Харків: НТУ «ХПИ», 2013.– № 36(1009) – С. 209 – 210.

Bibliography (transliterated): 1. Pyatibratov, G.Ya. «Opredelenie uslovij minimizacii nagruzok e'lektroprivoda pri aktivnom ogranichenii dinamicheskix usilij uprugix mexanizmov.» Vestnik YuUrGU. E'nergetika 15.3 (2015): 66 – 73. Print. **2.** Klyuchev, V. I. Ogranichenie dinamicheskih nagruzok elektroprivoda. Moscow: Energiya, 1971. Print. **3.** Borcov, Yu. A. N., D. Polyaxov, V. V. Putov. E'lektromexanicheskie sistemy' s adaptivny'm i modal'ny'm upravleniem. Moskow: E'nergoatomizdat, 1984. Print. **4.** Zadorozhnij, N.A. «O mere dempfiruyushhej sposobnosti e'lektromexanicheskoj sistemy' s uprugimi mexanicheskimi zven'yami.» Problemy' avtomatizirovannogo e'lektroprivoda. Teoriya i praktika: Vestnik XGPU. Spec. vpusk. – Xar'kov: XGPU, 1998. 79 – 80. **5.** Fishbejn, V. G. Raschet sistem podchinennogo regulirovaniya ventil'nogo e'lektroprivoda postoyannogo toka.– Moskow.: E'nergiya, 1972. **6.** Usol'cev, A.A. Chastotnoe upravlenie asinxronny'mi dvigatelyami: uchebnoe posobie. SPb.: SPbGU ITMO, 2006. Print. **7.** Borcov, Yu. A., G. G. Sokolovskij. Tiristorny'e sistemy' e'lektroprivoda s uprugimi svyazyami. Leningrad: E'nergiya, 1979. **8.** Strelkov, S. P. Vvedenie v teoriyu kolebanij. M-L.: Gosudarstvennoe izdatel'stvo texniko-teoreticheskoj literatury', 1950. Print. **9.** Zadorozhniy N.A. Analiz i sintez elektromehanicheskih sistem upravleniya privodom mashin s uprugimi mehanicheskimi svyazyami [Analysis and synthesis of electro mechanical control system by the drive of machines with resilient mechanical connections]: uchebnoe posobie po distsipline «Teoriya elektroprivoda» dlya studentov spetsialnosti «ESA» / Zadorozhniy N.A., Zadorozhnyaya I.N. – Kramatorsk: DGMA, 2010. – 192 p (In Russian). **10.** G. Korn, T. Korn Spravochnik po matematike dlya nauchny'x rabotnikov i inzhenerov. Moskow: Nauka, 1973. Print. **11.** Zadorozhnij N.A. «Princip e'lektromexanicheskoj sovmestimosti v privodax mashin s uprugimi mexanicheskimi svyazyami.» Visnik Nacional'nogo texnichnogo universitetu «Xarkivs'kij politexnichnij institut». – Xarkiv: NTU «XPI» 61(1999): 123–124. **12.** Voronov, A. A., V. K. Titov, B. N. Novogranov. Osnovy' teorii avtomaticheskogo regulirovaniya i upravleniya. Moskow: Vy'sshaya shkola, 1977. Print. **13.** Klyuchev V. I. Teoriya e'lektroprivoda: ucheb. dlya vuzov. Moskow: E'nergoatomizdat, 2001. Print. **14.** Zadorozhnij, N. A., O. A. Rebedak, I. N. Zadorozhnyaya. «Osobennosti raboty' mexanizma podachi glubokorastochnogo stanka KZh-1910 v rezhime nizkix skorostej». Visnik NTU «XPI». – Xarkiv: NTU «XPI» 36.1009 (2013): 209–210. Print.

Поступила 03.05.2017

УДК 621.34(063)

Б. М. ЧУНАШВИЛИ, докт. техн. наук, проф., Грузинский технический университет, Тбилиси;
М. И. КОБАЛИЯ, канд. техн. наук, проф., Грузинский технический университет, Тбилиси;
А. М. ПЕТРОСЯН, акад. докт., асоц. профессор, Грузинский технический университет, Тбилиси;
Д. Н. ХАРЕБАВА, докторант, ассистент, Грузинский технический университет, Тбилиси.

ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКИХ НАГРУЗОК СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Введение. В настоящее время в электроэнергетике сложилась парадоксальная ситуация: с одной стороны, постоянно растет ее оснащение электронной и микропроцессорной техникой, а с другой – постоянно растут число и мощность электротехнологических установок и комплексов (ЭТУК), особенно работающих в тяжелом режиме, которые в системе электроснабжения создают различные проблемы, связанные с качеством электроэнергии и электромагнитной совместимостью [1].

Качество электроэнергии – это совокупность свойств, определяющих воздействие на электрооборудование, приборы и аппараты оцениваемых показателями качества электроэнергии, численно характеризующими уровни электромагнитных помех в системе электроснабжения по частоте, действующему значению напряжения, форме его кривой, симметрии и импульсам напряжения [2].

Постановка задачи. Эксплуатационный режим работы большинства современных ЭТУК характеризуются резкими бросками и нелинейной формой нагрузки [3]. Вместе с этим, принцип регулирования параметров многих ЭТУК основан на искажение формы тока нагрузки [4]. Следовательно, в результате протекания таких токов в элементах сети электроснабжения возникают падения напряжения с кривой искаженной формой. Соответственно, форма кривой напряжения на шинах распределительного шита (РЩ) будет несинусоидальная. Вследствие этого, ухудшается качество электроэнергии, потребляемой другими электроприемниками подключенных к шинам РЩ и нарушается электромагнитная совместимость. В результате, ухудшаются энергетические показатели и энергоэффективность, как элементов сети электроснабжения, так и электропотребителей.

Исходя из выше сказанного, главным условием обеспечения надежности электроснабжения, улучшения энергетических показателей и повышения энергоэффективности сети электроснабжения и потребителей, представляет собой, исследование электродинамических процессов, проходящих в элементах сети электроснабжения и электротехнологических установках [5]. Использование полученных результатов позволяет более эффективно проводить соответствующие мероприятия для уменьшения воздействия помех.

Цель работы. Разработать физическую модель нагрузки систем электроснабжения, которая обеспечит имитацию электродинамических процессов, возникающих в результате режимов работы типовых элеткротехнологических установок и комплексов, входящих в состав электропотребителей. А также изучить, созданные ими в распространённой в сети помехи с целью повышения качества электроэнергии и обеспечения электромагнитной совместимости.

Материалы исследования.

Физическая модель нагрузок систем электроснабжения. Для достижения поставленной цели было проведено экспериментальное исследование режимов работы типовых ЭТУК и на основе полученных результатов разработана физическая модель (стенд) нагрузок систем электроснабжения. Схема стенда представлена на рис. 1. Стенд состоит из системы управления и следующих 5 модулей (блоков):

1. Модуль асинхронного двигателя;
2. Модуль активной нагрузки;
3. Модуль индуктивной нагрузки;
4. Модуль емкостной нагрузки;
5. Модуль электродуговой нагрузки.

Каждый модуль с помощью комплекта автоматических выключателей и магнитных пускателей (контакторов), подключен к сборной шине трехфазной сети напряжением 380 / 220 вольт (рис. 1).

Для подключения к сети стенда предусмотрен входной модуль, который оснащен автоматическим выключателем (Q1) и двумя комплектами трансформатором тока для контроля нагрузки тока. Первый комплект (TI1, TI2, TI3) предназначен для визуального наблюдения измерительных приборов (A1, A2, A3). Второй комплект (TI4, TI5, TI6) предусмотрен для измерения качества электроэнергии и подключения считывающих устройств. Управляя и манипулируя отдельными элементами модуля, можно получить графики типичной нагрузки, которые описывают режимы работы самых распространенных электротехнологических устройств и их комплексов, подключенных к сети электроснабжения.

Модуль асинхронного двигателя. Данный модуль включает в себя две механически связанные между собой асинхронные машины (AM1, AM2). AM1 предусмотрена для двигательного режима работы. Она подключается к шине при помощи автоматического выключателя (Q_{AM1}) и линейного контактора (KM_{AM1}). При этом, для контроля тока нагрузки он оснащен комплектом трансформатора тока и амперметра, которые подключены в од-

© Б.М. Чунашвили, М.И. Кобалия, А.М. Петросян, Д.Н. Харебава, 2017

ной фазе (TI_{AM1}, A_{AM1}). Второй двигатель (AM2) предназначен для создания момента нагрузки первому (AM1) и работает в режиме динамического торможения. Таким образом, для обеспечения AM2 током динамического торможения, предусмотрено схема управляемого выпрямителя (ACDC) постоянного тока, которая подключена к шине с помощью автоматического выключателя (Q_{AM2}) и контактора (KM_{AM2}). Для контроля тока динамического торможения, в сеть переменного тока выпрямителя подключены комплект трансформатора и амперметра (TI_{AM2}, A_{AM2}). Регулировка тока торможения осуществляется с помощью резистора ($R_{AM2)}$, расположенного на пульте управления.

Модуль активной нагрузки. Данный отдел содержит трехфазную четырехуровневую активную нагрузку (RB) и блоками манипуляции (MB) сопротивлениями. Модуль подключен к шине с помощью автоматического выключателя Q_R и контактора KM_R. Также, для контроля тока симметричного режима нагрузки, предусмотрен подключенный в одной фазе комплект трансформатора и амперметра(TI_R–A_R), а для ассиметричного режима комплект, подключенный к сети нейтрала(TI_N–A_N).

Активные сопротивления, включенные в каждой из трех фаз, для каждого уровня секции, одинаковые (R1=R2=R3, R4=R5=R6, R7=R8=R9, R10=R11=R12). Сопротивления в разных секциях отличаются друг от друга и равны кратному значению первой секции (R4=2R1, R7=3R1, R10=4R1), для того чтобы осуществилось суммарная нагрузка равное 10%. Каждый уровень оснащен комплектом контакторов (KM_{R1}, KM_{R2}, KM_{R3}, KM_{R4}) и их включение/выключение осуществляется с двумя способами: вручную(студентом) с помощью тумблеров (TR1, TR2, TR3, TR4), выведенных на панели управления; Автоматически – программируемым реле Zelio Logic, на основе типовых графиков электротехнологических устройств (комплексов). Таким образом, на панели управления стенда имеется возможность изменения режима работы (тумблер TZ).

Модуль активного сопротивления соединен с модулем манипуляции. Задача этого модулем состоит в создании асимметричного режима и искажение форма тока нагрузки для возникновения высокочастотных гармоник напряжения. Данный модуль способен одновременно обеспечить создание асимметричного режима и искажения форма тока нагрузки в разной степени.

Модуль манипуляции имеет три канала. Первый, прямой канал включения, который представлен в виде контакторов KM1 и обеспечивает неограниченное подключение к сети блока сопротивления. В таком случае, форма тока нагрузки не искажается.

Второй, диодный канал. В этом канале, после силовых контактов контактора KM2, в каждой фазе подключены диоды с одинаковым направлением VD1, VD2, VD3. Таким образом, канал в каждой фазе пропускает ток только в течении одного полупериода. В результате, канал обеспечивает искажение формы тока на 50%.

Третий, канал тиристорного регулирования напряжения. Канал состоит из контактора KM3 и подключенного к нему тиристорного регулирования трехфазного напряжения. Канал с точки зрения искажения тока нагрузки, представляет собой типовой образец самых распространенных преобразователей, используемых в современных электротехнологических устройствах. Регулировка тока нагрузки в большом диапазоне ($0 \div I_{max}$) основана на открытии тиристоров в пределах $0 \div 180^0$. Следовательно, третий канал обеспечивает искажение тока нагрузки в диапазоне 0÷100%.

Блок обеспечивает асимметричный режим с помощью выключения одной фазы. Для этой цели на выходе модуля манипуляции используется нормально закрытый силовой контакт контактора KM4.

Таким образом, режим работы активной нагрузки осуществляется с помощью расположенных контакторов KM1, KM2, KM3, KM4 в модуле манипуляции.

Модуль реактивной (индуктивной) нагрузки представлен в виде четырех трехфазных секций дросселей с разным индуктивным сопротивлением. Модуль подключен к шине с помощью автоматического выключателя QL и контактора KML, а подключенные индуктивные сопротивления в каждой фазе отдельных секций – одинаковы (X_{L1}= X_{L2}=X_{L3}, X_{L4}=X_{L5}=X_{L6}, X_{L7}=X_{L8}=X_{L9}, X_{L10}=X_{L11}=X_{L12}). Каждая из них, оснащена коммутативным аппаратом (KM_{L1}, KM_{L2}, KM_{L3}, KM_{L4} и их включение/выключение осуществляется как вручную (лаборантом) с помощью тумблеров (TLI, TL2, TL3, TL4) на пульте управления, так и автоматический – программируемым реле Zelio Logic, на основе типовых графиков нагрузки электротехнологических устройств (комплексов).

Блок реактивной (емкостной) нагрузки выполнен в виде четырех трехфазных конденсаторных батарее с разным емкостным сопротивлением. Блок подключен к шине с помощью автоматического выключателя QL и контактора KML, а подключенные индуктивные сопротивления в каждой фазе отдельных секций – одинаковы (X_{C1}= X_{C2}=X_{C3}, X_{C4}=X_{C5}=X_{C6}, X_{C7}=X_{C8}=X_{C9}, X_{C10}=X_{C11}=X_{C12}). Каждая из них, оснащена коммутативным аппаратом (KM_{C1}, KM_{C2}, KM_{C3}, KM_{C4} и их включение/выключение осуществляется как вручную (лаборантом) с помощью тумблеров (TCI, TC2, TC3, TC4) на пульте управления, так и автоматический – программируемым реле Zelio Logic, на основе типовых графиков нагрузки электротехнологических устройств (комплексов).

Модуль электрической дуги. Модуль состоит из однофазного двухобмоточного силового трансформатора (TA), к нему со стороны низкого напряжения соединена схема выпрямителя (AC/DC) и электродуговой камеры (EA). Модуль (силовой трансформатор) соединен к двум фазам шины с помощью автоматического выключателя QA и контактора KMA. Для контроля тока нагрузки он оснащен комплектом трансформатора тока и амперметра, которые подключены в одной фазе (TI_{ARC}, A_{ARC}). В камере расположены высоко термостойкие электроды. Один из них жестко зафиксирован, а второй подвижен и оснащен механизмом передвижения, который после касания с неподвижным электродом обеспечивает условие для создания короткого замыкания и в результате загорается дуга. При этом, имеется возможность регулирования дугового промежутка.

Система управления выполнена на основе программированного контролера «Zelio Logic» производства компании «Schneider Electric».

При этом, составлена группа программ всех основных типовых ЭТУК, которые дают возможность представить модель конкретного электропотребителя и выполнить экспериментальное исследование электродинамических процессов, проходящих в элементах сети электроснабжения, вызванные технологическим процессом электропотребителя.

Выводы.

1. На основе исследования режимов работы типовых электротехтологических установок и комплексов разработана физическая модель нагрузок систем электроснабжения, которая обеспечивает имитацию электродинамических процессов проходящие в элементах сети электроснабжения вызванным технологическим процессом электропотребителя.

2. Разработанная модель дает возможность:

– имитировать изменение активных и реактивных нагрузок по технологическим процессам ЭТУК потребляемых от сети электроснабжения, создание ассиметричных режимов;

– изучить характер искажения формы кривого тока нагрузки и определить параметры напряжении высших гармоник, создаваемых искажением формы тока нагрузок;

– изучить характер создаваемых резко изменяющихся (толчковых) нагрузок;

– исследовать и экспериментально определить соотношение активных и реактивных нагрузок, уточнить параметры и принцип регулирования компенсационной реактивной мощности;

– уточнить параметры токов прямой, обратной и нулевой последовательности и явление фликера.

Список литературы: 1. Вагин Г.Я. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике / Г.Я. Вагин, А.А. Севостьянов. – Н. Новгород: Изд-во НГТУ, 2014. **2.** Управление качеством электроэнергии / И.И. Карташев, В.Н. Тульский, Р.Г. Шаманов и др.; под ред. Ю.В. Шарова. – М.: Издательский дом МЭИ, 2006.-320 с.: ил. **3.** Шеховцев В.П. Электрическое и электромеханическое оборудование. Москва : Форум: Инфра - М.- 407 с. **4.** Чунашвили Б.М., Петросян А.М., Гамрекелашвили Т.Г. Результаты воздействия распространения в сети электроснабжения высших гармоник, созданных электротехнологическими установками. / Сборник III международной научной конференции «Энергетика: региональные проблемы и перспективы развития» г. Кутаиси (Грузия), 2015. стр. 38-41. 5. Руководство по устройству электроустановок. Технические решения Schneider Electric. Москва: ЗАО «Шнейдер Электрик» 2009, с. 469.

Bibliography (transliterated): 1. Vagin G.YA. Elektromagnitnaya sovmestimost' v elektroenergetike / G.YA. Vagin, A.A. Sevost'yanov. – N. Novgorod: Izd-vo NGTU, 2014. **2.** Upravlenie kachestvom elektroenergii / I.I. Kartashev, V.N. Tul'skij, R.G. SHamanov i dr.; pod red. YU.V. SHarova. – M.: Izdatel'skij dom MEI, 2006.-320 s.: il. **3.** SHekhovcev V.P. Elektricheskoe i elektromekhanicheskoe oborudovanie. Moskva : Forum: Infra - M.- 407 s. **4.** CHunashvili B.M., Petrosyan A.M., Gamrekelashvili T.G. Rezul'taty vozdejstviya rasprostraneniya v seti elektrosnabzheniya vysshikh garmonik, sozdannykh elektrotekhnologicheskimi ustanovkami. / Sbornik III mezhdunarodnoj nauchnoj konferencii «Energetika: regional'nye problemy i perspektivy razvitiya» Kutaisi (Gruziya), 2015. str. 38-41. 5. Rukovodstvo po ustrojstvu elektroustanovok. Tekhnicheskie resheniya Schneider Electris. Moskva: ZAO «SHnejder Elektrik» 2009, s. 469.

Поступила 13.06.2017

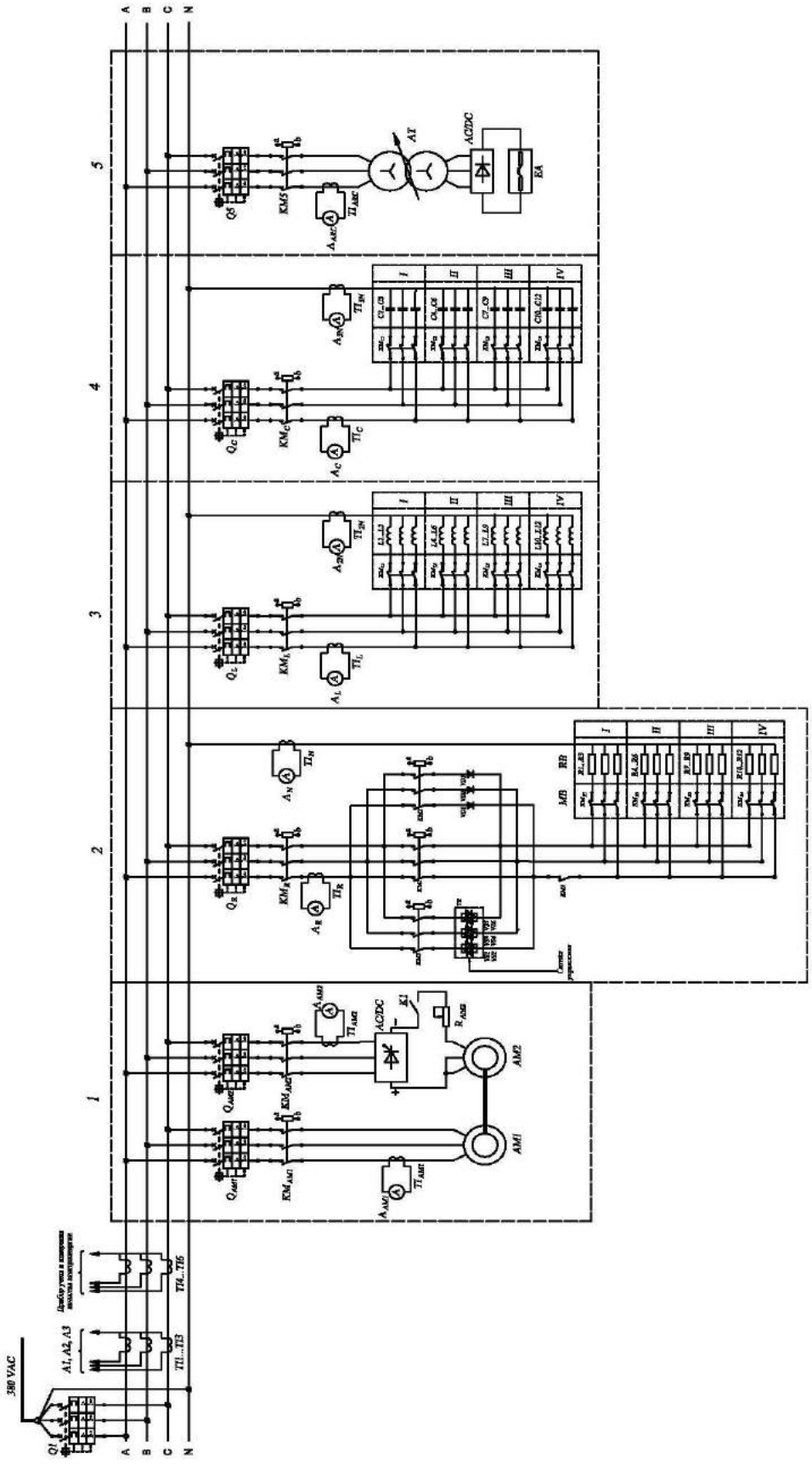


Рис.1. Схема физической модели динамических нагрузок

УДК 681.5.033 + 681.587’57

А. А. ХУДЯЕВ, канд. техн. наук, доц. НТУ «ХПИ»;
С. В. ГОЛОБОРОДЬКО, аспирант НТУ «ХПИ».

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИТЕРАЦИОННОГО ДВУХКАНАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОДАЧИ СТАНКА С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ ПРОЦЕССА РЕЗАНИЯ

Постановка задачи. Итерационные многоканальные электроприводы (ЭП) механизмов подачи (МП) обладают преимуществами в точности управления положением рабочего органа (РО) перед традиционными одноканальными ЭП подачи металлорежущих станков повышенной точности [1]. Различные варианты конструкций таких многоканальных ЭП подачи, например, с механическим дифференциалом [2], вращающейся ходовой гайкой [3], или с двумя винтовыми парами (ВП) предназначены, прежде всего, для повышения точности отработки задающего воздействия на перемещение (подачу) РО. В статье [4] рассмотрен итерационный двухканальный ЭП с двумя ВП и учетом динамического взаимовлияния каналов (ДВВК) по нагрузке. Такой двухканальный ЭП при условии компенсации в нем негативного взаимовлияния каналов, обусловленного наличием общих элементов в приводном механизме (ПМ), может быть отнесен к классу собственно итерационных многоканальных систем управления [5, 6].

В работе [4] приведена математическая модель движения двухканального ЭП с двумя ВП в установившихся режимах механообработки. Однако в модели не были учтены характеристики трения резания при механообработке и трения скольжения в МП станка. В настоящее время для высокоточной механообработки ответственных изделий используют современные обрабатывающие центры, в которых точность позиционирования РО находится в диапазоне 0,005 ÷ 0,01 мм и выше. В таких высокоточных ЭП подачи появляется необходимость учета особенностей процесса резания (ПР), связанных как с нелинейностью характеристик трения в МП, так и с вынужденными продольными колебаниями упругой механической системы станка РО-резец при механообработке, которые оказывают влияние на точность подачи обрабатываемого изделия.

Целью работы является построение уточненной математической модели движения с учетом нелинейностей процесса резания итерационного двухканального компенсированного ЭП МП с двумя ВП, получение структурно-алгоритмической схемы такого ЭП с СПР-настройкой каналов и учетом обобщенной модели ПР применительно к подаче РО (рабочего стола с изделием) координатного многофункционального станка особо высокой точности модели 24К70АФ4.

Материал исследования. Предлагаемый итерационный двухканальный ЭП МП с двумя ВП включает первый (основной) К-1 и второй (уточняющий) К-2 каналы управления по углу с соответствующими подчиненными контурами скорости, настроенными на симметричный оптимум. Основной канал К-1 используется для управления приводом вращения ходового винта (ХВ1) первой ВП (ВП1), а уточняющий канал К-2 – приводом вращения ходового винта (ХВ2) второй ВП (ВП2).

1. Математическая модель движения

Уточненная математическая модель движения двухканального ЭП с двумя ВП имеет вид:

$$S_{\text{РО}}(t)=S_{1+2}(t)=\frac{1}{2\pi}\left[\frac{t_{\text{в},1}}{i_1}\varphi_{\text{Д}1}(t)+sign\,\varphi_{\text{Д}2}\frac{t_{\text{в},2}}{i_2}\varphi_{\text{Д}2}(t)\right]; \quad (1)$$

$$Q_{\text{РО}}(t)-m'_{\text{РО,ХГ2}}p^2S_{\text{РО}}(t)-Q'_{\text{с,РО,ХГ2}}=0\ ; \quad (2)$$

$$M_{\text{Д}1}(t)-J_{\Sigma,1}p^2\varphi_{\text{Д}1}(t)-sign\,\varphi_{\text{Д}2}\frac{t_{\text{в},1}}{t_{\text{в},2}}\cdot\frac{J'_{\text{РО,ХВ2}}}{i_1i_2\eta_1}p^2\varphi_{\text{Д}2}(t)-M'_{\text{с,ХВ1,1}}-M'_{\text{с,ХВ2,1}}=0\ ; \quad (3)$$

$$M_{\text{Д}2}(t)-J^*_{\Sigma,2}p^2\varphi_{\text{Д}2}(t)-\frac{t_{\text{в},1}}{t_{\text{в},2}}\cdot\frac{J'_{\text{РО,ХВ2}}}{i_1i_2\eta_2}p^2\varphi_{\text{Д}1}(t)-M'_{\text{с,ХВ2,2}}=0\ , \quad (4)$$

где

$$sign\,\varphi_{\text{Д}2}=\begin{cases}1 & \text{при согласном вращении двигателя Д2 по отношению к вращению Д1,}\\ -1 & \text{при встречном вращении двигателя Д2 по отношению к вращению Д1;}\end{cases} \quad (5)$$

$Q'_{\text{с,РО,ХГ2}}$ – сила сопротивления нагрузки, создаваемая РО на оси винта ХВ2 и приведенная к гайке ХГ2, Н; $M'_{\text{с,ХВ1,1}}$, $M'_{\text{с,ХВ2,1}}$ и $M'_{\text{с,ХВ2,2}}$ – суммарные моменты сопротивления нагрузки, учитывающие влияние нелинейностей процесса резания и приведенные соответственно к валам ИД Д1 и Д2, Н·м.

В работах [7, 8] приведены экспериментальные нелинейные зависимости для коэффициентов трения скольжения от скорости подачи РО соответственно: для салазок $f_{\text{тр,сал}}$ и рабочего стола станка с системой гидроразгрузки направляющих – $f_{\text{тр,РО}}$.

В настоящей работе выполнена кусочно-линейная аппроксимация указанных кривых с учетом технических характеристик МП станка модели 24К70АФ4. Графики линеаризованных зависимостей коэффициентов трения в МП представлены на рис. 1.

© А.А. Худяев, С.В. Голобородько, 2017

2. Эталонная модель процесса резания

Определим эталонную динамическую характеристику резания (ДХР) при фрезеровании с учетом результатов работы [9] следующим образом:

$$\begin{cases} F_{z,э}(t) = W_{p,э}(p)\, a_э(t); \\ a_э(t) = \sin\varphi \cdot s_{z_\varphi,э}(t), \end{cases} \quad (6)$$

где $W_{р,э}(p) = \dfrac{K_{р,0}}{T_{р,0}p+1}$ – эталонный оператор резания при фрезеровании.

$$\begin{cases} K_{p,0} = Kb_0 = K\dfrac{t_{p,0}}{\sin\varphi}\left[\dfrac{\text{Н·зуб}}{\text{мм}}\right], \\ T_{p,0} = m_n \dfrac{a_0\xi_0}{V_{p,0}}[c], \quad ; \\ V_{p,0} = \dfrac{\pi D_\varphi n_{ш,0}}{60}\left[\dfrac{\text{мм}}{\text{с}}\right], n_{ш,0} \neq 0 \end{cases} \quad (7)$$

$a_э(t)$ – изменение толщины срезаемого слоя (или толщины среза) обрабатываемой поверхности относительно расчетного значения a_0, принимаемого в качестве эталонной величины, мм/зуб; φ – главный угол в плане, угл. град.; $s_{z_\varphi,э}(t)$ – изменение величины подачи РО на зуб фрезы относительно расчетного (заданного) значения $s_{z_\varphi,0}$, принимаемого в качестве эталонной величины и определяемого выражением, мм/зуб:

$$\begin{cases} s_{z_\varphi,0} = z_\varphi^{-1} s_{об,0} \approx t_{s_z,0} V_м^*; \\ t_{s_z,0} = z_\varphi^{-1} n_{ш,0}^{-1}, \; V_м^* = k_{V_м^*,\, V_{РО}^*} V_{РО}^*, \; k_{V_м^*, V_{РО}^*} = 6\cdot 10^4; \end{cases} \quad (8)$$

$t_{p,0}$ – заданная (фиксированная) величина глубины резания, мм; m_n и $_0$ – заданные (фиксированные) значения параметров ПР (принимаем [9]: m_n = 4, $_0$ =4); b_0 – расчетное значение ширины срезаемого слоя, мм; $K = \sigma_0$ $_0$ – нормативная удельная сила резания при фрезеровании (окружная сила резания F_z, отнесенная к расчетной площади f_0 слоя, срезаемого одним зубом фрезы, $f_0 = t_{p,0}s_{z_\varphi,0}$) [9], Н·зуб/мм² ; $n_{ш,0}$ – заданная (фиксированная) частота вращения шпинделя (угловая скорость фрезы), об/мин; $V_{p,0}$ – расчетное значение окружной (линейной) скорости резания, мм/с; $t_{s_z,0}$ – расчетное время подачи РО на зуб фрезы, мин/зуб; $s_{об,0}$ – расчетная (заданная) величина подачи РО на оборот фрезы, $s_{об,0} = z_\varphi s_{z_\varphi,0}$, мм/об; $V_{РО}^*$ – мгновенное значение скорости подачи РО приводом подачи с учетом влияния упругой системы станка (УСС) РО-резец, м/с; $V_м^*$ – мгновенная минутная скорость подачи (или так называемая минутная подача) изделия, мм/мин; $D_ф$ – стандартный диаметр фрезы, мм; $z_ф$ – число зубьев фрезы.

Рассмотрим режим симметричного торцового фрезерования, при котором выполняется [9, 10]: $F_h \approx F_y$, где F_y – радиальная составляющая силы резания F_z, эталонная ДХР, определяющая эталонную горизонтальную составляющую $F_{h,э}$ силы резания (т. е. эталонную силу подачи РО), согласно (6), с высокой степенью точности может быть представлена выражением

$$F_{h,э}(t) = W_{р,h,э}(p)\, a_э(t), \quad (9)$$

где $W_{р,h,э}(p)$ – эталонный оператор резания для горизонтальной составляющей силы резания при фрезеровании, определяемый с учетом (7) и результатов работы [9] соотношениями:

$$W_{р,h,э}(p)\frac{K_{р,0}}{T_{p,h,0}p+1};\; T_{p,h,0} = m_n \frac{(1+\mu_0\xi_0)a_0}{\mu_0 V_{p,0}}; \quad (10)$$

μ_0 – заданное (фиксированное) значение коэффициента μ трения стружки о переднюю (главную) поверхность режущей кромки резца фрезы, соответствующее расчетному значению $V_{p,0}$ окружной скорости резания (по характеристике трения резания $\mu = \mu(V_p)$ принимаем $\mu_0 = 0{,}316$ при $V_p,0 = 9{,}8175$ м/с).

Графики линеаризованных зависимостей коэффициента трения стружки о резец μ от скорости резания V_p, построенные на основании соответствующих экспериментальных зависимостей [11], приведены на рис. 2.

Из (10), (6) и (8) для эталонной ДХР, определяющей зависимость эталонной силы $F_{h,э}$ от мгновенной скорости подачи РО $V_{РО}^*$, находим

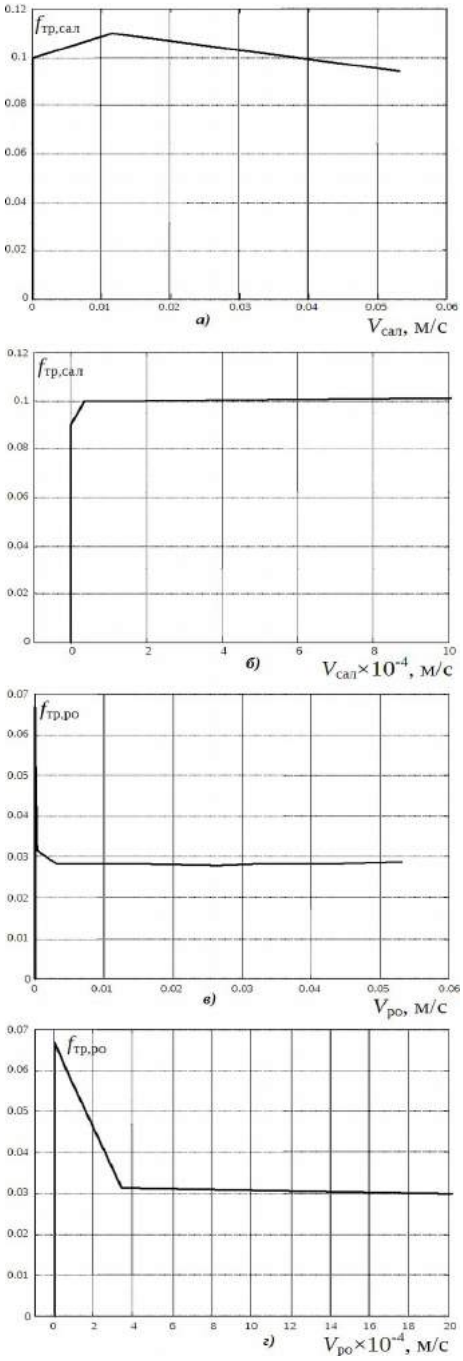


Рисунок 1 – Линеаризованные зависимости коэффициентов трения скольжения $f_{тр,сал}$ и $f_{тр,РО}$ от соответствующей скорости подачи: салазок $V_{сал}$ (*а*, *б*) и рабочего стола с изделием $V_{РО}$ (*в*, *г*)

$$\begin{cases} F_{h,э}(t)=6\cdot10^4 z_\varphi^{-1} n_{ш,0}^{-1}\sin\varphi \\ W_{р,h,э}(p)V^*_{РО}(t)=W_{F_h,э}(p)V^*_{РО}(t) \end{cases}, \quad (11)$$

откуда для соответствующего эталонного оператора $W_{F_h,э}(p)$ силы $F_{h,э}$ с учетом (10) получаем

$$W_{F_h,э}(p)=\frac{K_{F_h,0}}{T_{р,h,0}p+1}, \quad (12)$$

где $K_{F_h,0}$ – расчетный коэффициент передачи оператора, Н·с/м:

$$K_{F_h,0}=\frac{6\cdot10^4\sin\varphi}{z_\varphi n_{ш,0}}K_{p,0}=\frac{6\cdot10^4 Kt_{p,0}}{z_\varphi n_{ш,0}}, n_{ш,0}\neq0. \quad (13)$$

Тогда мгновенные значения F_h горизонтальной составляющей окружной силы резания F_z с учетом (11) и результатов работы [9] могут быть определены из соотношения:

$$F_h(t)=\mu F_{h,э}(t). \quad (14)$$

3. Операторы обобщенной модели и условного компенсатора ПР

Оператор, связывающий мгновенные значения заданной скорости подачи РО и скорости подачи РО, с учетом результатов работ [12, 13] определяется соотношениями:

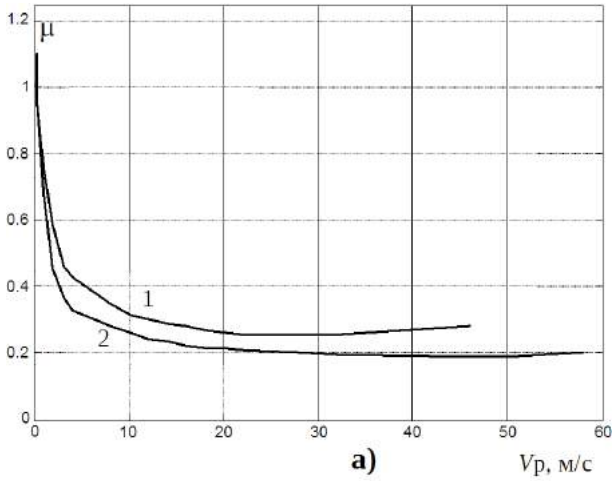
$$V^*_{РО}(t)=W^*_{V_{РО}},\ V_{РО}(p)V_{РО}(t); \quad (15)$$

$$W_{V^*_{РО},V_{РО}}(p)=\frac{1}{1+W_{V_{РО},V^*_{РО}}(p)}= \quad (16)$$

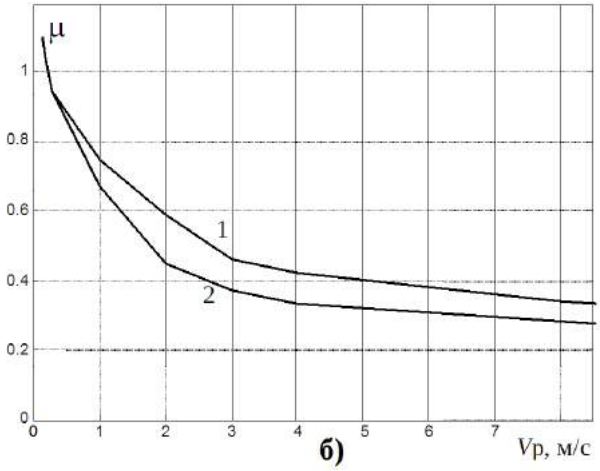
$$\frac{T_{р,h,0}T_2^2p^3+\left(T_2^2+T_{р,h,0}T_1\right)p^2+\left(T_{р,h,0}+T_1\right)p+1}{T_{р,h,0}T_2^2p^3+\left(T_2^2+T_{р,h,0}T_1\right)p^2+\left(T_{р,h,0}+T_1\right)p+1+K_{\delta V_{РО},V^*_{РО}}}$$

Из (15) и (16) определяем расчетную модель условного компенсатора процесса резания (УКПР). Тогда уравнение компенсации и оператор УКПР $W_{УКПР}(p)$ принимают вид

$$V_{РО,рез}(t)=W_{УКПР}(p)V^*_{РО}(t);$$



а)



б)

1 – характеристика трения резания при глубине резания tр = 0,2 мм; 2 – то же при tр = 0,5 мм

Рисунок 2 – Линеаризованные зависимости коэффициента трения резания от скорости резания $V_р$ для различных диапазонов изменения скорости: а – 0 < Vр < 60 м/с; б – 0 < Vр < 8,5 м/с

$$W_{УКПР}(p)=W^{-1}_{V^*_{РО},V_{РО}}(p)=\frac{\left(1+K_{\delta V_{РО,0},V^*_{РО,0}}\right)\left[\frac{T_{р,h,0}T_2^2}{1+K_{\delta V_{РО,0},V^*_{РО,0}}}p^3+\frac{T_2^2+T_{р,h,0}T_1}{1+K_{\delta V_{РО,0},V^*_{РО,0}}}p^2+\frac{T_{р,h,0}+T_1}{1+K_{\delta V_{РО,0},V^*_{РО,0}}}p+1\right]}{T_{р,h,0}T_2^2p^3+\left(T_2^2+T_{р,h,0}T_1\right)p^2+\left(T_{р,h,0}+T_1\right)p+1}, \quad (17)$$

где $K_{\delta V_{РО,0},V^*_{РО,0}}$ – безразмерный коэффициент передачи обобщенной модели ПР при μ = μ_0 :

$$K_{\delta V_{РО,0},V^*_{РО,0}}=k_{\delta V,\delta S}K_{УСС,0}\frac{6\cdot10^4K_{р,0}\sin\varphi}{z_\varphi n_{ш,0}}\mu_0=10^3K_{р,0}K_{УСС,0}\sin\varphi\cdot\mu_0=10^3\frac{K\cdot t_{p,0}}{c_0\mu_0}; \quad (18)$$

$V_{РО,рез}$ – скорость подачи РО с учетом компенсации влияния обобщенной модели ПР, м/с.

4. Структурно-алгоритмическая схема итерационного двухканального ЭП

Структурно-алгоритмическая схема итерационного двухканального компенсированного ЭП подачи с двумя ВП и СПР-настройкой каналов, построенная с учетом влияния нелинейностей ПР (рис. 1 и 2), обобщенной модели ПР (15), (16) и модели оператора УКПР (17), (18) приведена на рис. 3. На рисунке пунктирными линиями упрощенно показаны связи, обеспечивающие возможность реализации в итерационной системе управления последовательно-параллельного подключения уточняющего канала К-2 к работе основного канала К-1 для более эффективной работы двухканального привода в зоне средних и больших перемещений РО. Кроме того, штрихпунктирной линией также упрощенно показана возможность программной реализации подключения в систему управления собственной ОС по положению канала К-2 от датчика положения $k_{п,\varphi_{Д2}}$ вала ИД Д2. На рис. 3 помимо традиционно принятых и введенных в работе сокращений дополнительно обозначены: *ФМН ХВ*1 и *ФМН ХВ*2 – формирователи моментов нагрузки, учитывающих влияние нелинейностей ПР и приведенных соответственно к валам ХВ1 и ХВ2; *ФМ* – формирователь момента на валу двигателя Д2 в приводе уточняющего канала К-2; *БППР* – блок подключения процесса резания, реализующий возможность как учета, так и не учёта обобщенной модели ПР в ЭП подачи.

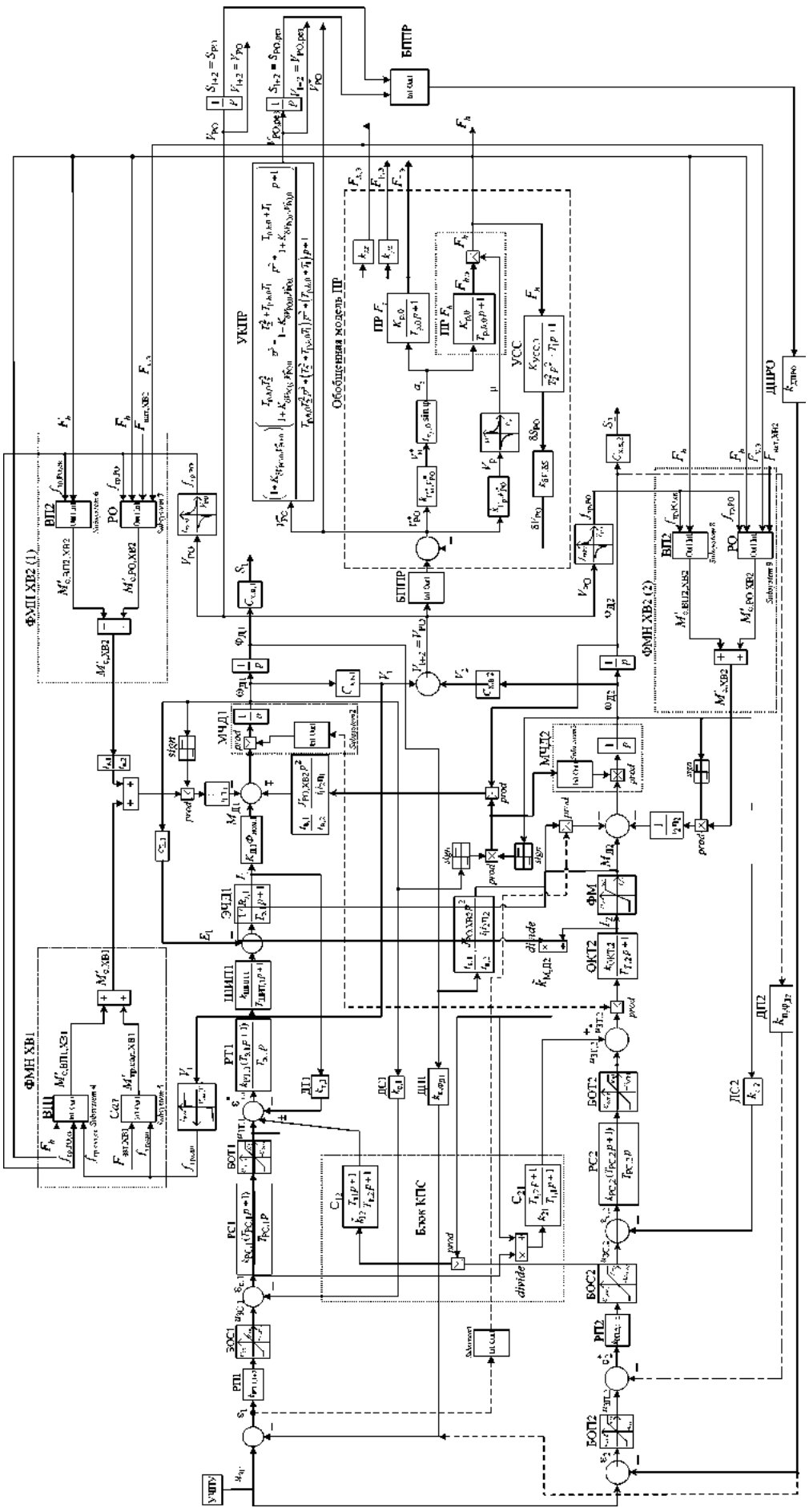


Рисунок 3 – Структурно-алгоритмическая схема итерационного двухканального компенсированного электропривода МП с двумя ВП и учетом обобщенной модели процесса резания применительно к подаче РО станка модели 24К70АФ4

Выводы. 1. Получена уточненная математическая модель установившегося движения двухканального компенсированного ЭП подачи, построенного по итерационному принципу на базе двухдвигательного МП с двумя ВП. В математической модели выполнен учет влияния нелинейностей трения скольжения и трения резания, а также основных статических моментов сопротивления нагрузки, действующих в предлагаемом ЭП при подаче РО (рабочего стола с изделием) металлорежущего станка в режиме торцового фрезерования.

2. Получены удобные линеаризованные зависимости для определения коэффициентов трения скольжения салазок $f_{\text{тр,сал}}$ и рабочего органа $f_{\text{тр,РО}}$ МП станка в зависимости от соответствующей скорости подачи, а также линеаризованная зависимость коэффициента трения резания μ от скорости резания V_p.

3. Применительно к режиму симметричного торцового фрезерования разработана эталонная модель ПР, устанавливающая зависимость между эталонной горизонтальной составляющей $F_{h,э}$ окружной силы резания и мгновенной скоростью подачи $V^*_{\text{РО}}$. Определена зависимость мгновенных значений горизонтальной составляющей F_h (силы подачи РО) от эталонной силы $F_{h,э}$. Приведен оператор, связывающий мгновенные значения заданной скорости подачи РО и скорости подачи РО с учетом влияния обобщенной модели ПР. Получен оператор условного компенсатора процесса резания $W_{\text{УКПР}}(p)$, обладающий свойством физической реализуемости и определяющий потенциальную возможность компенсации в предлагаемом ЭП подачи станка негативного влияния нелинейностей ПР.

4. Построена структурно-алгоритмическая схема двухканального компенсированного ЭП подачи с двумя ВП и СПР-настройкой каналов, учитывающая влияние нелинейностей трения и обобщенной модели ПР. Предложенная схема позволяет создать адекватную компьютерную модель привода, необходимую для оценки потенциальной точности и проведения сравнительного анализа эффективности предлагаемого высокоточного двухканального ЭП подачи.

Список литературы:1. *Худяев А.А.* Высокоточный многоканальный дифференциально-редукторный электропривод подачи станка / *А.А. Худяев, В.В. Поленок* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2016. – Вип. 4/2016 (36). – С. 8-23. **2**. *Худяев А. А.* Высокоточная квазиитерационная двухканальная электромеханическая система с механическим дифференциалом / *А. А. Худяев, Т. Ю. Кунченко* // Техническая электродинамика. – 2015. – № 1. – С. 21–28. **3** *Клепиков В.Б.* Итерационный двухканальный электропривод подачи для прецизионных станков и механизмов / *В.Б. Клепиков, А.А. Худяев, В.В. Поленок* // Техническая электродинамика. – 2015. – № 5. – С. 26 – 35. **4**. *Худяев А. А.* Математическая модель движения итерационного двухканального электропривода механизма подачи с двумя винтовыми парами / *А. А. Худяев* // Сб. научных трудов «Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск. – 2015. – № 12 (1121) – С. 83–88. **5**. *Кузнецов Б. И*. Проектирование многоканальных систем оптимального управления / *Б. И. Кузнецов, Б. В. Новоселов, И. Н. Богаенко* и др. – К.: Техніка, 1993. – 245 с. **6**. *Кузнецов Б. И*. Многоканальные итерационные системы управления: Монография / *Б. И. Кузнецов, А. А. Худяев, И. Н. Богаенко* и др. – К.: НПК «КИА», 1998. – 224 с. **7.** Р50-54-100-88 Метод экспериментальной оценки антискачковых свойств конструкционных и смазочных материалов. М. 1989 г. **8.** *Пуш В.Э.* Конструирование металлорежущих станков. – М.: Машиностроение, 1977. – 392 с. **9.** *Кудинов В. А.* Динамика станков / *В. А. Кудинов*. – М.: Машиностроение, 1967. – 359 с. **10.** Справочник технолога машиностроителя в 2-х т. Т. 2 / Под ред. А.Г. Косиловой и Р.К. Мерещякова. – 4е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение 1985. 496 с. **11.** *Анохина А. Ю*. Исследование составляющих компонентов силы резания и силы трения при высокоскоростной механической обработке / *А. Ю. Анохина*. – http://uran.donetsk.ua/~masters/2009/mech/anokhina/library/article8.htm. **12.** *Худяев А. А*. Устойчивость системы «резец-деталь» в приводах подач металлорежущих станков / *А. А. Худяев* // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. – 2001. – № 1 (8). – С. 79–85. **13.** *Худяев А. А*. Структурно-алгоритмическая схема итерационного двухканального электропривода подачи с двумя винтовыми парами и учетом процесса резания. / *А.А. Худяев, В.В. Поленок, С. В. Голобородько* // Сб. научных трудов «Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск. – 2015. – № 12 (1121) – С. 111–117.

Bibliography (transliterated): 1. Khudiaiev, A. A and Polenok V. V. “Vysokotochnyi mnogokanalnyi differentsialno-reduktornyi elektroprivod podachi stanka.” *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy*. Shchokvartalnyi naukovo-vyrobnychyi zhurnal. Kremenchuk: KrNU, 4/2016 (36). 2016. 8-23. Print. **2.** Khudiaiev, A. A. and Kunchenko, T. Yu. “Vysokotochnaia kvaziiteratsionnaia dvukhkanalnaia elektromekhanicheskaia sistema s mekhanicheskim differentsialom.” *Tekhnicheskaia elektrodinamika.* No. 1. 2015. 21–28. Print. **3.** Klepikov, V. B., Khudiaiev, A. A and Polenok V. V. “Iteratsionnyi dvukhkanalnyi elektroprivod podachi dlia pretsizionnykh stankov i mekhanizmov.” *Tekhnicheskaia elektrodinamika.* No. 5. 2015. 26–35. Print. **4.** Khudiaiev, A. A. “Matematicheskaia model dvizheniia iteratsionnogo dvukhkanalnogo elektroprivoda mekhanizma podachi s dvumia vintovymi parami.” *Sb. nauchnykh trudov «Vestnik NTU “KhPI”. Tematicheskii vypusk»*. No. 12 (1121). 2015. 83–88 Print. **5.** Kuznecov, B. I., Novoselov, B. V., Bogaenko, I. N. and oth. *Proektirovanie mnogokanalnykh sistem optimalnogo upravleniia*. Kyiv: Tekhnika, 1993. Print. **6.** Kuznecov, B. I., Khudiaiev, A. A., Bogaenko, I. N. and oth. *Mnogokanalnye iteratsionnye sistemy upravleniia.* Kyiv: NPK “KIA”, 1998. Print. **7.** P50-54-100-88 *Metod eksperimentalnoi otsenki antiskachkovykh svoistv konstruktsionnykh i smazochnykh materialov*. Moscow 1989. Print. **8.** Push V.E *Konstruirovanie metallorezhushchikh stankov*. Moscow: Mashinostroenie, 1977. Print. **9.** Kudinov, V. A. *Dinamika stankov*. Moscow: Mashinostroenie, 1967. Print. **10.** *Spravochnik tekhnologa mashinostroitelia v 2-kh t*. T. 2 . Pod red. A. G. Kosilovoi i R. K. Mereshchiakova. Moscow: Mashinostroenie, 1985. Print. **11.** Anokhina A. Yu. “Issledovanie sostavliaiushchikh komponentov sily rezaniia i sily treniia pri vysokoskorostnoi mekhanicheskoi obrabotke.” http://uran.donetsk.ua/~masters/2009/mech/anokhina/library/article8. **12.** Khudiaiev A. A. “Ustoichivost sistemy “rezets-detal” v privodakh podach metallorezhushchikh stankov.” *Avtomatika. Avtomatizatsiia. Elektrotekhnicheskie kompleksy i sistemy.* No. 1 (8). 2001. 79–85. Print. **13.** Khudiaiev, A. A., Polenok V. V. and Holoborodko, S. V. “Strukturno-algoritmicheskaia skhema iteratsionnogo dvukhkanalnogo elektroprivoda podachi s dvumia vintovymi parami i uchetom protsessa rezaniia.” .” *Sb. nauchnykh trudov «Vestnik NTU “KhPI”. Tematicheskii vypusk»*. No. 12 (1121). 2015. 111–117 Print.

Поступила 30.05.2017

УДК 621.64:621.3:537

В. Г. КОВАЛЬЧУК, ассист., Кременчугский национальный университет;
Т. В. КОРЕНЬКОВА, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет.

РАЗРАБОТКА ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ В ЗАДАЧАХ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ НАСОСНОГО КОМПЛЕКСА

Введение. Насосные комплексы (НК) систем городского и промышленного водоснабжения и водоотведения являются сложными электротехнологическими объектами. Они включают: насосные агрегаты (НА), трубопроводную сеть, потребитель (населенный пункт, резервуар, водонапорная башня). Переменный характер водопотребления, притока сточных вод приводит к необходимости изменения режимов функционирования НА в течение времени. Наиболее эффективным способом регулирования параметров НК является изменение частоты вращения рабочего колеса насоса средствами частотно–регулируемого электропривода (ЭП). Это позволяет наиболее точно отрабатывать требуемый график водопотребления с минимальными потерями мощности [1].

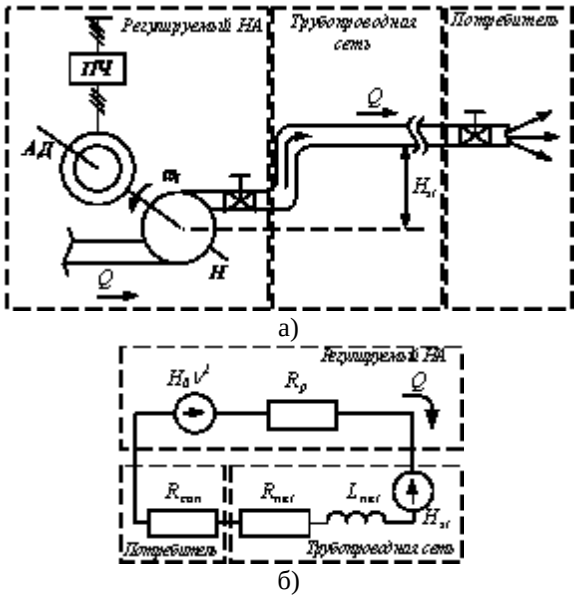
Анализ [2, 3] показал, что для исследования динамических процессов в НК целесообразным является использование метода электрогидравлической аналогии (МЭГА), суть которого заключается в подобии процессов, происходящих в электрических и трубопроводных сетях – длинных линиях с распределенными параметрами. Использование известных законов теории электрических цепей (законов Ома и Кирхгофа) в соответствии с МЭГА позволяет для каждого гидравлического участка составить уравнения потерь напора на элементах НК. Полученная система уравнений должна лежать в основе математической модели гидравлической системы в установившихся и неустановившихся режимах.

При изменении режимов работы НК в трубопроводной сети возникают сложные гидродинамические процессы, обусловленные пусками/остановами НА, несоблюдением темпа управления трубопроводной арматурой, внезапным отключением электропитания НА и др. [4]. Такого рода процессы приводят к изменению давления, скорости движения потока, гидравлического сопротивления и мощности во времени. Сказанное обуславливает актуальность вопросов определения параметров гидравлического оборудования.

Цель работы. Обоснование возможности идентификации параметров насосного комплекса на базе эквивалентных электрических схем замещения, используя уравнения энергобаланса гармонических составляющих гидравлической мощности источника и элементов гидросистемы.

Материалы и результаты исследований. На рис. 1 приведена технологическая схема НК и ее эквивалентная электрическая схема замещения, где НА с регулируемой частотой вращения представлен в виде идеализированной гидромашины с постоянными конструктивными параметрами. На схеме рис. 1, (б) приняты следующие обозначения: $H_0\nu^2$ – гидравлический источник энергии; R_p – гидравлическое сопротивление насоса; $\nu = \omega_i / \omega_n$ – относительная частота вращения рабочего колеса насоса; ω_i / ω_n – текущее и номинальное значения угловой частоты вращения НА, соответственно.

Трубопровод (рис. 1, (б)) представлен источником статического противодавления H_{st}, обусловленного необходимостью подъема жидкости на определенную высоту, и активно–индуктивной $R_{net} - L_{net}$ нагрузкой, учитывающей потери напора на трение и инерционные потери потока жидкости. Гидравлическое сопротивление R_{net} трубопровода зависит от протяженности коммуникационной сети, поперечного сечения трубопровода, шероховатости стенок, наличия местных сопротивлений (колен, обратных клапанов, задвижек). Потребитель представлен активным гидравлическим сопротивлением R_{con}, расположенным в конце трубопроводной сети.



а)

б)

Рис. 1 Технологическая схема (а) и эквивалентная электрическая схема замещения (б) простейшего НК.

С учетом сказанного общее уравнение баланса напоров для приведенной схемы замещения имеет вид:

$$H_0 \nu^2 = \Delta H_{Rp} + \Delta H_{Rnet} + \Delta H_{Lnet} + \Delta H_{st} + H_{Rcon}, \qquad (1)$$

где ΔH_{Rp} – потери напора на гидравлическом сопротивлении насоса; ΔH_{Rnet} , ΔH_{Lnet} – потери напора на гидравлическом и индуктивном сопротивлениях трубопроводной сети, соответственно; ΔH_{st} – потери напора на преодоление противодавления; H_{Rcon} – напор у потребителя.

Работа реального неидеализированного насоса характеризуется конечным числом $K_Л$ лопастей в рабочих колесах, наличием объемных потерь Q_∞ рабочей жидкости в уплотнениях и в байпасах, гидравлическими ΔW_{hydr} и механическими ΔW_{mech} потерями энергии. Это должно быть учтено введением гидравлического сопротивления R_t, обуслов-

© В.Г. Ковальчук, Т.В. Коренькова, 2017

ленного конструктивными параметрами НА, гидравлического сопротивления $R_{\mu H}$ агрегата, учитывающего конечное количество лопастей, гидравлического сопротивления $R_{\Delta H}$, отображающего гидравлические потери в насосе и по длине, гидравлического сопротивления $R_{\mu Q}$ насоса, характеризующего изменение расхода жидкости (объемное сжатие рабочего потока) в зависимости от количества лопастей [2].

Эквивалентная электрическая схема замещения НК с неидеализированным НА приведена на рис. 2, где Q_μ, Q_Δ – потери расхода, зависящие от числа лопастей и гидравлических потерь энергии, соответственно; Q_p, Q_{net}, Q_{con} – расход на выходе насоса, в трубопроводной сети и у потребителя, соответственно.

При работе НК на длинный трубопровод гидросеть может быть представлена j–тым количеством участков, каждый из которых характеризуется определенными параметрами: длиной l, диаметром d, коэффициентом k_e шероховатости и т.д.

В процессе эксплуатации трубопроводных сетей возникают волновые процессы различной природы, обусловленные гидравлическими ударами, вынужденными колебаниями давления, кавитационными автоколебаниями, резонансными явлениями и т.п.

Уравнения распространения волн давления в трубах по форме схожи с законами распространения электромагнитных волн, для описания которых используются известные в электротехнике волновые (телеграфные) уравнения [3, 5]. Используя МЭГА для трубопроводных сетей, справедлива следующая система уравнений:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{\partial H}{\partial x}+\frac{1}{gS}\frac{\partial Q}{\partial t}+\frac{\lambda}{d}\frac{1}{S^2}\frac{Q|Q|}{2g}=0;\\ &\frac{\partial H}{\partial t}+\frac{c^2}{gS}\frac{\partial Q}{\partial x}=0, \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

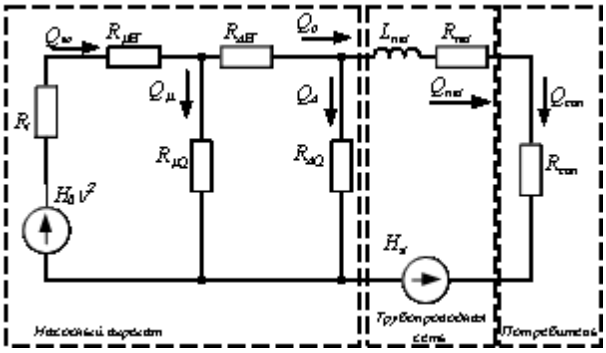


Рис. 2 Эквивалентная электрическая схема замещения НК с идеализированным НА.

где H , Q – напор и расход жидкости в текущем сечении трубопровода, соответственно; $S = \pi d^2 / 4$ – площадь поперечного сечения трубопровода; λ – безразмерный коэффициент сопротивления трубопровода; c – скорость распространения звука в среде (для воды c = 1450 м/с); g = 9,81 м/с^2 – ускорение свободного падения.

Для решения телеграфных уравнений применяют метод конечных элементов [5], который позволяет представить трубопровод конечным числом элементов равной длины. При этом напор и расход на каждом интервале принимаются постоянными. Такое преобразование соответствует замене длинной линии цепной схемой из j-го количества участков трубопроводной сети конечной длины и перехода от частных производных, входящих в систему (2), к разностным аналогам:

$$\left.\begin{aligned} &H_{netj}-H_{netj-1}+L_{netj}l_{sect}\frac{dQ_{netj-1}}{dt}+R_{netj}l_{sect}Q_{netj-1}|Q_{netj-1}|=0;\\ &\frac{dH_{netj-1}}{dt}+C_{netj}\frac{1}{l_{sect}}(Q_{netj}-Q_{netj-1})=0, \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

где $l_{sect\,t} = L / n$ – длина участка трубопровода; $R_{net\,j} = \lambda / 2dgS^2$; $C_{net\,j} = c^2 / Sg$; $L_{net\,j} = 1 / Sg$ – гидравлическое, индуктивное и емкостное сопротивления j–го участка трубопровода, соответственно; $H_{net\,j}$, $Q_{net\,j}$, $H_{net\,j\text{-}1}$, $Q_{net\,j\text{-}1}$ – напор и расход на выходе и входе j–го участка сети, соответственно.

Эквивалентная электрическая схема замещения НК, работающего на длинный трубопровод, приведена на рис. 3, где Q'_j – потери расхода на j–том участке трубопровода.

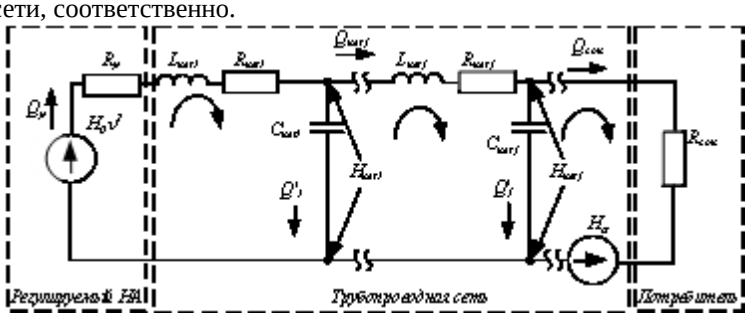


Рис. 3 Эквивалентная электрическая схема замещения НК, работающего на длинный трубопровод.

Регулирование режимов работы НК, включение/выключение НА или отдельных участков трубопровода, срабатывание запорно–регулирующей арматуры, сопровождается развитием нестационарных гидродинамических процессов, а именно: пульсаций напора, гидравлических ударов, кавитационных колебаний и т.п. [4].

Одними из наиболее негативных по последствиям нестационарных процессов являются кавитационные явления [3–5]. Они характеризуются периодическим образованием и схлопыванием полостей, заполненных паром или газом, которые имеют определенную длину l_{kav}, объем $V_{kav} = 1/T_{kav}\int_0^T (Q_{net}(t) - Q_p(t))\,dt$ и период пульсаций $T_{kav} = V_{kav}\gamma / G$, где G – весовой расход жидкости; γ – удельный вес жидкости [3, 4]. Кривая изменения объема кавитационной каверны характеризуется постепенным нарастанием и резким схлопыванием пузырьков газа при достижении критического объема V_{kr}.

В таком случае изменение гидравлического сопротивления участка трубопроводной сети при развитии кавитации описывается введением в схему замещения (рис. 4) канала кавитации, включающего ключ *K* и нелинейное сопротивление $R_{kav}(t)=a_0+\sum_{n=1}^{N} a_n \sin(n\Omega_{kav}t)$, где a_0, a_n – коэффициенты тригонометрического ряда; $\Omega_{kav} = 2\pi f_{kav}$ – круговая частота кавитационных колебаний; $f_{kav} = 1 / T_{kav}$ – частота кавитационных колебаний; n, N – номер и число гармоник сигнала гидравлического сопротивления канала кавитации, соответственно. Условием для срабатывания ключа *K* является снижение давления в трубопроводе ниже давления насыщенных паров, обусловленного изменением режима работы потребителя R_{con}.

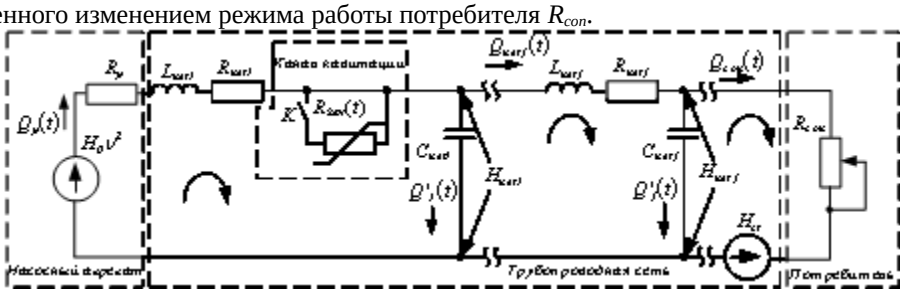


Рис. 4 Эквивалентная электрическая схема замещения НК с учетом развития кавитационных процессов в трубопроводной сети.

Возникновение кавитационных процессов в трубопроводе приводит к периодическому несинусоидальному изменению расхода на выходе НА:

$$Q_p(t)=Q_0+\sum_{l=1}^{L} Q_l\cos(\Omega_l t-\gamma)=Q_0+\sum_{l=1}^{L} Q_{la}\cos(\Omega_l t)+\sum_{l=1}^{L} Q_{lb}\sin(\Omega_l t), \quad (4)$$

где l, L – номер и число гармоник сигнала расхода, соответственно; $Q0$, Q_l – амплитудные значения постоянной и переменной составляющих сигнала расхода, соответственно; $Q_{la} = Q_l \cos\gamma$, $Q_{lb} = Q_l \sin\gamma$ – ортогональные косинусная и синусная составляющие сигнала расхода, соответственно; Ω_l, γ – круговая частота и угол сдвига фазы сигнала расхода относительно начала координат, соответственно.

Энергопроцессы, происходящие в НК при развитии нелинейных гидродинамических процессов в трубопроводной сети, носят характер периодических установившихся колебаний мощности на анализируемом интервале времени. В связи с этим является допустимым синтез временной функции гидравлической мощности гармоническим рядом, который формируется на базе ортогональных составляющих напоров и расходов [6].

Тогда гидравлическая мощность на выходе источника гидравлического питания (насоса):

$$\begin{aligned} p_s(t)&=\rho g H_0 \nu^2 Q_p(t)=\rho g H_0 \nu^2\left(Q_0+\sum_{l=1}^{L} Q_{la}\cos(\Omega_l t)+\sum_{l=1}^{L} Q_{lb}\sin(\Omega_l t)\right)= \\ &=\sum_{r=1}^{R} P_{rs0}+\sum_{r=1}^{R} P_{rsa}\cos(\Omega_r t)+\sum_{r=1}^{R} P_{rsb}\sin(\Omega_r t), \end{aligned} \quad (5)$$

где r, R – номер и число гармоник сигнала гидравлической мощности на выходе источника гидравлического питания, соответственно; P_{rs0}, P_{rsa}, P_{rsb} – амплитудные значения постоянной и ортогональных косинусной и синусной составляющих сигнала гидравлической мощности источника гидравлического питания, соответственно; Ω_r – круговая частота сигнала гидравлической мощности насоса.

Потери мощности на гидравлическом сопротивлении насоса:

$$\begin{aligned} \Delta p_p(t)&=\rho g R_p Q_p^3(t)=\rho g R_p\left(Q_0+\sum_{l=1}^{L} Q_{la}\cos(\Omega_l t)+\sum_{l=1}^{L} Q_{lb}\sin(\Omega_l t)\right)^3= \\ &=\sum_{r=1}^{R} P_{rRp0}+\sum_{r=1}^{R} P_{rRpa}\cos(\Omega_r t)+\sum_{r=1}^{R} P_{rRpb}\sin(\Omega_r t), \end{aligned} \quad (6)$$

где P_{rRp0}, P_{rRpa}, P_{rRpb} – амплитудные значения постоянной и ортогональных косинусной и синусной составляющих *r*–той гармоники потерь мощности на гидравлическом сопротивлении насоса, соответственно.

Потери гидравлической мощности на *j*–том участке трубопровода:

$$\Delta p_{netj}=\Delta p_{Rnetj}(t)+\Delta p_{Lnetj}(t)+\Delta p_{Cnetj}(t), \quad (7)$$

где $\Delta p_{Rnetj}(t)=\rho g R_{netj} Q_{netj}^3(t)$, $\Delta p_{Lnetj}(t)=\rho g L_{netj} Q_{netj}(t) d(Q_{netj}(t))/dt$, $\Delta p_{Cnetj}(t)=\frac{\rho g Q_{netj} j(t)}{C_{netj}}\int_0^T Q_{netj}(t)\,dt$ – потери мощности на гидравлическом, индуктивном и емкостном сопротивлениях *j*–того участка трубопровода, соответственно.

Потери гидравлической мощности на преодоление противодавления в трубопроводной сети:

$$\Delta p_{st}(t)=\rho g H_{st} Q_{con}(t). \quad (8)$$

Гидравлическая мощность потребителя:

$$p_{con}(t)=\rho g R_{con} Q_{con}^3(t). \quad (9)$$

Используя математический аппарат рядов Фурье, выражения (7)÷(9) могут быть представлены в виде суммы постоянной и переменной (косинусной и синусной) гармонических составляющих мощности, аналогично преобразованиям, выполненным в (6).

При возникновении кавитационных автоколебаний в трубопроводной сети необходимо учитывать потери мощности на кавитацию:

$$\Delta p_{kav}(t)=\rho g R_{kav}(t) Q^3(t)=\rho g\left(a_0+\sum_{n=1}^{N} a_n \sin(n\Omega_{kav}t)\right)\left(Q_0+\sum_{l=1}^{L} Q_{la}\cos(\Omega_l t)+\sum_{l=1}^{L} Q_{lb}\sin(\Omega_l t)\right)^3= \\ =\sum_{r=1}^{R} P_{rkav0}+\sum_{r=1}^{R} P_{rkava}\cos(r\Omega_r t)+\sum_{r=1}^{R} P_{rkavb}\sin(r\Omega_r t), \tag{10}$$

где $P_{rkav\,0}$ – постоянная составляющая потерь мощности на кавитацию; $P_{rkav\,a}$, $P_{rkav\,b}$ – амплитудные значения косинусной и синусной составляющих *j*–той гармоники потерь мощности на кавитацию, соответственно; Ω_r – результирующая круговая частота мощности кавитационных колебаний.

С учетом выше приведенного уравнение энергобаланса НК при развитии кавитационных процессов в трубопроводной сети имеет вид:

$$p_s(t)=\Delta p_p(t)+\Delta p_{Rnetj}(t)+\Delta p_{Lnetj}(t)+\Delta p_{Cnetj}(t)+\Delta p_{st}(t)+\Delta p_{kav}(t)+p_{con}(t) \tag{11}$$

Полученная энергетическая модель позволяет анализировать изменение технологических и энергетических параметров на любом элементе НК при развитии нестационарных (кавитационных) процессов в трубопроводной сети. Для этого используется система идентификационных уравнений, базирующаяся на уравнениях энергобаланса между источником и элементами НК:

$$\left.\begin{array}{l} P_{s0}=\Delta p_{st0}+\Delta p_{Rp0}+\Delta p_{Rnet0}+p_{Rcon0};\\ P_{s1a}=\Delta p_{st1a}+\Delta p_{Rp1a}+\Delta p_{Rnetj1a}+p_{Rcon1a};\\ 0=\Delta p_{Lnetj1b}+\Delta p_{Cnetj1b};\\ P_{s2a}=\Delta p_{st2a}+\Delta p_{Rp2a}+\Delta p_{Rnetj2a}+p_{Rcon2a};\\ 0=\Delta p_{Lnetj2b}+\Delta p_{Cnetj2b};\\ P_{s3a}=\Delta p_{st3a}+\Delta p_{Rp3a}+\Delta p_{Rnetj3a}+p_{Rcon3a};\\ 0=\Delta p_{Lnetj3b}+\Delta p_{Cnetj3b};\\ \ldots\ldots\ldots\ldots\\ 0=\Delta p_{Rp9a}+\Delta p_{Rnet9a}+p_{Rcon9a};\\ 0=\Delta p_{Lnetj9b}+\Delta p_{Cnetj9b}, \end{array}\right\} \tag{12}$$

где $P_{s0}=H_0 Q_0$; $\Delta P_{st0}=H_{st} Q_0$; $\Delta P_{R_\Sigma 0}=\frac{3}{2}R_\Sigma Q_0\left(Q_1^2+Q_2^2+Q_3^2\right)+R_\Sigma Q_0^3+\frac{3}{4}R_\Sigma Q_1^2 Q_2+\frac{3}{2}R_\Sigma Q_1 Q_2 Q_3$ – амплитудные значения постоянной составляющей; $P_{s1a}=H_0 Q_{1a}$; $\Delta P_{st1a}=H_{st} Q_{1a}$; $\Delta P_{R_\Sigma 1a}=\frac{3}{4}R_\Sigma Q_1^2 Q_3+\frac{3}{4}R_\Sigma Q_2^2 Q_3+\frac{3}{4}R_\Sigma Q_1^3+3R_\Sigma Q_0^2 Q_1+3R_\Sigma Q_0 Q_1 Q_2+\frac{3}{2}R_\Sigma Q_1 Q_2^2+\frac{3}{2}R_\Sigma Q_1 Q_3^2+3R_\Sigma Q_0 Q_2 Q_3$ – амплитудные значения переменной косинусной составляющей первой гармоники; $\Delta P_{L_{neti}1b}=-L_{neti} Q_0 Q_1 \Omega$; $\Delta P_{C_{neti}1b}=Q_0 Q_1/\Omega C-3Q_1 Q_2/4\Omega C+Q_2 Q_3/12\Omega C$ – амплитудные значения переменной синусной составляющей первой гармоники; $P_{s2a}=H_0 Q_{2a}$; $2\Delta P_{st2a}=H_{st} Q_{2a}$; $\Delta P_{R_\Sigma 2a}=\frac{3}{4}R_\Sigma Q_2^3+3R_\Sigma Q_0^2 Q_2+\frac{3}{2}R_\Sigma Q_1^2 Q_2+\frac{3}{2}R_\Sigma Q_0 Q_1^2+\frac{3}{2}R_\Sigma Q_2 Q_3^2+3R_\Sigma Q_0 Q_1 Q_3+\frac{3}{2}R_\Sigma Q_1 Q_2 Q_3$ – амплитудные значения переменной косинусной составляющей второй гармоники; $\Delta P_{L_{neti}2b}=-L_{neti} Q_0 Q_2 \Omega-L_{neti} Q_1^2/2$; $\Delta P_{C_{neti}2b}=-Q_0 Q_2/2\Omega C+Q_1^2/2\Omega C-2Q_1 Q_3/3\Omega C$ – амплитудные значения переменной синусной составляющей второй гармоники.

В простейшем случае, когда $Q(t) = Q_0 + Q_a\cos(\Omega_{kav}t) + Q_a\cos(\Omega_{kav}t)$, выражения для определения параметров гидросистемы имеют вид:

суммарное гидравлическое сопротивление НК, состоящее из сопротивлений насоса, участка трубопровода и потребителя

$$R_\Sigma=R_p+R_{net}+R_{con}=\left[2H_0-2H_{st}-2Q_0/C\right]/\left[2Q_0^2+3Q_a+3Q_b\right];$$

индуктивное сопротивление трубопровода

$$L_{net}=\left[H_0 Q_a-H_{st} Q_a-R_\Sigma\left(3Q_b Q_0+3Q_a Q_b^3/4+3Q_a^3/4\right)-Q_0 Q_b/C\omega-Q_0 Q_a/C\right]/\omega Q_0 Q_b;$$

емкостное сопротивление трубопровода

$$C_{net}=\left[H_0 Q_b-H_{st} Q_b-R_\Sigma\left(3Q_b Q_0^2+3Q_a^2 Q_b/4+3Q_b^3/4\right)-Q_0 Q_a/C\omega-Q_0 Q_b/C\right]/\omega Q_0 Q_a.$$

В табл. 1 приведены расчетные параметры схемы замещения для экспериментальной НУ [6] с номинальными данными Q_n = 0,0014 м^3/с, H_0 = 20,8 м, H_n = 18 м, d = 0,04 м, l = 6 м, полученные путем решения системы уравнений энергобаланса гармонических составляющих гидравлической мощности в гидросети без кавитации и при ее возникновении, где n_{kav} – степень развития кавитации в трубопроводной сети.

Таблица 1 – Расчетные параметры схемы замещения НК при развитии кавитации в гидросистеме

Параметр	Система без кавитации	Система с кавитацией				
		$n_{kav\,1}$=3,7	$n_{kav\,2}$=7	$n_{kav\,3}$=19,7	$n_{kav\,4}$=26	$n_{kav\,5}$=31,3
R_{Σ}, кг/м^{4}с	$9{,}6\cdot10^5$	$9{,}7\cdot10^5$	$9{,}9\cdot10^5$	$1{,}23\cdot10^5$	$1{,}97\cdot10^5$	$2{,}528\cdot10^6$
L_{net}, кг/м^4	10,41	11,2	11,72	13,41	13,61	13,92
C_{net}, м$^{-1}$	$1{,}3\cdot10^{-4}$	$1{,}28\cdot10^{-4}$	$1{,}32\cdot10^{-4}$	$1{,}3\cdot10^{-4}$	$1{,}28\cdot10^{-4}$	$1{,}29\cdot10^{-4}$

Анализ показал, что в НК при развитии кавитационных процессов наиболее существенно изменяется гидравлическое сопротивление, обусловленное силами трения между перекачиваемой жидкостью и стенками трубопровода, что подтверждает график изменения относительного гидравлического сопротивления $r = R_{\Sigma r} / R_{\Sigma i}$ от степени n_{kav} развития кавитации, где $R_{\Sigma r} / R_{\Sigma i}$ – значения гидравлического сопротивления в системе с кавитацией и при ее отсутствии, соответственно (рис. 5). Получено, что при малых n_{kav} изменение относительного гидравлического сопротивления незначительно; при развитой кавитации – происходит резкое увеличение r. Очевидно, что при $r = r_{kr}$, где r_{kr} – относительное критическое значение гидравлического сопротивления, возможна закупорка трубопровода. Это приводит к необходимости принятия мер по кавитационной защите гидравлического оборудования: открытию аэрационных клапанов для стравливания воздуха, изменения режима работы насосного агрегата для выхода из кавитационной зоны и т.п.

При развитии кавитации происходит интенсивное движение полостей, заполненных газом, в потоке жидкости, что приводит к росту относительного индуктивного сопротивления l трубопровода (рис. 5). При этом относительное емкостное сопротивление c практически не меняется. Таким образом, влияние нелинейных гидродинамических процессов в трубопроводной сети наиболее существенно отражается на изменении гидравлического сопротивления, а изменение индуктивного и емкостного сопротивлений трубопровода позволяет судить о характере нестационарного процесса (кавитации, утечки, турбулентности и т.п.).

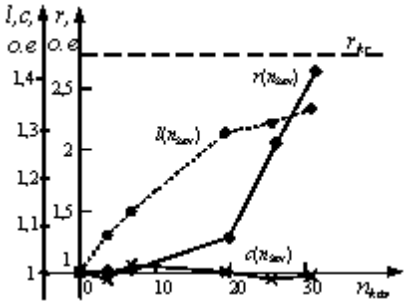


Рис. 5 Зависимости изменения относительных значений параметров схемы замещения НК от степени развития кавитации n_{kav}.

Выводы. Показано, что представление насосного комплекса эквивалентными электрическими схемами замещения на базе метода электрогидравлической аналогии позволяет определить напор, расход и гидравлическую мощность в любой точке гидросети, а также потери мощности на элементах гидросистемы при различных параметрах потребителя, способах регулирования расхода на выходе насоса, развитии нелинейных гидродинамических процессов в гидросистеме.

В основе решения задачи идентификации параметров должна лежать энергетическая модель насосного комплекса в форме уравнений баланса гармонических составляющих гидравлической мощности между источником питания и элементами гидросистемы при периодическом изменении технологических параметров. Такой подход позволяет расширить количество определяемых неизвестных параметров схемы замещения, что особенно важно в вопросах построения систем контроля параметров и защиты электрогидравлических комплексов в аварийных режимах работы (помпаж, кавитация, гидравлический удар), мониторинга состояния насосного и трубопроводного оборудования с целью своевременной замены или ремонта элементов технологического комплекса.

Список литературы: 1. *Лезнов Б. С.* Частотно-регулируемый электропривод насосных установок / *Б. С. Лезнов.* – М. : Машиностроение, 2013. – 173 с. **2.** *Костишин В. С.* Моделирование режимов работы центробежных насосов на основе электрогидравлической аналогии: монография / *В. С. Костишин.* – Ивано-Франковск, 2000. – 163 с. **3.** *Nicolet C.* Simulation of water hammer induced column separation through electrical analogy / *C. Nicolet, T. Kaelbel, S. Alligne et al.* // 4-th International Meeting on Cavitation and Dynamic Problems in Hydraulic Machinery and Systems, October 26–28, 2011. – Belgrade, Serbia. – P. 37–46. **4.** *Попов Д. Н.* Нестационарные гидромеханические процессы / *Д. Н. Попов.* – М. : Машиностроение, 1982. – 240 с. **5.** *Сердюк А. А.* Динамические процессы в гидротранспортном комплексе с учетом кавитационных явлений / *А. А. Сердюк, Т. В. Коренькова* // Вісник національного технічного університету «ХПІ». – Харків : НТУ «ХПІ», 2010. – №28. – С. 375-382. **6.** *Ковальчук В. Г.* Энергетическая модель электрогидравлического комплекса с периодическим изменением технологических параметров / *В. Г. Ковальчук, Т. В. Коренькова* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук : КрНУ, 2014. – Вип. 3/2014 (27). – С. 27–35.

Bibliography (transliterated): 1. Leznov, B. S. Chastotno-reguliruyemyy elektroprivod nasosnykh ustanovok. Moscow: Mashinostroenie, 2013. Print. **2.** Kostishin, V.S. Modelirovaniye rezhimov raboty tsentrobezhnykh nasosov na osnove elektrogidravlicheskoy analogii: monograph. Ivano-Frankivsk, 2000. Print. **3.** Nicolet C., Kaelbel T., Alligne S. et al. Simulation of water hammer induced column separation through electrical analogy. 4-th International Meeting on Cavitation and Dynamic Problems in Hydraulic Machinery and Systems. 2011: 37–46. Print. **4.** Popov, D.N. Nestatsionarnye gidromekhanicheskie protsesi. Moscow: Mashinostroyeniye, 1982. Print. **5.** Serdiuk, O.O. and Korenkova, T.V. Dinamicheskiye protsessy v gidrotransportnom komplekse s uchetom kavitatsionnykh yavleniy, Bulletin of National Technical University “KPI”, 2010, Kharkov: NTU «KPI», no. 28: 375–382. Print. **6.** Kovalchuk, V.G., Korenkova, T.V. Energeticheskaya model' elektrogidravlicheskogo kompleksa s periodicheskim izmeneniyem tekhnologicheskikh parametrov. Electromechanical and efficient system. Quarterly research and production magazine, Kremenchug: KrNU, Iss. 3/2014 (27): 27–35. Print.

Поступила 16.06.2017

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНАЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

- **Схемные решения полупроводниковых преобразователей энергии;**
- **Преобразователи для систем FACTS, HVDC, Smart Grid и альтернативных источников энергии;**
- **Накопители энергии;**
- **Моделирование и анализ преобразовательных систем.**

УДК 621.314.1

Е. И. СОКОЛ, чл.-корр. НАНУ, докт. техн. наук, ректор НТУ «ХПИ»;
В. В. ИВАХНО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;
В. В. ЗАМАРУЕВ, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;
Б. А. СТЫСЛО, аспир. НТУ «ХПИ».

СРАВНЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМ ДВУХЗВЕННЫХ ОБРАТИМЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С РАЗДЕЛЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ С ЧЕТЫРЕХ-КВАДРАНТНЫМИ КЛЮЧАМИ В СИЛОВОМ КОММУТАТОРЕ ЗВЕНА ИНВЕРТОРА ТОКА

Введение и постановка задачи. Двухзвенные преобразователи постоянного напряжения в постоянное с трансформаторной гальванической развязкой (DC/DC конверторы) широко используются в различных областях силовой электроники, в т.ч. во вторичных источниках электропитания, в системах альтернативной энергетики, батарейных системах накопителей электрической энергии и т. п. В последнем случае к преобразователям часто предъявляется требование обратимости – возможность передачи энергии как от источника входного напряжения на выход, например, в аккумуляторную батарею так и наоборот, из аккумуляторной батареи во входной источник. В литературе подобные преобразователи часто именуются как DAB (Dual-Active-Bridge) [1]. Преобразователи типа DAB могут существенно повысить эффективность, например, распределенной системы тягового электроснабжения (СТЭ) постоянного тока железной дороги. В этой системе контактная сеть железной дороги постоянного тока (номинальное напряжение 3,3 кВ) через согласующий преобразователь (СП) с функциями DAB подсоединена к аккумуляторной батарее, что позволяет сгладить пульсации мощности СТЭ, принимать избыточную энергию рекуперации, поддерживать на определенном уровне мощность тяговой подстанции во время эксплуатации, уменьшить энергию потерь во внешней системе электроснабжения. Кроме этого, накопление и хранение этой энергии для повторного использования приведет к уменьшению первичного энергопотребления от внешней системы электроснабжения, что может привести к снижению установленной мощности всех агрегатов тяговой подстанции [2]. В этой же работе указано, что, согласно результатам экспериментальных исследований, для компенсации потерь напряжения (для улучшения режима напряжения в тяговой сети – одна из задач, решаемых в этой системе), минимальная мощность устройств накопления энергии (и, соответственно, СП) должна составлять примерно 0,5 МВт.

На показатели эффективности СП решающую роль оказывает выбор частоты преобразования: с ростом частоты уменьшаются габариты и масса разделительного трансформатора, однако возрастают коммутационные потери в силовых ключах преобразователя.

Традиционным решением для СП (DC/DC конвертора с функцией DAB) является использование в качестве схем как первичного звена (присоединяемого своим входом к питающей сети 3,3 кВ), так и вторичного звена (присоединяемого своим выходом к аккумуляторной батарее) различных схем на базе автономного инвертора напряжения (АИН). При величинах напряжений шины постоянного напряжения АИН более 400 ÷ 500 В традиционно используют биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), несмотря на худшие частотные свойства (по крайней мере для кремниевых приборов в сравнении с MOSFET). Основной схемотехникой звеньев DAB на основе АИН в этом случае являются схемы полумостовой, мостовой, трехуровневой топологии [3], а также трех и более уровневой топологии, с использованием в составе силовых коммутаторов АИН четырехквадрантных ключей [4, 5] на основе встречно-последовательного соединения двух MOSFET либо IGBT, а также MOSFET либо IGBT, установленных в диагонали диодного моста [5, 6, 7]. Четырехквадрантные ключи в этом случае подсоединяют параллельно нагрузке полумостового силового коммутатора АИН. В DAB на основе АИН с четырехквадрантными ключами могут быть реализованы различные алгоритмы модуляции, в том числе обеспечивающие режим включения управляемых ключей силового коммутатора в нулях напряжения (zero voltage switching, ZVS) [3 - 5], а выключения – принудительного, с использованием бездиссипативных емкостных снабберов, устанавливаемых параллельно управляемым ключам. Использование режима ZVS позволяет практически исключить коммутационные потери включения, а применение бездиссипативных емкостных снабберов – ограничить потери выключения, и сделать возможным повышение частоты преобразования.

В ряде работ [8, 9], в т.ч. с участием авторов [10], указано, что при использовании в качестве силовых ключей АИН высоковольтных IGBT из-за эффекта хвоста тока (tail current) увеличением емкости снабберных конденсаторов удается снизить коммутационные потери выключения в сравнении с режимом безснабберного выключения не более чем в два раза. Поэтому, по крайней мере для высоковольтных применений инверторов (с ключами с предельными напряжениями от 2 кВ и более) может быть целесообразно в преобразовательном звене использовать режим выключения управляемых ключей в нулях тока (zero current switching, ZCS), при котором потери выключения практически отсутствуют, а потери включения ограничиваются при помощи бездиссипативных индуктивных снабберов, роль которых может играть индуктивность рассеяния трансформатора [10]. Для этого первичное звено преобразователя может быть выполнено на основе автономного инвертора тока (АИТ): во входной цепи звена устанавливают дроссель, а силовые ключи должны обладать обратной блокирую-

© Е.И. Сокол, В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло, 2017

щей способностью (например, в качестве таких ключей можно использовать последовательное соединение IGBT и диода). Несмотря на повышенные статические потери в ключах АИТ на основе IGBT, существенное ограничение динамических потерь позволяет повысить частоту преобразования и делает использование режима ZCS привлекательным [11]. В [12] дана оценка т.наз. «критических» частот преобразования, выше которых суммарные статические и динамические потери выключения ключей АИН превышают суммарные статические потери (в IGBT и последовательном диоде) ключей АИТ. Для IGBT с предельным напряжением 1200 В значения «критических» частот преобразования лежат в диапазоне 10÷20 кГц, а для предельных напряжений 6500 В эта частота составляет около 560 Гц.

В ряде работ с участием авторов [10, 13, 14 и др.] предлагается одно из звеньев DC/DC конвертора с однократной коммутацией выполнить как АИТ, а другое – как АИН; при управлении ключами осуществляется фазовый сдвиг между коммутационными функциями звеньев: принудительное включение ключей АИТ производится с некоторой задержкой относительно принудительного выключения ключей АИН. Регулирование выходного тока (напряжения) конвертора производится изменением относительной длительности включенного состояния ключей стойки АИТ. В упомянутых работах показано, что для ключей АИТ имеет место режим ZCS, для ключей АИН – ZVS, потери включения ключей звена АИТ эффективно ограничиваются бездиссипативным индуктивным снаббером (его роль может играть индуктивность рассеяния трансформатора), а потери выключения ключей АИН – емкостными бездисипативными снабберами (конденсаторами, устанавливаемыми параллельно транзисторам). Происходит своего рода разделение коммутации, что отражено в названии способа коммутации (разделенная). Схему отличает минимум дополнительных силовых компонентов, потери в ключах приближаются к статическим (как в резонансных схемах, но при отсутствии силовых резонансных цепей).

Хотя преобразователи с разделенной коммутацией и обладают свойством обратимости, непосредственное использование их как DAB без дополнительных модификаций невозможно, поскольку в звене АИТ при смене знака средней мощности происходит также и смена знака среднего напряжения коммутатора, тогда как в DAB входное и выходное напряжение имеет один знак. Преодолеть данный недостаток и одновременно использовать принцип разделенной коммутации можно, применив в силовом коммутаторе АИТ четырехквадрантные ключи. Использование в коммутаторе АИТ четырехквадрантных ключей вместо двухквадрантных с обратной блокирующей способностью, допускающих лишь одно направление тока ключа (например, на основе IGBT с последовательным диодом) позволяет реверсировать направление тока ключа при смене знака средней мощности DAB.

Целью данной работы является сравнительный анализ показателей эффективности четырех различных схем DAB с разделенной коммутацией с четырехквадрантными ключами в силовом коммутаторе звена АИТ. Применение преобразователей согласно таким схемам в качестве СП с функциями DAB, по мнению авторов, может быть целесообразно в СТЭ с аккумуляторными батареями.

Анализируемые схемы. Они представлены на рис. 1 четырьмя вариантами: вариант 1 – коммутатор АИТ выполнен по мостовой схеме, каждый четырехквадрантный ключ – на основе управляемого ключа, установленного в диагонали диодного моста (рис. 1,а); вариант 2 – коммутатор АИТ выполнен по мостовой схеме на IGBT с обратными диодами, а в диагонали силового коммутатора установлен четырехквадрантный ключ на основе управляемого ключа, установленного в диагонали диодного моста (рис. 1,б); вариант 3 – коммутатор АИТ выполнен по мостовой схеме, каждый четырехквадрантный ключ – на основе двух встречно-последовательно соединенных IGBT с обратными диодами (рис. 1,в); вариант 4 – коммутатор АИТ выполнен по мостовой схеме на IGBT с обратными диодами, а в диагонали силового коммутатора установлен четырехквадрантный ключ – на основе двух встречно-последовательно соединенных IGBT с обратными диодами (рис. 1,г). В отличие от решений [3 - 5], в данном случае четырехквадрантные ключи подключены не параллельно, а последовательно с первичной обмоткой трансформатора. Схема коммутатора звена АИН (мостовая) одинакова для всех вариантов.

Принцип работы схем вариантов 3, 4 изложен в [15, 16] соответственно. В них, при использовании алгоритма разделенной коммутации, обеспечиваются режимы выключения ключей АИТ ZCS, включения ключей АИН – ZVS при снабберном включении и выключении соответственно. Углы проводимости силовых ключей близки к π (коэффициент заполнения импульса τ = 0,5). Алгоритм работы схем вариантов 1, 2 близок к алгоритмам вариантов 3, 4 соответственно. Особенность заключается в том, что при выключении транзистора четырехквадрантного ключа вследствие включения ранее не проводившего ключа АИТ ток выключаемого ключа спадает, и в момент его спада к нулю следует принудительно выключить этот ключ (для этого в цепь тока ключа следует установить датчик нуля тока). В результате режим выключения ключа – также ZCS. Подробный анализ процессов коммутации в схемах не является целью данной работы.

Критериями для сравнения вариантов примем величины потерь в ключах преобразователя, причем для ключей АИТ это будут статические потери, при этом можно учесть в общих потерях ключей потери в ключах АИН – также статические и, возможно, динамические выключения. Очевидно, поскольку у всех схем звенья АИН идентичны, отличия в показателях эффективности при прочих равных условиях будут обусловлены различием свойств схем с различными силовыми коммутаторами звена АИТ.

Сравнение произведем на примере преобразователя, предназначенного для управления зарядом аккумуляторной батареи с номинальным напряжением 600 В от источника напряжения – контактной сети железной дороги (номинальное напряжение 3,3 кВ) и для передачи энергии аккумуляторной батареи в эту сеть.

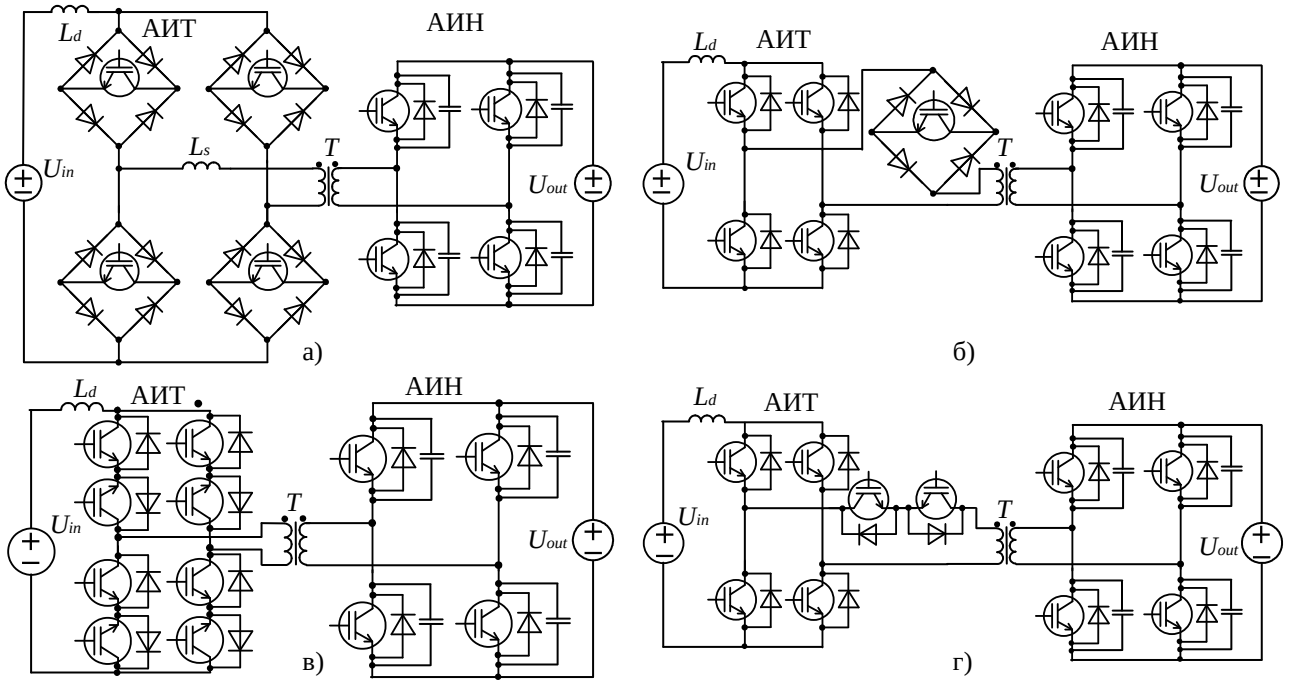


Рисунок 1. Рассматриваемые топологии схем преобразователей с четырехквадрантными ключами в звене АИТ

Очевидно, управляемые ключи первичной стороны звена преобразователя, подключенного к контактной сети, должны иметь класс напряжения 6,3 кВ (рекомендуемый примерно двойной запас). Для двухзвенных преобразователей, в соответствии с рекомендациями [12], для силового коммутатора высоковольтного звена следует выбрать топологию АИТ, тогда для силового коммутатора низковольтного звена – топологию АИН. Для приборов АИН, с учетом рекомендуемого двойного запаса по напряжению в выключенном состоянии, примем класс по этому напряжению 1200 В.

Для оценки примем частоту преобразования f выше критической f_k в смысле [12], т.е. для приборов звена АИТ с предельным напряжением 6,3 кВ – выше примерно 500 Гц, например, 1 кГц (f=1000 Гц). При такой частоте преобразования можно пренебречь длительностями коммутационных интервалов.

Будем считать, что при величине входного напряжения звена АИТ 3,0 кВ величина входного тока совпадает с величиной номинального тока прибора $I_{спот}$ этого звена. Пренебрежем пульсациями тока дросселя.

Пусть коэффициент трансформации согласующего трансформатора Кт = w_2 / w_1 таков, что при заданных величинах входного и выходного напряжений U_{in} и U_{out} соответственно для режима передачи энергии от входного источника U_{in} через звено АИТ в выходной источник длительности интервалов накопления энергии во входном дросселе равенстве равны нулю, как и длительности интервалов существования контура холостого хода в режиме передачи энергии от выходного источника U_{out} во входной источник U_{in}. Тогда коэффициент трансформации Кт составит величину

$$\text{Кт} = w_2 / w_1 = U_{out} / U_{in} = 600/3000 = 1/5 = 0{,}2\ . \qquad (1)$$

При пренебрежении длительностями коммутационных интервалов коэффициенты заполнения импульсов тока приборов как звена АИТ, так и звена АИН будут одинаковыми и равными половине периода преобразования: τ = 0,5. Соответственно, величина мгновенного тока ключа АИН будет равна $I_{спот}$/ Кт.

Учет влияния динамических потерь выключения транзисторов звена АИН. Дадим оценку доли динамических потерь выключения транзисторов звена АИН $P^*_{off(\text{АИН})}$ в суммарных статических и динамических потерях в транзисторах АИН (динамическими потерями включения пренебрегаем, поскольку для транзисторов звена АИН имеет место режим включения ZVS):

$$P^*_{off(АИН)} = P_{off(АИН)} / \left(P_{off(АИН)} + P_{st(АИН)}\right) \qquad (2)$$

где $P_{off(\text{АИН})}$ и $P_{st(\text{АИН})}$ - динамические выключения и статические потери транзистора звена АИН соответственно.

Учтем, что для транзистора звена АИН

$$P_{off(АИН)} = E_{off} \cdot f \cdot \zeta = \left(E_{off} \cdot f\right)/2 \qquad (3)$$

где E_{off} - энергия коммутации при безснабберной коммутации; ζ - отношение величины энергии выключения при снабберной коммутации IGBT АИН к энергии выключения при безснабберной коммутации; величина ζ может быть принята равной 0,5 [8-10, 12]: ζ = 0,5.

Для статических потерь IGBT АИН:

$$P_{st(АИН)} = I_{спот} \cdot V_{CE} \cdot \tau = \left(I_{спот} \cdot V_{CE}\right)/2 \qquad (4)$$

где V_{CE} – напряжение на включенном ключе.

С учетом (3), (4) выражение (2) перепишется так:

$$P^{*}_{off\,(\text{АИН})}=\frac{E_{off}\cdot f\cdot\zeta}{E_{off}\cdot f\cdot\zeta+I_{cnom}\cdot V_{CE}\cdot\tau}=\frac{1}{1+\dfrac{I_{cnom}\cdot V_{CE}\cdot\tau}{E_{off}\cdot f\cdot\zeta}}=\frac{1}{1+\dfrac{I_{cnom}\cdot V_{CE}}{E_{off}\cdot f}} \tag{5}$$

где учтено, что τ =0,5, ζ =0,5.

Выразим фактическую частоту f переключений в преобразователе в долях от «критической» f_{kr} для транзисторов звена АИН:

$$f=f^{*}\cdot f_{kr} \tag{6}$$

где f^{*} – отношение значения фактической частоты f к «критической» f_{kr}.

После подстановки в (5) выражения для f из (6) и для f_{kr} из [12]: ($f_{kr}=V_F\cdot I_{cnom}/E_{off}$, где V_F – падение напряжения на обратном диоде транзистора звена АИН), получим выражение для оценки доли динамических потерь выключения транзистора звена АИН в суммарных статических и динамических потерях в транзисторе:

$$P^{*}_{off\,(\text{АИН})}=\frac{1}{1+\dfrac{I_{cnom}\cdot V_{CE}}{E_{off}\cdot f}}=\frac{1}{1+\dfrac{I_{cnom}\cdot V_{CE}}{E_{off}\cdot f^{*}\cdot f_{kr}}}=\frac{1}{1+\dfrac{I_{cnom}\cdot V_{CE}\cdot E_{off}}{E_{off}\cdot f^{*}\cdot I_{cnom}\cdot V_F}}=\frac{1}{1+\dfrac{V_{CE}}{f^{*}\cdot V_F}} \tag{7}$$

Выберем в качестве транзистора первичного звена прибор типа FZ250R65KE3 производства *Infineon* с предельными параметрами V_{CES} = 6500V, I_{cnom} = 250A, задав, таким образом, величину мгновенного тока звена АИН равной I_{cnom}/Кт=250/0,2=1250 А. Выберем в качестве транзистора звена АИН прибор типа FZ1200R12HE4 производства *Infineon* с предельными параметрами V_{CES} = 1200 V, I_{cnom} = 1200 A .

Для приборов FZ1200R12HE4 падение напряжения на включенном транзисторе V_{CEsat} составляет 2 В, на включенном диоде V_F – 1, 75 В (при номинальном токе I_{cnom} = 1200 А), величина энергии выключения E_{off} – 180 мДж (при коммутации номинального тока 1200 А и напряжения 600 В – вдвое меньшего предельного). Величина «критической» частоты из (2.2-9) составит 11,7 кГц. Тогда отношение f^{*}значения фактической частоты f к «критической» f_{kr} составит величину

$$f^{*}=f/f_{kr}=1000/11700=0{,}085 \tag{8}$$

Видно, что значение «критической» частоты для звена АИН более чем на порядок превышает величину выбранной частоты преобразования. Поэтому следует ожидать малого влияния динамических потерь выключения транзисторов звена АИН на величину суммарных (статических и динамических потерь выключения) потерь в ключах АИН. Действительно, подставляя в (7) значения V_{CEsat} = 2 В, V_F =1,75 В, f^{*}=0,085, получим оценку для доли динамических потерь: $P^{*}_{off(\text{АИН})}$=0,0692. Эта доля составляет величину менее 7% и для оценок этой величиной можно пренебречь (а в случае необходимости, для уточненных оценок – учесть эту долю).

С учетом относительной малости динамических потерь выключения транзисторов АИН произведем сравнительную оценку эффективности схем.

Оценка эффективности анализируемых схем. Под эффективностью будем понимать относительную величину статических потерь в силовых ключах звена АИТ. Такой подход допустим, поскольку на величину этого показателя не влияют потери в звене АИН, а динамическими потерями в ключах АИТ в силу особенностей коммутации будем пренебрегать. Оценку потерь дадим как в режиме передачи энергии от звена АИТ ко звену АИН (в прямом направлении), так и в противоположном направлении – от звена АИН ко звену АИТ (в обратном направлении). При прямом направлении передачи энергии будем считать, что длительность интервала накопления энергии во входном дросселе (когда проводят ток силовые ключи инверторной стойки силового коммутатора АИТ) пренебрежимо мала, как и длительность интервала существования контура холостого хода в режиме передачи энергии в обратном направлении.

При величине мгновенного тока ключа звена АИН $I_{(\text{АИН})}=I_{cnom(\text{АИН})}$ на полупериоде в режиме прямой передачи энергии проводят ток два силовых ключа – диода, и статические потери в коммутаторе $P^{(F)}_{st(\text{АИН})}$ составят величину

$$P^{(F)}_{st\,(АИН)}=n\cdot I_{(АИН)}\cdot V_{F\,(АИН)}=2\cdot I_{(АИН)}\cdot V_{F(АИН)} \tag{9}$$

где n=2 – число одновременно проводящих ток $I_{(\text{АИН})}$ диодов.

В режиме передачи энергии в обратном направлении ток $I_{(\text{АИН})}$ одновременно проводят k=2 IGBT транзистора, и величина статических потерь $P^{(R)}_{st(\text{АИН})}$ в этом режиме будет составлять

$$P^{(R)}_{st\,(АИН)}=k\cdot I_{(АИН)}\cdot V_{CEsat\,(АИН)}=2\cdot I_{(АИН)}\cdot V_{CEsat(АИН)} \tag{10}$$

Для силового коммутатора АИТ для схемы варианта 1 как при прямом, так и при обратном направлении передачи энергии одновременно проводят ток n=4 диода и k=2 IGBT транзистора, и величина статических потерь $P^{(F)}_{st(\text{АИТ})}(1)=P^{(R)}_{st(\text{АИТ})}(1)$ будет составлять

$$P^{(F)}_{st\,(АИТ)}(1)=P^{(R)}_{st\,(АИТ)}(1)=n\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F\,(АИТ)}+k\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat\,(АИТ)}=4\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F\,(АИТ)}+2\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat(АИТ)} \tag{11}$$

Для силового коммутатора АИТ для схемы варианта 2 при прямом направлении передачи энергии, одновременно проводят ток n=2 диода и k=3 IGBT транзистора, а при обратном n=3 – диода и k=1 IGBT транзистор и величина статических потерь $P^{(F)}_{st(\text{АИТ})}(2)$ и $P^{(R)}_{st(\text{АИТ})}(2)$ будет составлять соответственно

$$P^{(F)}_{st\,(АИТ)}(2)=n\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F(АИТ)}+k\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat(АИТ)}=2\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F\,(АИТ)}+3\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat\,(АИТ)} \tag{12}$$

и

$$P^{(R)}_{st\,(АИТ)}(2)=n\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F(АИТ)}+k\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat(АИТ)}=4\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F\,(АИТ)}+1\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat(АИТ)} \tag{13}$$

Для силового коммутатора АИТ для схемы варианта 3 как при прямом, так и при обратном направлении передачи энергии одновременно проводят ток n=2 диода и k=2 IGBT транзистора, и величина статических потерь $P^{(F)}{}_{st(АИТ)}(3)=P^{(R)}{}_{st(АИТ)}(3)$ будет составлять

$$P^{(F)}_{st(АИТ)}(3)=P^{(R)}_{st(АИТ)}(3)=n\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F(АИТ)}+k\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat(АИТ)}=2\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F(АИТ)}+2\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat(АИТ)} \quad (14)$$

Наконец, для силового коммутатора АИТ для схемы варианта 4 при прямом направлении передачи энергии, одновременно проводят ток n=1 диода и k=3 IGBT транзистора, а при обратном n=3 – диода и k=1 IGBT транзистор и величина статических потерь $P^{(F)}{}_{st(АИТ)}(4)$ и $P^{(R)}{}_{st(АИТ)}(4)$ будет составлять соответственно

$$P^{(F)}_{st(АИТ)}(4)=n\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F(АИТ)}+k\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat(АИТ)}=1\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F(АИТ)}+3\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat(АИТ)} \quad (15)$$

и

$$P^{(R)}_{st(АИТ)}(4)=n\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F(АИТ)}+k\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat(АИТ)}=3\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{F(АИТ)}+1\cdot I_{(АИТ)}\cdot V_{CEsat(АИТ)} \quad (16)$$

Поскольку величина мгновенного тока, протекающего через ключи коммутатора АИТ во всех четырех сравниваемых вариантах принята одинаковой и составляет $I_{(АИТ)}$, величина статических потерь в ключах будет пропорциональна сумме падений напряжений на одновременно включенных приборах. Эти падения составят для соответствующих схем такие величины для прямого и обратного направлений:

$$\begin{aligned}
&V^{(F)}_{st(АИТ)}(1)=V^{(R)}_{st(АИТ)}(1)=4\cdot V_{F(АИТ)}+2\cdot V_{CEsat(АИТ)}; && V^{(F)}_{st(АИТ)}(2)=2\cdot V_{F(АИТ)}+3\cdot V_{CEsat(АИТ)};\\
&V^{(R)}_{st(АИТ)}(2)=4\cdot V_{F(АИТ)}+1\cdot V_{CEsat(АИТ)}; && V^{(F)}_{st(АИТ)}(3)=V^{(R)}_{st(АИТ)}(3)=2\cdot V_{F(АИТ)}+2\cdot V_{CEsat(АИТ)};\\
&V^{(F)}_{st(АИТ)}(4)=1\cdot V_{F(АИТ)}+3\cdot V_{CEsat(АИТ)}; && V^{(R)}_{st(АИТ)}(4)=3\cdot V_{F(АИТ)}+1\cdot V_{CEsat(АИТ)}
\end{aligned} \quad (17)$$

Например, при использовании в качестве транзисторов приборов типа FZ250R65KE3 и в качестве диодов – приборов типа DD250S65K3 производства *Infineon* с предельными параметрами V_{CES} = 6500V, I_{cnom} = 250A (характеристики этих диодов совпадают с характеристиками обратных диодов IGBT модуля FZ250R65KE3), можно найти, что при величине протекающего через прибор тока, равного I_{cnom} , величины падений напряжений составляют: $V_{F(АИТ)}$ = 2,95 В, $V_{CEsat(АИТ)}$ = 3,7 В. Тогда величины соответствующих падений напряжений будут равны:

$$\begin{aligned}
&V^{(F)}_{st(АИТ)}(1)=V^{(R)}_{st(АИТ)}(1)=4\times 2{,}95+2\ \ 3{,}7=19{,}2\ \text{В}; && V^{(F)}_{st(АИТ)}(2)=2\ \ 2{,}95+3\ \ 3{,}7=17\ \text{В},\\
&V^{(R)}_{st(АИТ)}(2)=4\ \ 2{,}95+1\ \ 3{,}7=15{,}5\ \text{В}; && V^{(AV)}_{st(АИТ)}(2)=\left[V^{(F)}_{st(АИТ)}(2)+V^{(R)}_{st(АИТ)}(2)\right]/2=16{,}25\ \text{В};\\
&V^{(F)}_{st(АИТ)}(3)=V^{(R)}_{st(АИТ)}(3)=2\ \ 2{,}95+2\ \ 3{,}7=13{,}3\ \text{В}; && V^{(F)}_{st(АИТ)}(4)=1\ \ 2{,}95+3\ \ 3{,}7=14{,}05\ \text{В};\\
&V^{(R)}_{st(АИТ)}(2)=3\ \ 2{,}95+1\ \ 3{,}7=12{,}55\ \text{В}; && V^{(AV)}_{st(АИТ)}(4)=\left[V^{(F)}_{st(АИТ)}(4)+V^{(R)}_{st(АИТ)}(4)\right]/2=13{,}3\ \text{В}.
\end{aligned} \quad (18)$$

где $V^{(AV)}{}_{st(АИТ)}(2)$, $V^{(AV)}{}_{st(АИТ)}(4)$ – средние напряжения для режимов прямого и обратного направлений передачи энергии для второго и четвертого вариантов схем соответственно.

Видно, что варианты 1 и 2 заметно уступают вариантам 3 и 4 в смысле величин суммарных падений напряжений на одновременно проводящих ток ключах. Если принять за единицу максимальное значение суммарного падения на ключах для схемы варианта 1 (19,2 В), то для варианта 2 суммарное падение (среднее значение) составит относительную величину 0,846, а для вариантов 3, 4 – относительную величину 0,693.

Варианты 3 и 4 в вышеуказанном смысле близки между собой. Однако вариант 4 отличается меньшим количеством управляемых ключей и драйверов (6 вместо 8) и, следовательно, меньшей стоимостью комплекта силовых ключей.

В Таблице 1 представлены некоторые характеристики рассмотренных схем – общее число транзисторов и диодов силовых коммутаторов звена АИТ, число одновременно проводящих ключей для двух направлений передачи энергии, суммарное падение напряжения на одновременно проводящих ток ключах в обоих режимах, а также среднее значение этих падений напряжений (для случая, если время работы в одном режиме примерно равно времени работы во втором). Представлены также относительные значения суммарного падения напряжения, а также дана оценка стоимости вентильных комплектов (на конец апреля 2017 г.), с учетом оценки стоимости вентильного комплекта АИН. Видно, что с учетом стоимостных показателей наиболее эффективная схема - это схема с силовым коммутатором в звене АИТ с четырехквадрантным ключом в диагонали на основе двух встречно-последовательно соединенных IGBT с обратными диодами. Аналогичные выводы о наиболее эффективной схеме могут быть получены и для преобразователей с приборами и других производителей.

Таблица 1 – Сравнение показателей схем согласно вариантам 1 – 4.

№ схемы	Количество ключей		Одновременно проводят, количество				Суммарное падение, В			Относительное суммарное падение	Оценочная стоимость	
	VD	VT	Прямая передача		Обратная передача		Прямая передача	Обратная передача	Среднее значение		USD	Относительная
			VD	VT	VD	VT						
1	16	4	4	2	4	2	19,2	19,2	19,2	1,0	16000	1,0
2	4	5	2	3	4	1	17	15,5	16,25	0,846	10000	0,6
3	–	8	2	2	2	2	13,3	13,3	13,3	0,693	10000	0,6
4	–	6	1	3	3	1	14,05	12,55	13,3	0,693	8000	0,5

Список литературы: 1. *Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, and Yandong Sun*. Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. IEEE Transactions on Power Electronics, Year: 2014, Volume: 29, Issue: 8 Pages: 4091 - 4106. **2**. *В. Г. Сиченко, Є. М. Косарєв, П. В. Губський и др.* Дослідження режимів напруги в системі тягового електропостачання постійного струму/ Електрифікація транспорту, № 11. - 2016, с 61 - 70. **3.** *G. Ortiz, H. Uemura, D. Bortis, J. W. Kolar, O. Apeldoorn*. Modeling of Soft-Switching Losses of IGBTs in High-Power High-Efficiency Dual-Active-Bridge DC/DC Converters. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 60, No. 2, pp. 587-597, February 2013. **4.** P. A. M. Bezerra; F. Krismer; R. M. Burkart; J. W. Kolar. Bidirectional isolated non-resonant DAB DC-DC converter for ultra-wide input voltage range applications. 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition Year: 2014 Pages: 1038 - 1044, DOI: 10.1109/PEAC.2014.7038003. **5.** *D. Bandeira Jr., I. Barbi*. A T-Type Isolated Zero Voltage Switching DC–DC Converter With Capacitive Output. IEEE Transactions on Power Electronics, Year: 2017, Volume: 32, NO. 6, JUNE 2017 Pages: 4210 - 4218. **6.** *Гончаров Ю.П., Панасенко М.В., Семененко О.І., Хворост М.В.* Статичні перетворювачі тягового рухомого складу: Навч. Посібник/За ред. Ю.П.Гончарова. - Харків: НТУ «ХПІ», 2007. - 192 с. **7**. *Мелешин В.И., Овчинников Д.А.* Управление транзисторными преобразователями электроэнергии - М.: Техносфера, 2011.- 576 с. **8**. *Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R.W.;* "Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.1, pp.172-179, Jan. 2008. **9.** *Naayagi, R.T.; Shuttleworth, R.; Forsyth, A1*.; "Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT tum-off," 1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), 2011, pp.50-55, Jan. 2011. **10.** *Blinov, A.; Ivakhno, V.; Zamaruev and all* "Experimental Verification of DC/DC Converter with Full-Bridge Active Rectifier" /IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.5179-5184, 25-28 Oct. 2012. **11.** *A Mousavi, P. Das, and G. Moschopoulos.* "A Comparative Study of a New ZCS DC–DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter". IEEE transactions on power electronics, VOL. 27, NO. 3, MARCH 2012. p.p 1347 - 1358. **12.** *В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло и др.* О «критической» частоте преобразования двухзвенных преобразователей постоянного напряжения со звеном на основе инвертора тока / Електротехніка і електромеханіка – Харків: 2016. Спец. випуск №4(1) Том 1. с. 31-36. **13**. *Ивахно В.В., Замаруев В.В., Стысло Б.А*. О возможности снижения динамических потерь в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения с разделенной коммутацией/Проблеми сучасної електротехніки – 2014, XIII Міжнародна науково-технічна конференція, 2-6 червня, 2014 Київ, Україна : Технічна електродинаміка. Інститут електродинаміки Національної академії наук України № 4, 2014 (июль/август) С. 84 – 86. **14.** *Сокол Е. И., Гончаров Ю.П., Ивахно В.В., и др.* Использование разделенной коммутации в двухзвенных преобразователях постоянного напряжения для снижения динамических потерь силовых полупроводниковых ключей./ Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит = Energy saving. Power engineering. Energy audit. – 2014. – № 9. – Спец. вып. Т. 2 : Силовая электроника и энергоэффективность. – С. 55-69. **15**. *A. Chub, R. Kosenko, A. Blinov, V. Ivakhno, V. Zamaruiev, B. Styslo*. Full Soft-Switching Bidirectional Current-Fed DC-DC Converter/56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2015, pp.189-194, 14 Oct. 2015. **16.** *R. Kosenko, O. Husev and A. Chub*, "Full soft-switching high step-up current-fed DC-DC converters with reduced conduction losses." *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering*, Riga, 2015, pp. 170-175.

Bibliography (transliterated): 1. Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, and Yandong Sun. Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. IEEE Transactions on Power Electronics, Year: 2014, Volume: 29, Issue: 8 Pages: 4091 - 4106. **2**. *V. G. Sychenko, Y. M. Kosarev, P. V. Gubsky and all.* Doslidzhennya rezhimiv naprugi v sistemi tyagovogo elektropostachannya postiynogo strumu / Electrofocatsiya transportu, vol. 11. - 2016, p 61 - 70. **3.** *G. Ortiz, H. Uemura, D. Bortis, J. W. Kolar, O. Apeldoorn*. Modeling of Soft-Switching Losses of IGBTs in High-Power High-Efficiency Dual-Active-Bridge DC/DC Converters. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 60, No. 2, pp. 587-597, February 2013. **4.** P. A. M. Bezerra; F. Krismer; R. M. Burkart; J. W. Kolar. Bidirectional isolated non-resonant DAB DC-DC converter for ultra-wide input voltage range applications. 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition Year: 2014 Pages: 1038 - 1044, DOI: 10.1109/PEAC.2014.7038003. **5.** *D. Bandeira Jr., I. Barbi*. A T-Type Isolated Zero Voltage Switching DC–DC Converter With Capacitive Output. IEEE Transactions on Power Electronics, Year: 2017, Volume: 32, NO. 6, JUNE 2017 Pages: 4210 - 4218. **6.** *Honcharov Y.P., Panasenko M.V., Semenenko O.I., Hvorost M.V.* Statichni peretvoryuvachi tyagovogo ruhomogo skladu: Navch. posibnyk/Za red. Y.P. Honcharova. - Харків: NTU «KhPI», 2007. - 192 p. **7**. *Meleshyn V.I., Ovchinnikov D.A.* Upravlenie tranzistornyimi preobrazovatelyami elektroenergii - M.: Technosfera, 2011.- 576 p**.** **8**. *Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R.W.;* "Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.1, pp.172-179, Jan. 2008. **9.** *Naayagi, R.T.; Shuttleworth, R.; Forsyth, A1*.; "Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT tum-off," 1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), 2011, pp.50-55, Jan. 2011. **10.** *Blinov, A.; Ivakhno, V.; Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O.* "Experimental Verification of DC/DC Converter with Full-Bridge Active Rectifier" /IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , pp.5179-5184, 25-28 Oct. 2012. **11.** *A Mousavi, P. Das, and G. Moschopoulos.* "A Comparative Study of a New ZCS DC–DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter". IEEE transactions on power electronics, VOL. 27, NO. 3, MARCH 2012. p.p 1347 - 1358. **12.** V.V. Ivakhno, *V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo, A.S. Yasko.* O «kriticheskoy» chastote preobrazovaniya dvuhzvennyih preobrazovateley postoyannogo napryazheniya so zvenom na osnove invertora toka / Elektrotehnika i elektromehanika – Kharkiv: 2016. Spets. vipusk №4(1) Tom 1. p. 31-36. **13**. V.V. Ivakhno, *V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo* O vozmozhnosti snizheniya dinamicheskih poter v dvuhzvennom preobrazovatele postoyannogo napryazheniya s razdelennoy kommutatsiey / Problemy suchasnoi elektrotehniki – 2014, Kyiv, Ukraine: № 4, 2014 (July/August) p. 84 – 86. **14.** *Sokol Y.I., Honcharov Y.P.,* V.V. Ivakhno *and all* Using split switching in two-link DC-DC converters to reduce the dynamic loss of power semiconductor switches. / Energy-saving. Power engineering. Energy audit = Energy saving. Power engineering. Energy audit. – 2014. – № 9. – Spets. vyp. T. 2: Power Electronics and Energy Efficiency. – C. 55-69. **15**. *A. Chub, R. Kosenko, A. Blinov, V. Ivakhno, V. Zamaruiev, B. Styslo*. Full Soft-Switching Bidirectional Current-Fed DC-DC Converter/56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2015, pp.189-194, 14 Oct. 2015. **16.** *R. Kosenko, O. Husev and A. Chub*, "Full soft-switching high step-up current-fed DC-DC converters with reduced conduction losses," *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, Riga, 2015, pp. 170-175.

Поступила 23.06.2017

УДК 621.321

В. Г. СЫЧЕНКО, докт. техн. наук, проф., Днепровский национальный университет ж.-д. транспорта;
А. А. МАТУСЕВИЧ, докт. техн. наук., проректор Днепровский национальный ун-т ж.-д. транспорта;
А. В. РОГОЗА, студентка, Днепровский национальный университет ж.-д. транспорта;
М. Е. ПАВЛИЧЕНКО, ООО ДДК, Екатеринбург, Россия;
И. Л. ВАСИЛЬЕВ, УрГУПС, Екатеринбург, Россия;
Н. Н. ПУЛИН, и.о. нач. Службы электроснабжения рег. филиала «Львівська залізниця».

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ В ЭВОЛЮЦИОНИРУЮЩИХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Введение. Та конфигурация электроэнергетики, которую мы сейчас имеем, сложилась исторически. Крупные генерирующие мощности с высоким коэффициентом полезного действия вытеснили маломощные источники энергии. За централизацию генерирующих мощностей пришлось заплатить сотнями километров линий электропередач (ЛЭП) и многоступенчатой трансформацией энергии с соответствующими потерями и снижением надежности. Эта система уязвима и повреждения могут распространяться на большие территории в зависимости от поврежденной ступени напряжения ЛЭП.

Однако, бесперебойное снабжение электроэнергией является важнейшей составляющей жизнеобеспечения современной среды обитания людей, эффективного функционирования общественного производства. Перерывы в электроснабжении по масштабам ущерба могут быть причислены к наиболее опасным видам бедствий, наносящим удар по национальной экономике и по благополучию людей. Поэтому основной целью функционирования электроэнергетической отрасли является надежное и экономичное снабжение потребителей электрической энергией требуемого качества.

Традиционно вопрос качества электроэнергии был, в основном, проблемой электрифицированного железнодорожного транспорта и крупных промышленных предприятий, но сегодня эта проблема касается всех потребителей, в том числе коммунальной инфраструктуры, населения, государственных учреждений.

Низкое качество электроэнергии может приводить к сокращению срока службы изоляции электрических машин и аппаратов, к ухудшению работы батарей конденсаторов, к сбоям в работе систем управления, релейной защиты, автоматики, телемеханики, связи и вычислительной техники. Кроме этого, появляются дополнительные активные потери в электрических машинах, трансформаторах и сетях, в некоторых случаях они могут составлять до 20% потребляемой мощности.

В последнее время появился ряд новых требований, которые определяют развитие электроэнергетики на ближайшее десятилетие. К их числу, в частности, относятся возросшие требования потребителей к качеству электроэнергии и надежности электроснабжения [1]. Особое место при этом имеет живучесть электроэнергетической системы (ЭЭС) как ее свойство противостоять возмущениям, не допуская их каскадного развития с массовыми нарушениями питания потребителей, и обеспечивать быстрое восстановление нормального или близкого к нему состояния системы. Обеспечение надежности ЭЭС достигается [2]:

– повышением надежности энергооборудования посредством использования достижений научно–технического прогресса в части новых, более прочных, химически стойких, огнестойких, жаропрочных, безопасных материалов и технологий, а также качественным изготовлением оборудования, узлов, конструкций на энергомашиностроительных предприятиях и монтажа строительными организациями;

– введением обоснованной технико–экономическими расчетами избыточности;

– выбором и внедрением эффективной системы технического обслуживания и ремонтов (СТОиР);

– рациональной организацией всех видов ремонтов, реконструкции и модернизации оборудования;

– применением всех видов диагностирования оборудования с целью оценки его текущего состояния, обнаружения дефектов и прогнозирования остаточного ресурса;

– применением эффективной системы тренажерной подготовки персонала на базе современных научно–эргономических подходов;

– использованием достижений научно–технического прогресса в области информационных технологий и новых технических средств управления, позволяющих совершить скачок в создании смарт–грид–систем с большой степенью самоуправляемости как в нормальных, так и аварийных режимах.

Сейчас появились новые технологии, существенно влияющие на обеспечение надежности ЭЭС. В первую очередь следует отметить:

– новое поколение коммутационной аппаратуры для всех классов напряжения с практически неограниченным ресурсом и КРУЭ, что позволяет пересмотреть задачи надежности подстанций, в т. ч. с упрощением схем распределительных устройств и повышением степени автоматизации производства оперативных переключений, реконфигурации электрической сети;

– стремительное развитие силовой электроники и новых материалов, что обуславливает новые возможности для применения дальних линий электропередачи постоянного тока, управляемых передач переменного тока,

© В.Г. Сыченко, А.А. Матусевич, А.В. Рогоза, М.Е. Павличенко, И.Л. Васильев, Н.Н. Пулин, 2017

в том числе в сочетании с электропередачами постоянного тока, и широкие перспективы обеспечения качественного регулирования напряжения в электрических сетях, радикального повышения управляемости, надежности и живучести ЭЭС;

– большой прогресс в области изоляции электрооборудования, за счет которой существенно повысилась надежность кабельных линий, а также расширилась область применения газоизолированного оборудования и др

Еще более существенные возможности открывает подготавливаемое к массовому производству второе поколение «высокотемпературных» сверхпроводников, способных работать при температурах вплоть до температуры жидкого азота, достижение которой в сотни раз более экономично, чем достижение гелиевого уровня температур. Оценки показывают, что после освоения «высокотемпературных» сверхпроводников стоимость такого провода будет сравнима со стоимостью резистивных проводов. Следует ожидать, что в ближайшие годы начнется освоение в тяговой и стационарной энергетике нового сверхпроводникового электротехнического оборудования, основанного на «высокотемпературной» сверхпроводимости, которое не только по физико–техническим показателям, но и коммерческим будет превосходить традиционное электрооборудование [3].

Чаще всего существующие системы электроснабжения эксплуатируются не в номинальных режимах, а электрооборудования и сети ЭЭС оказываются недогруженными или перегруженными. Это приводит к увеличению части потерь в трансформаторах и оборудовании, к снижению коэффициента мощности в системах электроснабжения. Причинами низкой энергоэффективности систем электроснабжения являются:

• техническая изношенность электрооборудования, которое отработало свой расчетный ресурс, что существенно снижает безопасность обслуживания узлов нагрузки и надежность всей системы электроснабжения;

• нерациональные режимы работы основного электрооборудования;

• устаревшие схемные решения питающих и распределительных сетей;

• значительные перетоки реактивной мощности в сетях;

• стабильная неравномерность суточных графиков нагрузок потребителей;

• существенные отклонения показателей качества электроэнергии от нормируемых.

Повышение эффективности функционирования ЭЭС может достигаться через снижение потерь электрической энергии в системе трансформации, распределения и преобразования (трансформаторы, распределительные сети, электродвижущий состав, системы внешнего и внутреннего освещения и т.д.), а также через оптимизацию режимов эксплуатации оборудования. Качество электроснабжения и условия использования энергии зависят от разных факторов, включая сопротивление электрических сетей, а также влияние некоторых видов оборудования и использования энергии на характеристики электроснабжения. В энергетических системах очень желательны стабильность напряжения, а также отсутствие искажений формы напряжения и тока.

На сегодня к основным критериям эффективности функционирования ЭЭС относят следующие:

– количество потребленной электрической энергии;

– потери электроэнергии в элементах систем электроснабжения;

– уровень напряжения;

– несимметрия и несинусоидальность напряжения;

– уровень высших гармоник.

Одним из главных векторов развития современной электроэнергетики является эволюционный переход от централизованной генерации электрической энергии к распределенным смарт–системам генерации, использующих возобновляемые источники энергии. Их применение увеличивает маневренность потоков энергии, что приводит к повышению качества электроснабжения в условиях неравномерных графиков потребления электрической энергии. Распределенные системы генерации и накопления электоэнергии позволяют снизить материалоемкость ЭЭС, увеличить её надежность и живучесть за счет резервной энергии, запасенной в накопителях.

Таким образом, возникает необходимость пересмотра существующей практики проектирования и выбора оборудования систем электроснабжения различных потребителей. В существующей проектной практике сечение проводов выбирается по длительно протекающему току, мощность трансформаторов рассчитывается по среднему значению мощности потребителя с учетом неравномерности потребления. В реальных условиях эксплуатации оборудование системы электроснабжения используется не на полную мощность, что приводит к снижению электроэнергоэффективности системы.

Система электроснабжения жилого дома. Рассмотрим, для примера [4], усредненный суточный график нагрузки на вводе в 62–квартирный дом с газовыми плитами (Рис. 1).

Как видно из графика, потребляемая мощность изменяется от 2 кВт до 15,5 кВт с максимумом нагрузки в вечернее время. Выбранные, в соответствии с нормативами, трансформатор и соответствующее сечение провода, в данном случае имеют избыточность и работают в номинальном режиме только в период максимума нагрузки. Если же выполнить выравнивание графика нагрузки, то можно сэкономить половину трансформаторной мощности и половину сечения проводов, то есть снизить материалоемкость системы электроснабжения и повысить ее эффективность.

Наиболее эффективно, на взгляд авторов, данную проблему могут решить накопители энергии, разрабатываемые и совершенствуемые в различных странах. Эти разработки становятся очень актуальными в связи с бурным развитием возобновляемых источников энергии. Накопитель позволяет запасать энергию ночью и днем, а вечером, в период пика потребления, отдавать мощность потребителям, не перегружая сеть.

На сегодня для маломощных систем электроснабжения применяются различные виды накопителей [5], обладающие различными техническими параметрами (таблица 1).

Известные типы аккумуляторов обладают рядом преимуществ и недостатков. Как правило, они либо очень тяжелы, либо дороги, либо имеют ограниченный диапазон рабочей температуры. Для кислотных и литий–ионных аккумуляторов плотность энергии находится в диапазоне 30÷100 Вт·ч/кг. Это можно считать приемлемым показателем, но число циклов заряд–разряд ограничено.

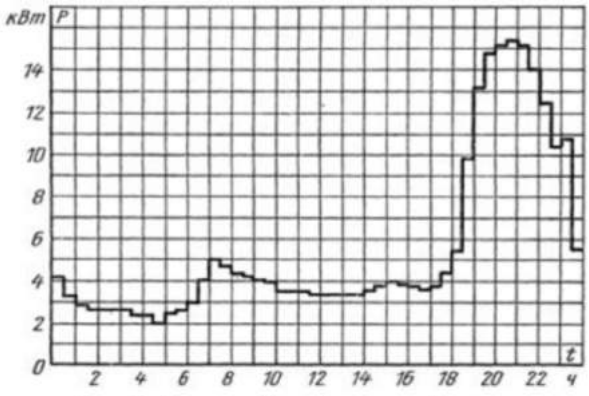


Рис. 1. Суточный график потребления мощности жилого дома

Для эффективного функционирования системы электроснабжения необходим накопитель, который бы имел высокий КПД цикла заряд–разряд, достаточное время хранения заряда, широкий диапазон рабочих температур, был недорог, безопасен в эксплуатации и в экологии. На сегодняшний день данным требованиям наилучшим образом отвечает накопитель энергии на основе принципа маховика. Считается, что маховик кольцевого типа способен накопить до 4 кВт·ч/кг, что более чем в 100 раз превышает плотность энергии для кислотного аккумулятора. Учитывая, что в маховике не используются дорогие материалы, можно считать, что стоимость накопителя будет не сильно превышать стоимость электродвигателя.

Применение таких накопителей очень разнообразно – их используют для сглаживания пусковых токов, для экономии ресурса аккумуляторов, можно накапливать энергию по низким тарифам и потреблять в другое время. Так же перспективно использование для систем оперативного управления электрических подстанций, вышек сотовой связи, систем автоблокировки и централизации, для пропуска тяжеловесных поездов и многое другое.

В настоящее время существует техническая возможность для создания нескольких типоразмеров накопителей в целях испытаний и проверки технологичности изготовления и безопасности. Оптимальным можно считать следующие параметры: емкость – 0,5 кВт·ч (столько энергии вырабатывает в среднем за день солнечная панель мощностью 100 Вт), выходное напряжение – 12 В (величина определяется стандартом напряжения на питание светодиодов и автомобильного оборудования), падение мощности – не более 20% за сутки, плотность энергии – не менее 0,03 кВт·ч/кг (плотность энергии кислотных аккумуляторов).

Маркетинговые исследования и практический опыт эксплуатации автономной энергосистемы с питанием от альтернативных источников энергии позволяют предположить, что наиболее востребованными параметрами устройства для накопления энергии на основе принципа супермаховика будут следующие: номинальное напряжение – 12 В постоянного тока, емкость накапливаемой энергии – от 0,1 до 0,5 кВт·ч, масса устройства – не более 20 кг. С учетом срока службы (20 лет против 5 лет у химических накопителей), коммерческий интерес данное устройство будет представлять при достижении параметра в 10 Вт на кг массы устройства. Это 0,25% от теоретической предельной емкости супермаховика. Работы над разработкой аналогичных устройств ведутся различными компаниями в разных странах мира.

Проводя оценочный графический расчет необходимой емкости накопителя для мощности, потребляемой в диапазоне значений от 8 до 15,5 кВт (рис. 1), получим значение 30 кВт·ч. Выбор оптимального места установки накопителей должен определяться техническими и экономическими расчетами, а также соображениями безопасности и надежности.

Система тягового электроснабжения.

Таблица 1. Плотность аккумулируемой энергии в различных устройствах и материалах

Устройство (материал)	Плотность энергии Квт·час / кг		КПД, %
	без учета КПД и массы двигателя	с учетом КПД	
Водород	38.0	20.0÷23.0	50÷60
Бензин	13.0÷14.0	3.25÷4.2	25÷30
Свинцово–кислотный аккумулятор	0.025÷0.04	0.02÷0.039	96÷98
Гидроёмкость	0.0003	0.0002	64
Стальной маховик	0.05	0.049	96÷98
Маховик из углеродного волокна	0.215÷0.5	0.21÷0.49	96÷98
Маховик из кварцевого стекла	0.9	0.88	96÷98
Кольцевой маховик	1.4÷4.17	1.36÷4.0	
Сжатый воздух	2 (на 1 м³)	0.6÷0.8	

Интеграция источников распределенной генерации (ИРГ) в систему тягового электроснабжения (СТЭ) требует разработки новых принципов проектирования, функционирования и управления режимами работы тягового электроснабжения [6]. Необходимость их разработки обусловлена следующими факторами: изменяется структура электрической системы, мощность генерации ИРГ определяется внешними факторами (в первую очередь интенсивностью солнечного излучения и ветрового потока) и мало зависит от режима работы электрической сети, к которой они подсоединены, установки ИРГ могут иметь колебательный или прерывистый характер генерации мощности, которая может привести к сильным колебаниям мощности в системе и влиять на режимы ее работы, большинство ИРГ подсоединены к сети с помощью силовых электронных преобразователей (инверторов), которые очень чувствительны к уровням напряжений. Отсюда, необходимо решать ряд вопросов: определение влияния ИРГ на стабильность работы тяговых подстанций, тяговых и других потребителей, которые присоединены к шинам тяговой подстанции с учетом допустимых режимов работы потребителей, разработка рекомендаций относительно особенностей

присоединения данного типа генерации к электрическим сетям железных дорог, функционирования устройств релейной защиты и автоматики, обеспечения необходимого уровня надежности электроснабжения потребителей с необходимыми качественными характеристиками, типа применяемого накопителя и места его установки.

Колебания токов, потребляемых электровозами в зонах питания тяговых подстанций (рис. 2), значительно влияют на изменение напряжения на токоприемниках электровозов, а также на шинах тяговых подстанций и в системе внешнего энергоснабжения. Уровень напряжения на токоприемниках электровозов зависит от изменения напряжений в первичной системе электроснабжения, схем питания электроподвижного состава (ЭПС), изменения числа поездов, которые одновременно находятся в зонах питания.

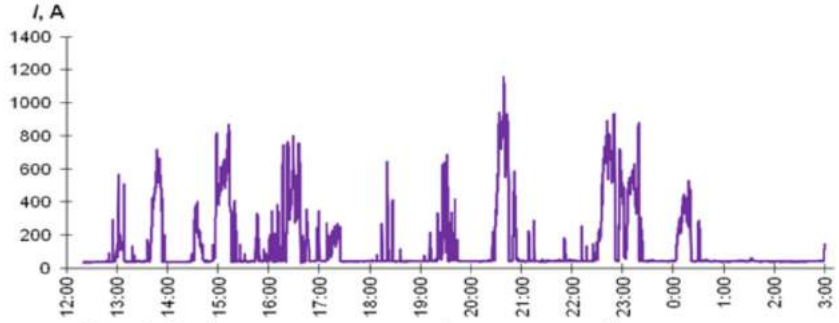


Рис. 2. График изменения тока фидера тяговой подстанции.

Необходимая мощность СТЭ зависит от многих факторов. Основные из них: масса поезда, скорость движения, основное сопротивление движения, интервалы между поездами, частота изменения режимов движения и разгона, возможность рекуперативного торможения, план и профиль пути, характеристики сети тягового электроснабжения. Современное состояние тягового электроснабжения постоянного тока характеризуется растущим дефицитом электрической энергии для обеспечения необходимого режима напряжения в тяговой сети при внедрении скоростного и высокоскоростного движения. Использование существующих средств усиления во многих случаях не обеспечивает необходимых энергетических показателей и является достаточно дорогим.

Растущий дефицит энергоресурсов ставит задачу исследовать возможность использования независимых источников электрической энергии для построения системы тягового электроснабжения распределенного типа. Можно считать, что на сегодняшний день схемотехника такой СТЭ отработана и предложенные варианты энергоэффективных систем тягового электроснабжения отвечают установленным критериям для внедрения высокоскоростного движения: обеспечивают поддержание необходимого уровня напряжения не ниже 2900 В, а также минимизируют потери мощности в тяговой сети [7-9].

Одним из вопросов, подлежащих решению в данных СТЭ и неисследованных до настоящего времени, есть обеспечение устойчивости системы по напряжению. Известно, что напряжение на токоприемниках электровозов при нормальной схеме питания межподстанционных зон изменяется в значительных пределах. При этом, чем большая мощность потребляется электровозом, тем больше пределы изменения. Оценка влияния устойчивости системы по напряжению имеет достаточно существенное значение на работу электроподвижного состава. Это определяется тем, что в ряде случаев резкие изменения напряжения могут повлечь чрезмерный рост тока двигателей и тяговых усилий. Особенно неприятные последствия могут при этом возникнуть в случаях работы электровоза в режиме рекуперативного торможения [10]. Точное решение поставленного вопроса чрезвычайно усложнено через сложность расчета нелинейных зависимостей, которые определяют режим работы ЭПС. При анализе устойчивости режимов по напряжению важно не только определить предельный режим и соответствующее ему критическое напряжение, но и исследовать, как именно влияют параметры системы тягового электроснабжения и режимы ее работы на величину критического напряжения. Именно такой анализ является основой для разработки эффективных мероприятий для предотвращения нарушений устойчивости по напряжению.

Наиболее часто улучшение режима напряжения выполняется за счет тривиальных малозатратных мероприятий, недостаточных при увеличении тяговых нагрузок, возникающих при увеличении скоростей движения. Из анализа приведенного ниже графика изменения напряжения на токоприемнике, полученного при проведении опытной поездки (рис. 3) следует, что его уровень, в основном, выше 3000 В, что соответствует установленным требованиям. Однако, при расчете коэффициентов запаса по напряжению получено, что система тягового электроснабжения соответствует условиям динамической устойчивости, так как значения коэффициента устойчивости не превышают 20% [11], а при расчете статической устойчивости участка имеет место превышение нормы, что предопределило необходимость проведения дополнительных расчетов.

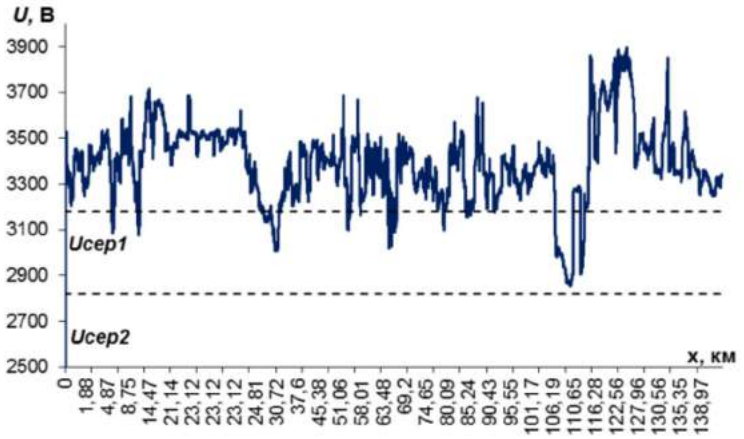


Рис. 3. Кривая напряжения на токоприемнике электровоза при движении на участке «П–Н».

Для более подробного анализа рассматривалась одна из подстанционных зон данного участка между подстанциями Ж и В длиной 23,4 км. Выбор дан-

ного участка был обусловлен наличием затяжного подъема. При проведении дополнительных вариантных расчетов было получено, что статическая устойчивость не удовлетворяет установленным требованиям от 23,49 до 42,2 км, при этом нарушение устойчивости имеет колебательный характер. Отсюда следует, что для обеспечения устойчивости СТЭ по напряжению следует или повышать напряжение на токоприемнике до длительно допустимого значения 3600 В [12] или применять несимметричную систему усиления тяговой сети.

Выводы.

1. Современные системы генерации, основанные на возобновляемых источниках энергии, находят все большее применение у потребителей различных категорий. По мере накопления опыта эксплуатации таких систем становится очевидно, что главная проблема состоит не в генерации электроэнергии, а в её накоплении.

2. Использование распределенной генерации в комплексе с накопителями энергии открывает новые горизонты развития энергетики. Возможно снижение сечения проводов, снижение мощности трансформаторных подстанций, или, наоборот, при тех же сечениях и мощностях передавать потребителю больший объем энергии без модернизации существующих сетей. Дополнительным преимуществом можно считать то, что при отсутствии внешнего электроснабжения система остается работоспособной определенный промежуток времени, что позволяет избежать отрицательных последствий.

3. Существенного улучшения режима напряжения в тяговой сети можно достичь использованием систем накопления электрической энергии, позволяющих уменьшить колебание потребляемой мощности и разнести во времени фазы накопления и отдачи электроэнергии, что позволит уменьшить диапазон изменения напряжения в тяговой сети и повысить экономические показатели функционирования СТЭ.

4. Исследование проблемы устойчивости по напряжению является фундаментом разработки технических мероприятий по планированию резервов мощности в системе тягового электроснабжения, направленных на повышение режимной безопасности в ней как сегодня, так и в ближайшей перспективе. Это позволит определить влияние запланированного расширения полигона скоростного движения, прогнозируемого роста нагрузки и запланировать изменения в структуре системы электроснабжения для обеспечения устойчивости перспективных режимов функционирования СТЭ.

6. Применяемые в настоящее время симметричные системы питания тяговой сети в некоторых случаях не обеспечивают устойчивой работы системы электроснабжения по напряжению.

Список литературы: 1. Овсейчук В. А., Жежеленко И. В. Экономически обоснованное нормирование надежности и качества электроснабжения потребителей в России./ В. А. Овсейчук, И. В. Жежеленко // Електрифікація транспорту. – 2015. - № 10. - С. 117-123. 2. Концепция обеспечения надёжности в электроэнергетике. / Н. И.Воропай, Г. Ф. Ковалёв, Ю. Н. Кучеров и др. – М.: ООО ИД «ЭНЕРГИЯ», 2013. - 212 с. 3. Бадер М. П. Концепция обновления и перспективы технического развития систем тягового электроснабжения./ М. П Бадер., В. Г. Сыченко // Технічна електродинаміка, Темат. вип. Силова електроніка та енергоефективність. – 2009. - Ч. 2. – С. 88-93. 4. Электронный ресурс. Режим доступа: http://electricalschool.info/main/elsnabg/1190-sutochnye-grafiki-nagruzki-zhilykh.html. 5. Электронный ресурс. Режим доступа: http://www.proatom.ru/modules.php?name=News&file=print&sid=811. 6. Сиченко В. Г. Інтеграція сонячних електростанцій у систему тягового електропостачання постійного струму / В. Г. Сиченко // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – 2015. – № 12 (1121). - С. 364-368. 7. Sychenko, Viktor. “Improving the quality of voltage in the system of traction power supply of direct current.” The archives of transport 35.3 (2015): 63-70. Print. 8. Косарєв Є. М. Розробка керованого підсилюючого пункту для розподіленої системи тягового електропостачання / Є. М. Косарєв, В. Г. Сиченко, А. М. Муха, К. О. Хань // Електротехніка та електромеханіка. – 2016. - № 4 (1). – С. 89 – 93. 9. Сиченко В. Г., Косарєв Є. М., Губський П. В. та ін. Дослідження режимів напруги в системі тягового електропостачання постійного струму / В. Г. Сиченко, Є. М. Косарєв, П. В. Губський, В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, Б. О. Стисло // Електрифікація транспорту. – 2016. - № 11. – С. 61-70. 10. Rojek, Artur. Traction power supply in 3 kV DC system. Warshawa: KOW media & marketing Sp. Z o.o., 2012. Print. 11. Стійкість енергосистем. Керівні вказівки : СОУ-Н МЕВ 40.1 – 00100227 –68: 2012.– Київ : ГРІФРЕ : Міненерговугілля України, 2012. – 35 с. 12. Аржанников Б.А. Тяговое электроснабжение постоянного тока скоростного и тяжеловесного движения поездов : монография/ Б.А. Аржанников. – Екатеринбург : Изд-во УрГУПС, 2012. – 207 с.

Bibliography (transliterated): 1. Ovseychuk, V. A. and Zhezhelenko, I. V. “Ekonomicheski obosnovannoe normirovanie nadezhnosti i kachestva elektrosnabzheniya potrebiteley v Rossii.” Elektrifikatsiya transportu 10 (2015): 117-123. Print. 2. Voropay, N. I., et al. Kontseptsiya obespecheniya nadezhnosti v elektroenergetike. Moscow: OOO ID «ENERGIYa», 2013. Print. 3. Bader, M. P. and Sychenko, V. G. “Kontseptsiya obnovleniya i perspektivy tekhnicheskogo razvitiya sistem tyagovogo elektrosnabzheniya.” Tekhnichna elektrodinamika, Temat. vip. Silova elektronika ta energoefektivnist' 2 (2009): 88-93. Print. 4. Web. 15 June 2017 <http://electricalschool.info/main/elsnabg/1190-sutochnye-grafiki-nagruzki-zhilykh.html>. 5. Web. 15 June 2017 <http://www.proatom.ru/modules.php?name=News&file=print&sid=811>. 6. Sichenko, V. G. “Integratsiya sonyachnikh elektrostantsiy u sistemu tyagovogo elektropostachannya postiynogo strumu”. Visnik Natsional'nogo tekhnichnogo universitetu «Kharkivs'kiy politekhnichniy institut» 12.1121 (2015): 364-368. Print. 7. Sychenko, Viktor. “Improving the quality of voltage in the system of traction power supply of direct current.” The archives of transport 35.3 (2015): 63-70. Print. 8. . Kosarєv, Є. M., et al. “Rozrobka kerovanogo pidsilyuyuchogo punktu dlya rozpodilenoї sistemi tyagovogo elektropostachannya.” Elektrotekhnika ta elektromekhanika 4.1 (2016): 89 – 93. Print. 9. Sichenko, V. G., et al. “Doslidzhennya rezhimiv naprugi v sistemi tyagovogo elektropostachannya postiynogo strumu.” Elektrifikatsiya transportu 11 (2016): 61-70. Print. 10. Rojek, Artur. Traction power supply in 3 kV DC system. Warshawa: KOW media &marketing Sp. Z o.o., 2012. Print. 11. Minenergovugillya Ukraïni. Stiykist' energosistem. Kerivni vkazivki : SOU-N MEV 40.1 – 00100227 –68: 2012. Kiïv: GRIFRE, 2012. Print. 12. Arzhannikov, B.A. Tyagovoe elektrosnabzhenie postoyannogo toka skorostnogo i tyazhelovesnogo dvizheniya poezdov. Ekaterinburg : Izd-vo UrGUPS, 2012. Print.

Поступила 03.07.2017

УДК 621.314

Г. Г. ЖЕМЕРОВ, докт. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
Д. В. ТУГАЙ, канд. техн. наук, доц., Харьковский национальный университет городского хозяйства.

ПЕРЕХОД ОТ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ К МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Введение. Объяснение природы реактивной мощности остается темой непрекращающихся дискуссий на протяжении 95 лет. На сегодняшний день существует множество концептуальных подходов, предлагающих свои определения понятию «реактивная мощность». Совокупность таких подходов, сформировавшихся в отдельные теории, объединяется общей теорией мощности, которая не дает однозначного представления ни о природе реактивной мощности ни о способе ее оценки в несинусоидальных и несимметричных режимах. Часть исследователей пошли по пути объяснения физической природы реактивной мощности [1, 2, 5, 6], другие сконцентрировали свои усилия на создании методов ее расчета для решения конкретных практических задач без предоставления каких либо терминологических трактовок [3, 4, 11, 12].

Объединяющим все теории фактором в представлении о реактивной мощности, является ее связь с нежелательными энергетическими процессами, вызывающими потери энергии в элементах системы электроснабжения (СЭ).

Многообразие методов расчета реактивной мощности можно разбить на две большие группы: интегральные[1, 3, 4, 10] и частотные [2, 5, 6, 7, 8, 9]. В табл. 1 представлены наиболее известные из них. Как было отмечено в работе [13] интегральные методы оценки реактивной мощности в основном носят формальные характер и зачастую неприемлемы для практического использования, а частотные методы могут быть использованы лишь в некоторых конкретных случаях и не подлежат распространению на общий случай. Кроме того, ни интегральные, ни частотные методы расчета реактивной мощности не позволяют определить мощность потерь в элементах электрических сетей.

Таблица 1 – Интегральные и частотные методы расчета реактивной мощности

Методы расчета реактивной мощности			
Интегральные		Частотные	
S. Fryze	$Q_F = U I_r = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)\,dt \cdot \frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)\,dt - \left(\frac{1}{T}\int_0^T u(t) i(t)\,dt\right)^2} = \sqrt{S^2 - P^2}$	C. Budeanu	$Q_B = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \sin\varphi_n = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n$
		D. Sharon	$Q_S = U\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 \sin^2\varphi_n}$
		Kusters-Moore	$Q_{KM} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} U_n I_n \sin\varphi_n \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2 / \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{n}}$
Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD)	$Q_{FBD} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_\Sigma^2 dt \cdot \frac{1}{T}\int_0^T i_\Sigma^2 dt - \left(\frac{1}{T}\int_0^T u_* i^T dt\right)^2}$	Czarnecki L.	$Q_C^2 = U^2 I_r^2 = U^2 \sum_{n=1}^{\infty} B_n^2 U_n^2 = U^2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 \sin^2\varphi_n$
О.А.Маевский	$Q_M = \frac{1}{2\pi}\oint u\,di = -\frac{\pi}{2}\oint i\,du = -\frac{\pi}{4}\int_0^T \frac{dr(t)}{dt} i^2 dt$	Shepherd W. Zakikhani P.	$Q_{SZ} = \sum_{n=1}^{\infty} n U_n I_n \sin\varphi_n$

Определенный сдвиг в развитии представлений о реактивной мощности произошел в результате появления современной теории мгновенной активной и реактивной мощности [11, 12]. Согласно современной теории мощности мгновенная реактивная мощность равна модулю вектора мгновенной реактивной мощности, вычисляемому через векторное произведение обобщенных пространственных векторов напряжения $\vec{u}_S$ и тока $\vec{i}_S$ трехфазной системы [14]

$$q = |\vec{q}| = |\vec{u}_S \times \vec{i}_S| = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{vmatrix} u_{sb} & u_{sc} \\ i_{sb} & i_{sc} \end{vmatrix} . \begin{vmatrix} u_{sc} & u_{sa} \\ i_{sc} & i_{sa} \end{vmatrix} . \begin{vmatrix} u_{sa} & u_{sb} \\ i_{sa} & i_{sb} \end{vmatrix} \end{bmatrix}^T , \quad (1)$$

где $\vec{u}_s = \vec{i} \cdot u_{sa} + \vec{j} \cdot u_{sb} + \vec{k} \cdot u_{sc}$, $\vec{i}_s = \vec{i} \cdot i_{sa} + \vec{j} \cdot i_{sb} + \vec{k} \cdot i_{sc}$, u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}, i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} – соответственно мгновенные фазные напряжения и токи трехфазной СЭ (см. рис. 1); $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ – орты по осям a, b, c декартовой системы координат.

Соотношение (1) удовлетворяет условиям расчета реактивной мощности для любых, в том числе, несинусоидальных, режимов и позволяет осуществить переход от реактивной мощности к мощности потерь [14].

Целью статьи является установление однозначной связи между реактивной мощностью и потерями энергии для любого режима работы трехфазной системы электроснабжения в контексте развития положений современной теории мгновенной активной и реактивной мощностей.

Причины появления расчетной реактивной мощности трехфазной СЭ. Традиционно реактивная мощность ассоциировалась с колебаниями энергии электромагнитного поля – энергетическим процессом обмена

© Г.Г. Жемеров, Д.В. Тугай, 2017

энергией между реактивными элементами цепи и источником энергии. В синусоидальных режимах такой процесс сопровождается наличием сдвига между кривыми мгновенных напряжений и токов. В нелинейных цепях при активном характере нагрузки также возможно появления угла сдвига между основными гармониками напряжения и тока, что свидетельствует о наличие реактивной мощности. В трехфазных несимметричных системах с резистивными нагрузками реактивная мощность может возникать даже в синусоидальных режимах. Подобные примеры порождают противоречия в объяснении физической природы реактивной мощности и провоцируют многих исследователей отказаться от использования термина «реактивная мощность», заменив его нейтральным термином «неактивная мощность».

Чтобы получить общее представление о причинах возникновения расчетной реактивной мощности, рассмотрим упрощенную эквивалентную схему трехфазной системы электроснабжения, представленную на рис. 1.

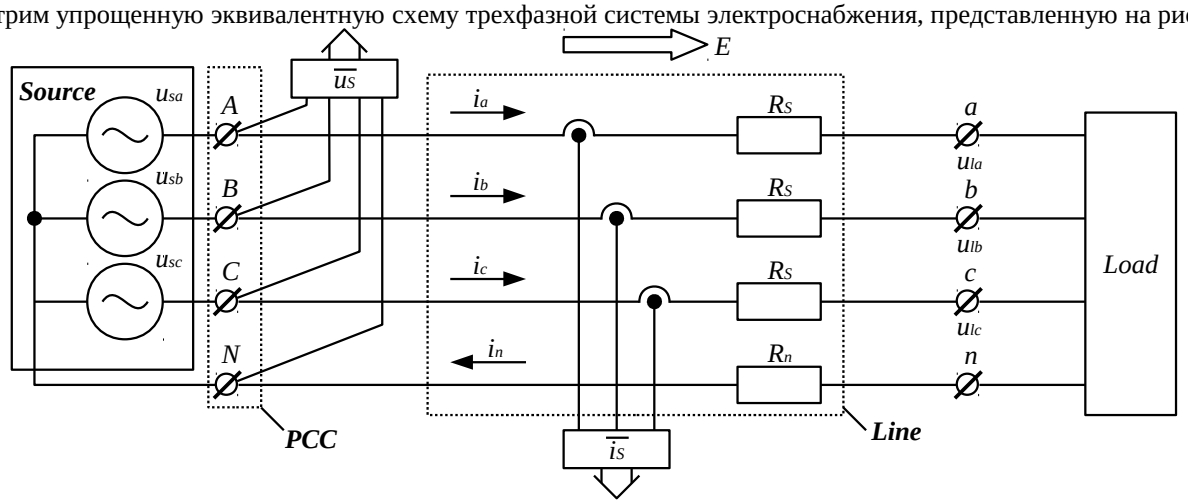


Рис. 1. Эквивалентная схема трехфазной СЭ

Схема состоит из трех элементов: трехфазного источника (Source), нагрузки (Load) и четырехпроводной питающей линии с активным сопротивлением линейных проводов R_s, соединяющей источник с нагрузкой, и активного сопротивления нулевого провода R_n. Напряжения источника могут быть как синусоидальными так и несинусоидальными, как симметричными так и несимметричными. Нагрузка может быть как линейной (активной, активно-реактивной) так и нелинейной (НЛ), как симметричной так и несимметричной. Будем рассматривать квазиустановившийся режим работы эквивалентной схемы трехфазной СЭ при однонаправленном потоке энергии из источника в нагрузку. Для анализа электромагнитных процессов выберем период повторяемости (T), равный периоду повторяемости напряжения источника.

В соответствии с положениями современной теории мощности появление расчетной реактивной мощности трехфазной СЭ связано с наличием угла сдвига между обобщенными пространственными векторами тока и напряжения

$$\varphi = \arccos\left(\frac{u_{sa}}{|\vec{u}_s|}\cdot\frac{i_{sa}}{|\vec{i}_s|}+\frac{u_{sb}}{|\vec{u}_s|}\cdot\frac{i_{sb}}{|\vec{i}_s|}+\frac{u_{sc}}{|\vec{u}_s|}\cdot\frac{i_{sc}}{|\vec{i}_s|}\right)\neq 0\ . \qquad (2)$$

При соблюдении этого условия в СЭ возникает мгновенная реактивная мощность, которую можно рассчитать по соотношению (1), используя информацию, получаемую от датчиков напряжения, установленных на зажимах трехфазного источника и датчиков тока линии (см. рис. 1). Размещение датчиков напряжения в начале питающей линии позволит избежать методической ошибки расчета реактивной мощности, связанной с протеканием реактивных токов.

Кроме мгновенной реактивной мощности дополнительным фактором, влияющим на возникновение потерь энергии, являются пульсации мгновенной активной мощности, появление которых связано как с асимметрией фазных напряжений и нагрузок, так и с наличием высших гармонических составляющих в кривых напряжений и токов трехфазной системы. Переменная составляющая мгновенной активной мощности может быть рассчитана с использованием скалярного произведения обобщенных пространственных векторов напряжения и тока

$$p_{puls} = p - P = |\vec{u}_S|\cdot|\vec{i}_S|\cdot\cos\varphi - \frac{1}{T}\int_{t}^{t+T}|\vec{u}_S|\cdot|\vec{i}_S|\cdot\cos\varphi\,dt\ . \qquad (3)$$

Matlab-модель эквивалентной схемы трехфазной СЭ. Для анализа энергетических процессов в разных режимах работы трехфазной СЭ разработана компьютерная Matlab-модель эквивалентной схемы трехфазной СЭ с параллельным силовым активным фильтром (САФ), представленная на рис. 2.

Модель состоит из блоков пяти типов:

1. Блоки силовой схемы: регулируемые источники напряжения (Ua, Ub, Uc); нерегулируемые источники напряжения (Usa, Usb, Usc); симметричная резистивная нагрузка (Rla, Rlb, Rlc); регулируемые источники тока (Ja, Jb, Jc); активные сопротивления четырехпроводной линии (Ra, Rb, Rc, Rn); силовой активный фильтр, выполненный на основе регулируемых источников тока (SAF).

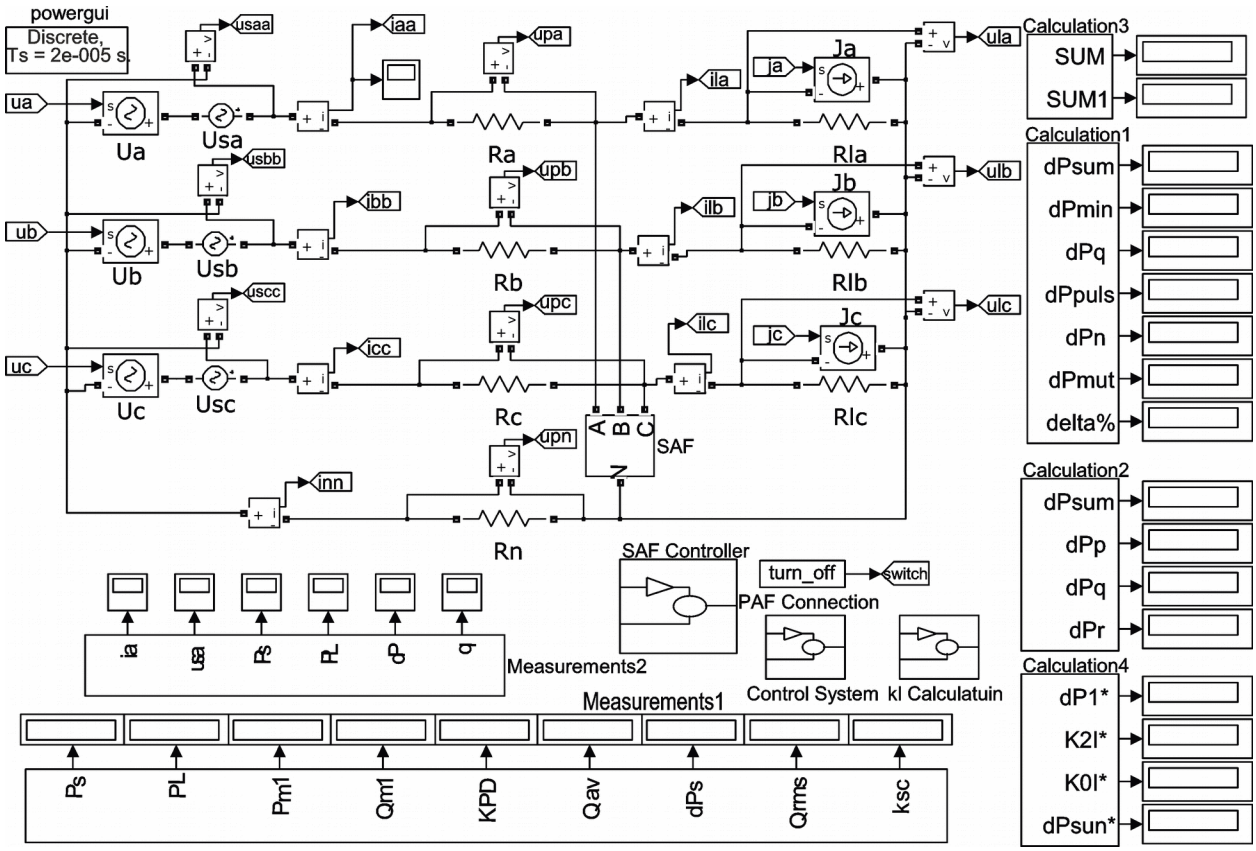


Рис. 2. Matlab-модель для исследования режимов работы эквивалентной схемы трехфазной СЭ

2. Датчики тока и напряжения.

3. Подсистемы обработки измерительной информации (Calculation 1 – Calculation 4).

4. Подсистемы управления и контроля состояния СЭ: система управления САФ (SAF Controller), подсистема задания сигналов управления трехфазным источником тока и трехфазным источником несинусоидальных напряжений (Control System), подсистема расчета коэффициента корректировки (kl Calculation), блок подключения САФ (PAF Connection).

5. Виртуальные измерительные приборы.

В табл. 2 представлены кривые мгновенной реактивной мощности, соответствующие возможным сочетаниям характеристик и режимов работы трехфазного источника и нагрузки, полученные с помощью имитационной модели для трехфазной трехпроводной СЭ с однонаправленным потоком энергии в линии.

Таблица дает наглядное представление о том, что мгновенная реактивная мощность будет отсутствовать в трехфазной СЭ только в симметричном режиме с чисто резистивной нагрузкой. В симметричном режиме трехфазной СЭ с активно-реактивной нагрузкой в кривой мгновенной реактивной мощности отсутствует переменная составляющая. Во всех остальных режимах мгновенная реактивная мощность меняется по периодическому закону, а значит, появляется возможность перехода от мгновенных к интегральным значениям.

В работе [15] была предложена расчетная формула для представления суммарной мощности потерь через сумму составляющих мощности потерь, обусловленных особенностями электромагнитных процессов, происходящих в трехфазной СЭ

$$\Delta P_{\Sigma *} = \Delta P_{min*} + \Delta P_{Q*} + \Delta P_{puls*} + \Delta P_{n*} + \Delta P_{mut*}\big|_{P_{usf}=const}, \quad (4)$$

где

$$\Delta P_{min*} = \frac{\Delta P_{min}}{P_{usf}} = \left(\frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{k_{sc}}}\right) \Big/ \left(\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{k_{sc}}}\right) - \quad (5)$$

относительная, в долях средней полезной мощности нагрузки P_{usf}, минимально возможная мощность потерь, соответствующая постоянной скорости передачи энергии из источника в нагрузку; $k_{sc} = P_{SC}/P_{usf}$, P_{SC} – мощность трехфазного резистивного короткого замыкания;

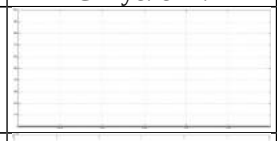
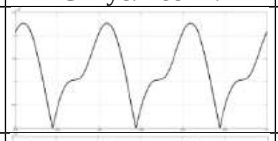
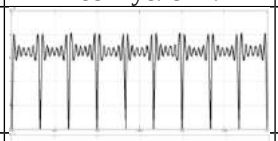
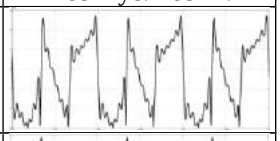
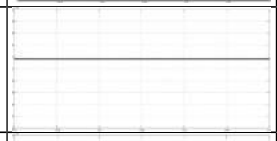
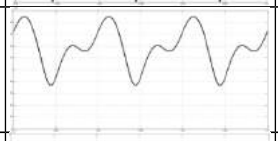
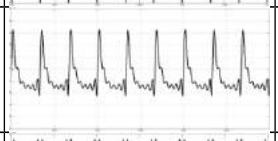
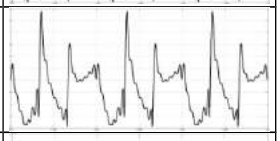
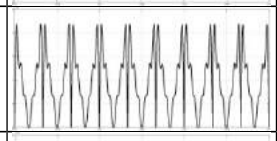
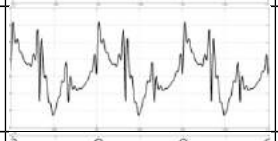
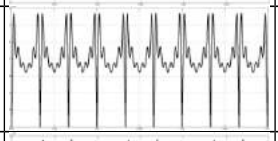
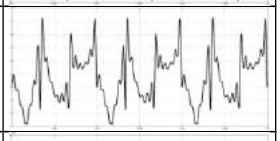
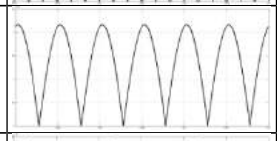
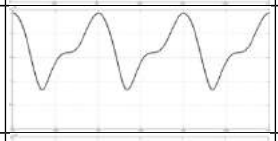
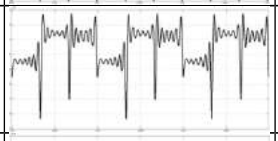
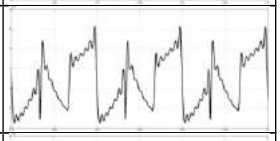
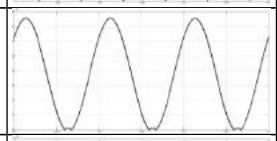
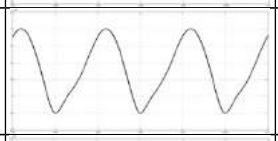
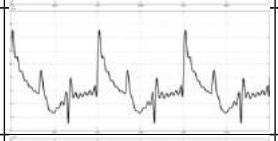
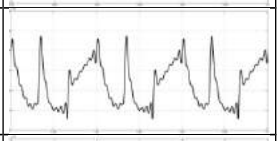
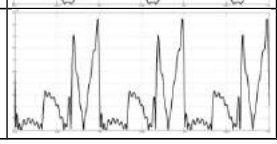
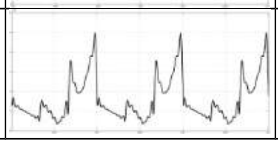
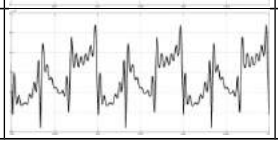
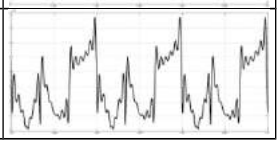
$$\Delta P_{Q*} = \frac{\Delta P_{min*}}{P_{usf}^2 \cdot T} \cdot \int_t^{t+T} |\vec{q}|^2 dt \; - \quad (6)$$

относительная мощность потерь, обусловленная мгновенной реактивной мощностью;

$$\Delta P_{puls*} = \Delta \frac{P_{min*}}{P_{usf}^2 \cdot T} \cdot \int_t^{t+T} p_{puls}^2 dt \; - \quad (7)$$

относительная мощность потерь, обусловленная пульсациями мгновенной активной мощности;

Таблица 2 – Кривые мгновенной реактивной мощности, соответствующие возможным сочетаниям характеристик и режимов работы трехфазного источника и нагрузки

Нагрузка		Источник			
		Синус. сим.	Синус. несим.	Несинус. сим.	Несинус. несим.
Симметричная	R				
	R-L				
	НЛ				
Несимметричная	R				
	R-L				
	НЛ				

$$\Delta P_{n*} = \frac{\Delta P_n}{P_{usf}} = \frac{R_n}{P_{usf} \cdot T} \int_t^{t+T} i_n^2 dt \ - \tag{8}$$

среднее за период повторяемости относительное значение мощности потерь в нулевом проводе четырехпроводной СЭ;

$$\Delta P_{mut*} = \Delta P_{n*} \cdot \left(\Delta P_{min*}^2 + 2 \cdot \Delta P_{min*} \right) \ - \tag{9}$$

относительная мощность потерь, обусловленная взаимным влиянием энергетических процессов, проходящих в линейных проводах и нулевом проводе трехфазной четырехпроводной СЭ; R_n – сопротивление нулевого провода; i_n – мгновенный ток нулевого провода.

Из соотношения (6) видно, что мощность потерь, обусловленная мгновенной реактивной мощностью, прямо пропорциональна квадрату среднеквадратического значения реактивной мощности, вычисленному в периоде повторяемости T. Однако разный характер появления реактивной мощности, описываемый вариантами табл. 2, не указывает на эквивалентность расчета по (6) для всех рассматриваемых случаев.

Наиболее простым способом доказательства однозначного соответствия между реактивной мощностью и мощностью потерь в любых режимах СЭ является компьютерное моделирование с использованием разработанной Matlab-модели (см. рис. 3). Для исключения влияния прочих причин возникновения потерь в трехфазной СЭ в модели задействован блок SAF, выполняющий роль идеального параллельного силового активного фильтра. Система управления SAF Controller выделяет составляющие мгновенной мощности и отфильтровывает мгновенную реактивную мощность. В результате суммарные потери в трехфазной СЭ складываются из двух составляющих: минимально возможной мощности потерь и мощности потерь, обусловленной реактивной мощностью, которые могут быть найдены из соотношений (5) и (6) соответственно.

Моделирование проводилось при следующих параметрах эквивалентной схемы: P_{usf} = const = 400.1 kW; U_m = 311.13 V, f_s = 50 Hz; R_s = 0.01815 Ω; R_{load} = 0.3256 Ω; k_{sc} = 20.

Результаты компьютерного моделирования представлены в табл. 3. В таблице приняты обозначения: $\Delta P_{1\Sigma*}$ – относительная суммарная мощность потерь, рассчитанная традиционным способом; $\Delta P_{2\Sigma*}$ – относительная суммарная мощность потерь, рассчитанная с использованием реактивной мощности. Сравнение результатов, представленных в табл. 3, позволяет сделать вывод, что значения мощности потерь от наличия в трехфазной СЭ реактивной мощности при неизменном значении средней активной мощности нагрузки одинаковы для разных режимов СЭ и разных способов возникновения реактивной мощности.

Выводы. 1. Современные теории мощности позволяют осуществить переход от мгновенной реактивной мощности к интегральной мощности потерь, оценивающей вклад реактивной мощности в общие потери в трехфазной СЭ. **2.** Разные причины появления расчетной реактивной мощности при одном и том же среднеквадра-

тическом ее значении приводят к равнозначным потерям энергии в трехфазной четырехпроводной СЭ при условии постоянства средней, вычисленной в периоде повторяемости, полезной активной мощности нагрузки. **3.** Согласно положениям современной теории мощности, реактивная мощность – это расчетная величина, определяющая скорость обмена энергией между элементами СЭ, отношение квадрата среднеквадратического значения которой к квадрату полезной активной мощности нагрузки, умноженное на минимально возможную мощность потерь равно одной из составляющих мощности потерь в трехфазной четырехпроводной СЭ.

Таблица 3 – Результаты компьютерного моделирования

k_{sc}	η	Q_{rms*}	ΔP_{min*}	ΔP_{Q*}	$\Delta P_{1\Sigma*}$	$\Delta P_{2\Sigma*}$
Симметричная R-L нагрузка						
20	0.943	0.2906	0.05574	0.004708	0.06046	0.06046
Асимметричная резистивная нагрузка						
20	0.943	0.2906	0.05574	0.004708	0.06046	0.06046
Асимметричная резистивная нагрузка (четырехпроводная СЭ)						
20	0.943	0.2906	0.05574	0.004708	0.06046	0.06046
Нелинейная симметричная нагрузка						
20	0.943	0.2906	0.05574	0.004708	0.06046	0.06046
Нелинейная симметричная нагрузка (четырехпроводная СЭ)						
20	0.943	0.2906	0.05574	0.004708	0.06046	0.06046
Асимметричная R-L нагрузка						
20	0.943	0.2906	0.05574	0.004708	0.06046	0.06046
Асимметричная R-L нагрузка (четырехпроводная СЭ)						
20	0.943	0.2906	0.05574	0.004708	0.06046	0.06046
Смешанная R-L и нелинейная нагрузка						
20	0.943	0.2906	0.05574	0.004708	0.06046	0.06046
Смешанная R-L и нелинейная нагрузка (четырехпроводная СЭ)						
20	0.943	0.2906	0.05574	0.004708	0.06046	0.06046

Список литературы: **1.** *Маевский О.А.* Энергетические показатели вентильных преобразователей / *О.А. Маевский*. – М.: Энергия, 1978. – 320 с. **2.** *Budeanu C.I.* Puissances réactives et fictives / *C.I. Budeanu* // Ins. Bucharest. Romaine de Energe. – 1927. **3.** *Fryze S.* Active and Apparent power in non-sinusoidal systems / *S. Fryze* // Przeglad Elektrot. – 1931. – No. 7. – P. 193-203. **4.** *Depenbrock M.* The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations / *M. Depenbrock* // IEEE Transactions on Power Systems. – 1993. – Vol. 8. – No. 2. – P. 381-387. **5.** *Czarnecki L. S.* Orthogonal decomposition of the currents in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuit with a nonsinusoidal voltage source / *L. S. Czarnecki* // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1988. – Vol. 37. – No. 1. – P. 30-34. **6.** *Czarnecki L. S.* Power theories of periodic non-sinusoidal systems / *L. S. Czarnecki* //Rozprawy Elektrotechniczne. – 1985. – Vol. 31. – No. 3-4. – P. 659-685. **7.** *Shepherd W.* Suggested definition of reactive power for nonsinusoidal systems / *W. Shepherd, P. Zakikhani* // Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. – IET, 1972. – Vol. 119. – No. 9. – P. 1361-1362. **8.** *Sharon D.* Reactive-power definitions and power-factor improvement in nonlinear systems / *D. Sharon* //Proceedings of the Institution of electrical Engineers. – IET, 1973. – Vol. 120. – No.6. – P. 704-706. **9.** *Kusters N. L.* On the definition of reactive power under non-sinusoidal conditions / *N. L. Kusters, W. J. M. Moore* // IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. – 1980. – No. 5. – P. 1845-1854. **10.** *Buchholz F*. Die drehstrom-scheinleistung bei ungleichmassiger belastung der drei zweige / *F. Buchholz* // Licht und Kraft. – 1922. – Vol. 2. – P. 9-11. **11.** *Akagi H.* Generalized theory of the instantaneous power in three phase circuits / *H. Akagi, Y. Kanazava, A. Nubae* // Int. Power Electronics Conf. Tokio. Japan. – 1983. – P.1375-1386. **12.** *Akagi H*. Instantaneous reactive power compensations comprising switching devices without energy storage components / *H. Akagi, Y. Kanazava, A. Nubae* // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 1984. – Vol. 20. – P. 625-630. **13.** *Жеженко И. В.* Современная концепция реактивной мощности / *И.В. Жеженко, Ю.Л. Саенко* // Вісник Приазовського державного технічного університету : зб. наукових праць / ПДТУ. – Маріуполь, 1995. – Вип. 1. – С. 192-197. **14.** *Жемеров Г.Г.* Зависимость дополнительных потерь в трехфазных системах электроснабжения от реактивной мощности и пульсаций мгновенной активной мощности / *Г.Г. Жемеров, Д.В. Тугай* // Технічна електродинаміка. – 2015. – №4. – С. 66-70. **15.** *Жемеров Г.Г.* Развитие современных теорий мощности трехфазных четырехпроводных систем электроснабжения с нелинейной нагрузкой / *Г.Г. Жемеров, Е.И. Сокол, Д.В. Тугай* // Електротехніка і електромеханіка. Спеціальний випуск до XXII Міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність». – 2016. – Т. І. – № 4(1). – С. 11-19.

Bibliography (transliterated): 1. Mayevskiy, O. A. *Energeticheskiye pokazateli ventil'nykh preobrazovateley*. Moskow: Energiya, 1978, 320. Print. **2.** Budeanu, C.I. “Puissances réactives et fictives” / *Ins. Bucharest. Romaine de Energe*, 1927. Print. **3.** Fryze, S. “Active and Apparent power in non-sinusoidal systems.” *Przeglad Elektrot*. No. 7. 1931. 193-203. Print. **4.** Depenbrock, M. “The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations.” *IEEE Transactions on Power Systems*. 8.2. 1993. 381-387. Print. **5.** Czarnecki, L. S. “Orthogonal decomposition of the currents in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuit with a nonsinusoidal voltage source.” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 37.1. 1988. 30-34. Print. **6.** Czarnecki, L. S. “Power theories of periodic non-sinusoidal systems.” *Rozprawy Elektrotechniczne*. 31.3-4. 1985. 659-685. Print. **7.** Shepherd, W., Zakikhani, P. “Suggested definition of reactive power for nonsinusoidal systems.” *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. 119.9. 1972. 1361-1362. Print. **8.** Sharon, D. “Reactive-power definitions and power-factor improvement in nonlinear systems.” *Proceedings of the Institution of electrical Engineers*. 120.6. 1973.704-706. Print. **9.** Kuster, N. L. “On the definition of reactive power under non-sinusoidal conditions.” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*. No. 5. 1980. 1845-1854. Print. **10.** Buchholz, F. “Die drehstrom-scheinleistung bei ungleichmassiger belastung der drei zweige.” *Licht und Kraft*. 2. 1922. 9-11. Print. **11.** Akagi, H., Kanazava, Y., and Nubae A. “Generalized theory of the instantaneous power in three phase circuits.” *Int. Power Electronics Conf. Tokio. Japan*. 1983. 1375-1386. Print. **12.** Akagi, H., Kanazava, Y., and Nubae A. “Instantaneous reactive power compensations comprising switching devices without energy storage components.” *IEEE Trans. Ind. Applicat*. 20. 1984. 625-630. Print. **13.** Zhezhelenko, I. V., Sayenko YU. L. “Sovremennaya kontseptsiya reaktivnoy moshchnosti.” *Visnyk Pryazovs'koho derzhavnoho tekhnichnoho universytetu : zb. naukovykh prats' / PDTU*. 1. 1995. 192-197. Print. **14.** Zhemerov, G.G., Tugay, D.V. “Zavysymost' dopolnytel'nykh poter' v trekhfaznykh systemakh élektrosnabzhenyya ot reaktyvnoy moshchnosty y pul'satsyy mhnovennoy aktyvnoy moshchnosty.” *Tekhnichna elektrodynamika*. No. 4. 2015. 66-70. Print. **15.** Zhemerov, G.G., Sokol, E.Y., and Tugay, D.V. “Razvytye sovremennykh teoryy moshchnosty trekhfaznykh chetyrekhprovodnykh system élektrosnabzhenyya s nelyneynoy nahruzkoy.” *Elektrotekhnika i elektromekhanika. Spetsial'nyy vypusk do KHKHII Mizhnarodnoyi naukovo-tekhnichnoyi konferentsiyi «Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist'»*. 1.4(1). (2016): 11-19. Print.

Поступила 30.05.2017

УДК 621.365.5

М. А. ЩЕРБА, канд. техн. наук, Институт электродинамики НАНУ, Киев.

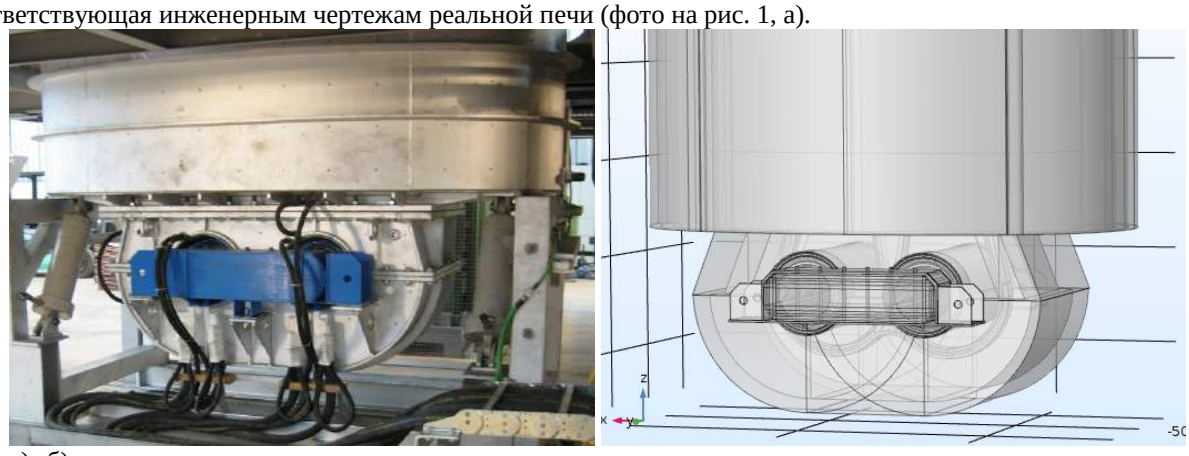
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ И ГРАДИЕНТА ТЕМПЕРАТУРЫ ПРИ ИНДУКЦИОННОЙ ПЛАВКЕ МЕДНОГО ШАБЛОНА С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ И СЛОЖНОЙ ТРЕХМЕРНОЙ ГЕОМЕТРИИ

Введение. При производстве кабелей и проводов электротехнического назначения с медной жилой необходимо обеспечить чрезвычайную чистоту ее материала (99,99% Cu) [1]. Таким высоким требованием удовлетворяет медная катанка, полученная в процессе литья из индукционных печей. Примером такой печи, является индукционная плавильно–раздаточной печь фирмы UPCAST [18] используемая на ПАТ «Завод «Южкабель» г. Харьков [1]. Совместные научные исследования Института Электродинамики НАН Украины и ПАТ «Завод «Южкабель» направлены на решение двух научно–технических задач: импортозамещение комплектующих печи при плановой замене ее футеровки и продление срока службы печи для предотвращения ее внеплановых остановок. Решение поставленных задач обеспечит значительную экономию денежных ресурсов, что особо актуально при повышении цен на энергоносители и внесет свой вклад в улучшение украинской экономики путем развития отечественной промышленности.

В научном плане решается взаимосвязанные электромагнитная и тепловая задачи индукционного нагрева и плавки меди, в которых учитывается сложная трехмерная геометрия индуктора печи, нелинейная зависимость удельной электропроводности меди от температуры, ферромагнитные свойств сердечника магнитопровода и массоперенос и температура воды при охлаждении медных шин индуктора и его корпуса. Решать подобные задачи ранее без принятия допущений или упрощения геометрии, как например в работах [6-10, 16], не представлялось возможным. Даже учитывая интенсивное развитие численных методов и появление мощных инженерных программных продуктов в настоящее время задачи расчета процессов в системах индукционного нагрева, являются задачами повышенной сложности, и поиск их решения связан с большими математическими трудностями (обеспечением устойчивой сходимости математического решателя).

Цель данной работы являлось проведение математического моделирования и анализа распределения электромагнитного и теплового полей в футерованном индукторе плавильно-раздаточной печи при долговременном нагреве и плавлении медного шаблона с учетом нелинейных свойств материалов и сложной трехмерной геометрии системы.

Для достижения поставленной цели наиболее подходящим является использование численного метода конечных элементов [11], который позволяет рассчитывать объекты практически произвольной геометрии; рассматривать объекты, состоящие из множества материалов с разными свойствами; оперировать разноразмерными элементами с измельчением сетки в областях интереса и ее укрупнением в областях малых градиентов. В программном пакете Comsol Multiphysics [11] была построена трехмерная модель (рис. 1, б), по всем размерам соответствующая инженерным чертежам реальной печи (фото на рис. 1, а).



а) б)

Рис. 1 а) – плавильно-раздаточной печь UPCAST на ПАТ «Завод «Южкабель»;
б) – её математическая модель в программном пакете Comsol Multiphysics.

Задача индукционного нагрева металла состоит из электромагнитной и тепловой подзадач с сильными взаимными связями [2, 13, 15]. Для расчета распределения электромагнитного поля и плотности токов решалась система уравнений Максвелла относительно векторного потенциала $\boldsymbol{A}$. Ферромагнитные свойства магнитопровода определялись согласно кривой намагничивания, а удельная электропроводность меди $\sigma(T)$ являлась функций температуры T и описывалась следующим выражением:

© М.А. Щерба, 2017

$$H = f(B)\frac{B}{B};\ \ \sigma(T) = \frac{1}{\rho_0(1+\alpha(T-T_{ref}))}. \qquad (1, 2)$$

где $\rho_0 = 1{,}72\cdot10^{-8}$ Ом·м − удельное электрическое сопротивление меди, $\alpha = 3{,}9\cdot10^{-8}$ K^{-1} − ее температурный коэффициент сопротивления, $T_{ref} = 273{,}15$ ºК − эталонная температура.

На клеммы шин подавалось синусоидальное напряжение частотой 50 Гц. Поскольку масштабы электромагнитных и тепловых процессов на временной оси существенно отличаются, то для решения взаимосвязанной задачи электромагнитная подзадача решается в частотной области в приближении синусоидальности расчетных функций, а тепловая подзадача − во временной. Использовалось амплитудное значение относительной магнитной проницаемости μ_r стали на основной гармонике, и применить метод комплексных амплитуд. Расчетное уравнение относительно векторного потенциала имеет вид:

$$rot\left[\frac{1}{\mu_0\mu_r}rot\,\dot{\boldsymbol{A}}\right] + j\omega\sigma(T)\dot{A} - \dot{J}_{ext} = 0. \qquad (3)$$

Для расчета распределения температурного поля в объеме шаблона, футеровке и корпусе индуктора решалось уравнение теплового баланса относительно температуры T [2]:

$$\rho C_p\frac{\partial T}{\partial t} - k\Delta T = Q_{eddy} + Q_{water}. \qquad (4)$$

где ρ, C_p , k − плотность, теплоемкость и теплопроводность материала, $Q = Q_{eddy} + Q_{water}$ − дополнительные источники тепла, включающие нагрев шаблона вихревыми токами Q_{eddy} и охлаждение шин и футеровки при протекания воды через трубки Q_{water}.

Отвод тепла от корпуса индуктора через окружающий воздух определялся согласно уравнению для конвективного отвода при заданном коэффициенте теплоотдачи h:

$$-k\frac{\partial T}{\partial n} = h(T - T_{ext}). \qquad (5)$$

где T_{ext} − температура окружающей среды.

Отвод тепла от медных шин и футеровки индуктора трубками с проточной водой определялся уравнением (6) с учетом теплоемкости воды, ее температуры и потока массы воды через сечение трубки в единицу времени:

$$Q_{water} = M_t\cdot C_p(T_{\text{in}} - T)/V. \qquad (6)$$

где M_t − расход воды в килограммах, проходящий через поперечное сечение трубки охлаждения в единицу времени, T_{in} − температура поступающей воды, V − внутренний объем трубок охлаждения.

Уравнения (3) и (4) дополнялись условиями Дирихле на границах расчетной области.

Мультифизическая связь между задачами расчета распределений электромагнитного и теплового полей реализуется благодаря использованию в качестве источника тепла в тепловой задаче вихревых токов, наведенных магнитным полем и определяемых при решении электромагнитной задачи:

$$Q_{eddy} = \dot{E}\cdot J^* = \omega^2\sigma(T)\dot{A}A^*. \qquad (7)$$

Окончательное уравнение для расчета температурного поля имеет вид:

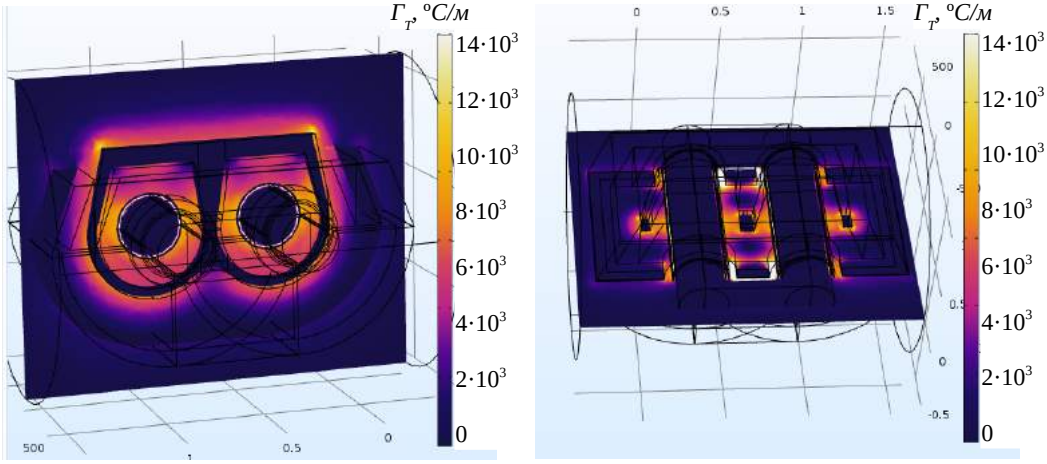
$$\rho C_p\frac{\partial T}{\partial t} - k\Delta T = \omega^2\sigma(T)\dot{A}A^* + \frac{M_t C_p(T_{\text{in}} - T)}{V}. \qquad (8)$$

Решения дифференциальных уравнений (3) и (8) находятся методом конечных элементов в программном пакете Comsol Multiphysics. Пространственная дискретизация расчетного объема проводилась сеткой тетраэдров, шестигранников, призм и пирамид на 200 000 конечных элементов. Дискретизация интервала времени 18 часов при первичном пуске индуктора нагреве и плавлении медного шаблона осуществлялась с помощью 216-ти точек на временной оси, т.е. на отрезки по 5 мин.

Результаты исследований. Моделировался процесс первичного пуска индуктора печи, при котором медный шаблон разогревается от 100 ºС, плавится и доводится до температуры 1230 ºС. Мощность источника питания регулируется от 14 до 80 кВт, а ток I_{ext} в шинах индуктора изменяется от 700 до 1050 А. Количество витков шин и режим питании индуктора подбирались таким образом, чтоб полученное распределение вихревых токов в шаблоне повышало его температуру не более чем на 20 ºС каждые 15 минут. По результатам математического моделирования определены значения величин магнитной индукции $\boldsymbol{B}$, плотности полного тока $\boldsymbol{J}_{total}$, температуры T и градиента температуры Γ_T. Основными характеристиками, позволяющими оценить текущее состояние и дающими возможность прогнозировать ресурс индукционной печи являются распределение в пространстве футеровки температуры T и градиента температуры Γ_T.

На рис. 2 для конечного момента нагрева t_{fin} = 18 ч показано распределение градиента температуры Γ_T в продольном и поперечном сечении индуктора. Тонированные соответствует шкале на рис. 2 справа.

Изменение величины градиента температуры Γ_T по линии сечения, проходящей через центр индуктора и шаблона для четырех моментов времени нагрева: t_1 = 15 мин., t_2 = 5 ч., t_3 = 11 ч. и t_4 = 17 ч. после пуска индуктора показано на рис. 3. Из-за высокой теплопроводности меди наблюдаются три “полочки” минимального градиента Γ_T в медном шаблоне. Максимальные градиенты наблюдаются в футеровке возле шаблона и для момента времени t_4 достигают значения 13000 ºС/м или 130 ºС/см. Также наблюдается рост значений Γ_T с увеличением времени нагрева. Большие градиенты температуры опасны растрескиванием спекшейся футеровки, утечками жидкого металла к корпусу индуктора, ухудшением технико-экономических характеристик печи и в дальнейшем ее полной непригодностью для работы.



а б

Рис. 2. Распределение градиента температуры Γ_T в а – продольном и б – поперечном сечении индуктора.

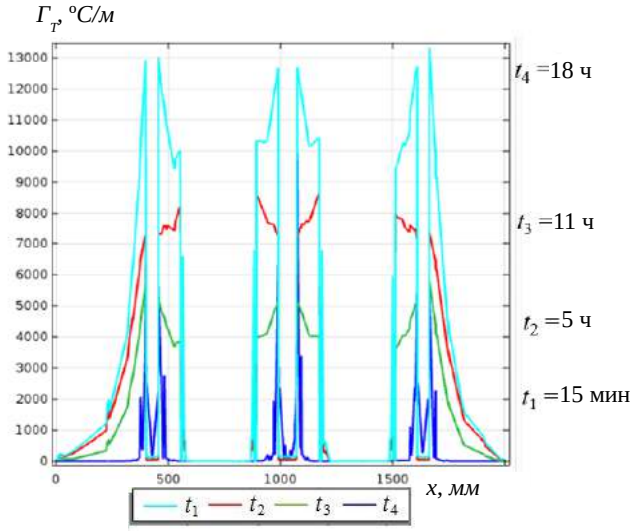


Рис. 3. Изменение градиента температуры Γ_T для четырех моментов времени нагрева.

Контроль изменения градиентов Γ_T во времени может быть критерием для корректировки технологических режимов нагрева меди и как следствие продления долговечности печи. Для этого целесообразно провести моделирование возможных аварийных ситуаций, связанных с утечками жидкой меди из канала индуктора в трещины футеровки. Сопоставление распределений изотерм в объеме индуктора в нормальном и различных аварийных режимах работы печи может служить для разработки системы диагностики ее работы.

Важным является создание программного продукта, который обрабатывая данные по распределению температуры на поверхности металла корпуса индуктора и воды в рубашках охлаждения, демонстрирует оператору распределение изотерм по объему футеровки и анализирует режим работы печи на наличие аварийных ситуаций и степени их опасности. Такая программа позволит моделировать и отслеживать недопустимые и аварийные режимы работы печи, оптимизировать режимы нагрева шаблона при первичном пуске индуктора, диагностировать микрообъемы повышенных температур и градиентов температур в футеровке печи.

Выводы. Разработана трехмерная математическая модель и выполнен анализ распределения электромагнитного и температурного полей в футерованном индукторе плавильно-раздаточной печи для плавки меди. Учитывая сложную трехмерную геометрию индуктора, зависимость удельной проводимости меди от температуры, ферромагнитные свойства магнитопровода и наличие водного охлаждения шин и корпуса индуктора, рассмотрен процесс непрерывного нагрева и плавления медного шаблона длительностью 18 часов.

При различной мощности индуктора и конфигурации его шин проведен сравнительный анализ распределения плотности вихревых токов в шаблоне. Определено оптимальное количество витков и нестационарный режим питании индуктора для достижения необходимого распределения вихревых токов. Выявлены локальные области наибольших градиентов температуры в футеровке индуктора и их изменение во времени.

Контроль распределения градиента температуры $Г_Т$ может служить критерием для диагностики работы печи и оценки ее ресурса. Сопоставляя данные измерения температуры в разных точках корпуса индуктора с изотермами на поверхности корпуса, полученными при моделировании, можно диагностировать состояние канала индуктора, прогнозировать возможные отклонения, связанные с утечками жидкого металла в трещины футеровки, и прогнозировать как дальнейший ресурс индуктора, так и необходимость его замены.

Список литературы: **1.** *Золотарев В.М.* Анализ электромагнитных процессов в индукционной канальной печи, используемой в кабельной промышленности / *Золотарев В.М., Белянин Р.В., Подольцев А.Д.* // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2016. – Вип. 44. – С. 110–115. **2.** *Щерба А.А.* Компьютерное моделирование электротепловых процессов и термомеханических напряжений при индукционном нагреве движущихся медных слитков / Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н., Ушаков В.И. // Техн. електродинаміка. – 2013. – № 2. – С. 10–18. **3.** *Щерба М.А.* Закономерности распределения электрического поля в диэлектрической среде при изменении размеров и формы проводящих включений // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 2. – С. 19–20. **4.** *Щерба М.А.* Особенности локальных усилений электрического поля проводящими включениями в нелинейной полимерной изоляции// Техн. електродинаміка. – 2015. – № 2. – С. 16–23. **5.** *Щерба М.А.* Распределение электрического поля и плотности тока возле водных включений полимерной изоляции высоковольтных кабелей с учетом ее нелинейных свойств / *Щерба М.А., Подольцев А.Д.* // Техн. електродинаміка. – 2016. – № 1. – С. 11–19. **6**. *Baake E.* Experimental and numerical investigations of the temperature field and melt flow in the induction furnace with cold crucible / *Baake E., Nacke B., Bernier F., Vogt M.* // Intern. J. for computation and mathematics in electrical and electronic engineering COMPEL, vol. 22(1), pp. 88-97, 2003. **7.** *Bay F.* A numerical model for induction heating processes coupling electro-magnetism and thermomechanics / *Bay F., Labbé V., Favennec Y.* // Intern. J. for Numerical Methods in Engineering, vol. 58(6), pp. 839-867, 2003. **8.** *Bermúdez A.* Numerical simulation of a thermo-electromagneto-hydrodynamic problem in an induction heating furnace / *Bermúdez A., Gómez D., Muñiz M.C., Salgado P., Vázquez R.* // Applied Numerical Mathematics, vol. 59(9), pp. 2082-2104, 2009. **9.** *Bermúdez A.* Transient numerical simulation of a thermoelectrical problem in cylindrical induction heating furnaces / *Bermúdez A., Gómez D., Muñiz M.C., Salgado P.* // Advances in computational mathematics, vol. 26(1-3), pp. 39-62, 2007. **10.** *Chaboudez C.* Numerical modeling in induction heating for axisymmetric geometries / *Chaboudez C., Clain S., Glardon R., Mari D.* // IEEE Trans. on Magnetics, vol. 33(1), 739–745, 1997. **11.** *Comsol Multiphysics*, https://www.comsol.com/., Comsol Inc., Burlington, MA, USA, 2017 **12.** *Ghojel J.I.* Computer simulation of the thermal regime of double-loop channel induction furnaces / *Ghojel J.I., Ibrahim R.N.* // J. of materials processing technology, vol. 153, 386-391, 2004. **13.** *Lucía O.* Induction heating technology and its applications: past developments, current technology, and future challenges / *Lucía O., Maussion P., Dede E.J.* // IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 61.5, pp. 2509-2520, 2014. **14.** *Rapoport E.* Optimal control of induction heating processes / *Rapoport E., Pleshivtseva Yu.* // CRC Press, 2006. **15.** *Rudnev V.* Handbook of induction heating / *Rudnev V., Loveless D., Cook R.L., Black M.* // CRC Press, 2002. **16.** *Ter Maten E.J.W.* Simulation of inductive heating / *Ter Maten E.J.W., Melissen J.B.M.* // IEEE Trans. on Magnetics, vol. 28.2, pp. 1287-1290, 1992. **17.** *Umbrashko A.* Modeling of the turbulent flow in induction furnaces / *Umbrashko A., Baake E., Nacke B., Jakovics A.* // Metallurgical and Materials Trans., vol. 37(5), pp. 831–838, 2006. **18.** *UPCAST*, http://www.upcast.com/, Finland

Bibliography (transliterated): **1.** Zolotarev V.M., Belyanin R.V., Podoltsev O.D. “Analysis of electromagnetic processes in the induction channel furnace used in the cable industry” *Pratsi Institutu Elektrodynamiky of the National Academy of Science of Ukraine*. – 2016. – Vol. 44. – Pp. 110–115. **2.** Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M., Ushakov V.I. “Computer modeling of electrothermal processes and thermomechanical stress at induction heating of moving copper ingots” *Technical electrodynamics*, vol. 2, pp. 10–18, 2013. **3.** M.A. Shcherba, “Patterns of the electric field distribution in a dielectric medium at changing of sizes and shapes of the conducting inclusions,” *Technical electrodynamics*, vol. 2, pp. 19–20, 2012. **4.** M.A. Shcherba, “The features of the local electric field amplifications by conducting inclusions in nonlinear polymer insulation,” *Technical electrodynamics*, vol. 2, pp. 16–23, 2015. **5.** M.A. Shcherba, A.D. Podoltsev, “Electric field and current density distribution near water inclusions of polymer insulation of high-voltage cables in view of its nonlinear properties,” *Technical electrodynamics*, vol. 1, pp. 11–19, 2016. **6**. Baake E., Nacke B., Bernier F., Vogt M. “Experimental and numerical investigations of the temperature field and melt flow in the induction furnace with cold crucible” *Intern. J. for computation and mathematics in electrical and electronic engineering COMPEL*, vol. 22(1), pp. 88-97, 2003. **7.** Bay F., Labbé V., Favennec Y. “A numerical model for induction heating processes coupling electro-magnetism and thermomechanics” *Intern. J. for Numerical Methods in Engineering*, vol. 58(6), pp. 839-867, 2003. **8.** *Bermúdez A., Gómez D., Muñiz M.C., Salgado P., Vázquez R.* “Numerical simulation of a thermo-electromagneto-hydrodynamic problem in an induction heating furnace” *Applied Numerical Mathematics*, vol. 59(9), pp. 2082-2104, 2009. **9.** *Bermúdez A, Gómez D., Muñiz M.C., Salgado P.* “Transient numerical simulation of a thermoelectrical problem in cylindrical induction heating furnaces” *Advances in computational mathematics*, vol. 26(1-3), pp. 39-62, 2007. **10.** *Chaboudez C., Clain S., Glardon R., Mari D.* “Numerical modeling in induction heating for axisymmetric geometries” IEEE Trans. on Magnetics, vol. 33(1), 739–745, 1997. **11.** Comsol Multiphysics, https://www.comsol.com/., Comsol Inc., Burlington, MA, USA, 2017 **12.** Ghojel J.I., Ibrahim R.N. “Computer simulation of the thermal regime of double-loop channel induction furnaces” *J. of materials processing technology*, vol. 153, 386-391, 2004. **13.** Lucía O., Maussion P., Dede E.J. “Induction heating technology and its applications: past developments, current technology, and future challenges” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61.5, pp. 2509-2520, 2014. **14.** Rapoport E., Pleshivtseva Yu. *Optimal control of induction heating processes* CRC Press, 2006. **15.** Rudnev V., Loveless D., Cook R.L., Black M. *Handbook of induction heating* CRC Press, 2002. **16.** Ter Maten E.J.W., Melissen J.B.M. “Simulation of inductive heating” *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 28.2, pp. 1287-1290, 1992. **17.** Umbrashko A., Baake E., Nacke B., Jakovics A. “Modeling of the turbulent flow in induction furnaces” *Metallurgical and Materials Trans*., vol. 37(5), pp. 831–838, 2006. **18.** UPCAST, http://www.upcast.com/, Finland.

Поступила 03.05.2017

УДК 621.382.33

A. WINTRICH, Dr.-Ing., SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH, Nurenberg, Germany;
U. NICOLAI, Dr.-Ing, SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH, Nurenberg, Germany;
А. И. КОЛПАКОВ, ст. техн. консультант, SEMIKRON Int. Ltd, St. Petersburg, Russia;
Т. В. МЫСАК, канд. техн. наук, с.н.с., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
С. И. ПОЛИЩУК, канд. техн. наук, с.н.с., Институт электродинамики НАНУ, Киев.

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ МОЩНЫХ IGBT

Введение. Оценка потерь мощности в силовых полупроводниковых ключах полупроводниковых преобразователей электроэнергии на этапе проектирования преобразовательных систем является важнейшей частью процесса создания таких систем. Потери мощности в ключах являются одним из главных показателей эффективности преобразовательных систем, который влияет на к.п.д. системы в целом, габариты и стоимость подсистем охлаждения ключей, надежность их работы, определяемую температурой полупроводниковых кристаллов (переходов) IGBT [1-3]. Частотные свойства и динамические характеристики IGBT во многом определяют выбор модуля для конкретных условий работы. В спецификациях силовых ключей параметры переключения приводятся для фиксированных режимов, определенных изготовителем. Внимательный анализ технической документации показывает, что разные производители используют отличающиеся условия нормирования. Более того, иногда они акцентированы недостаточно четко, в результате чего одинаковые по своим физическим характеристикам модули могут быть интерпретированы, как существенно отличающиеся по параметрам [4].

Для того чтобы грамотно выбрать силовой ключ, необходимо сравнить не только справочные данные, но и условия измерения, оценить их влияние на динамические свойства модуля в реальных режимах эксплуатации. При анализе в процессе моделирования применимы различные степени детализации (приближения) моделей компонентов к характеристикам реальных компонентов[5]. В этом смысле можно выделить, по крайней мере, два уровня приближения: верхний – менее детальный, и нижний – более детальный. Поэтому задача правильного сопоставления технических характеристик силовых ключей не только различных производителей, но и просто разных поколений мощных IGBT, не теряет своей актуальности.

Целью работы является уточнение методики, позволяющей учитывать не только основные, но и дополнительные факторы, влияющие на величину динамических потерь модулей IGBT, и используемой при сравнительном анализе приборов различных производителей и поколений чипов IGBT.

Материалы и результаты. Стандартные спецификации описывают динамические свойства IGBT и антипараллельных диодов (FWD) в виде таблиц данных и графиков [6, 7]. Рассмотрим динамические характеристики в технических спецификациях (datasheet) на примере мощных IGBT SEMIKRON.

Типовые значения времен переключения и энергии потерь в заданной рабочей точке указываются в разделе «Characteristics» (см. пример в табл. 1). В документации приводятся временные параметры IGBT: время задержки включения и выключения $t_{d(on)}/t_{d(off)}$, время нарастания t_r и спада t_f, а также энергия включения/выключения E_{on} и E_{off}. Для FWD указывается пиковое значение обратного тока I_{RRM}, заряд и энергия обратного восстановления Q_{rr} и E_{rr}.

Таблица 1. Динамические характеристики в спецификациях SEMIKRON

Characteristics				
Symbol	Conditions		Min . Typ. Max.	Unit
IGBT				
$t_{d(on)}$	V_{CC}=600 V	T_j=150^{0}C	220	ns
t_r	I_F=300 A	T_j=150^{0}C	44	ns
E_{on}	V_{GE}=±15 V	T_j=150^{0}C	27	mJ
$t_{d(off)}$	$R_{G\ on}$=1.5 Ohm	T_j=150^{0}C	520	ns
t_r	$R_{G\ off}$=1.5 Ohm	T_j=150^{0}C	117	nS
E_{off}	di/dt_{on}=6100 A/us di_{off}/dt=3000 A/us	T_j=150^{0}C	39	mJ
FWD Diode				
I_{RRM}	I_F=300 A	T_j=150^{0}C	345	A
Q_{rr}	di/dt=7300 A/us	T_j=150^{0}C	54	uC
E_{rr}	V_{GE}=±15 V V_{CC}=600 V	T_j=150^{0}C	23	mJ

Условия определения динамических характеристик даны в столбце «Conditions» таблицы 1. Это напряжение питания V_{CC}, ток коллектора I_C, напряжение включения/ выключения $V_{G(on)}$ и $V_{G(off)}$, номиналы внешнего резистора затвора R_{Gon} и R_{Goff}.

Некоторые производители указывают величину распределенной индуктивности DC-шины L_σ, скорость нарастания и спада тока коллектора di/dt_{on} и di/dt_{off}, а также время нарастания напряжения «коллектор-эмиттер» d_{vCE}/dt при выключении IGBT. Для описания динамического поведения диода нормируются следующие параметры: скорость спада тока при выключении di/dt_{off} и соответствующие значения напряжения на затворе IGBT ($V_{GE(on)}$ и $V_{GE(off)}$).

В приведенном примере значения энергии потерь E_{on}, E_{off} и E_{rr} определены при одном и том же внешнем резисторе затвора, причем E_{on} и E_{rr} измеряются для режима коммутации IGBT верхнего и нижнего уровня (BOT/TOP). Поэтому величины di/dt не совпадают полностью. Кроме того, спецификации включают в себя гра-

© A. Wintrich, U. Nicolai, А.И. Колпаков, Т.В. Мысак, С.И. Полищук, 2017

фики зависимости E_{on}, E_{off} и E_{rr} от I_C и R_G. Измерения времен переключения и энергии потерь IGBT модулей осуществляется с помощью стандартного «2-пульсного теста» полумостового каскада, работающего на индуктивную нагрузку, как показано на рисунке 1 [8, 9]. Тестируемый IGBT транзистор (DUT) включается и выключается два раза, анализ динамических параметров производится при первом выключении OFF1 и втором включении ON2. Во время подачи первого импульса управления ON1 ток коллектора возрастает до заданного уровня I_C. Индуктивность нагрузки L_{load} должна быть достаточно большой, чтобы поддерживать ток на стабильном уровне в течение интервала проводимости диода OFF1.

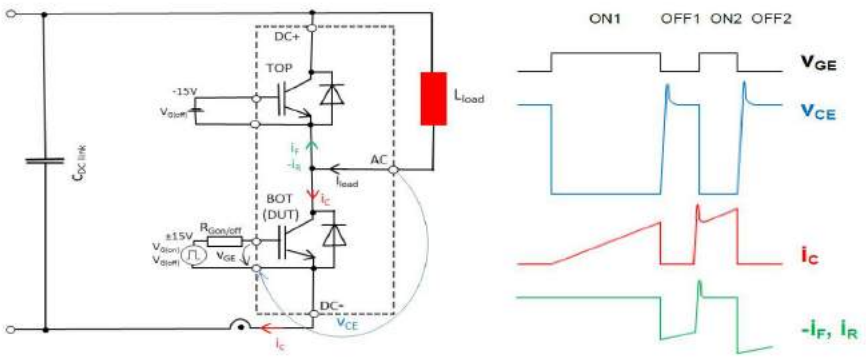


Рис. 1. Схема измерений, эпюры сигналов V_{CE}, i_C для определения энергии потерь

На рис. 1 показаны эпюры токов и напряжений BOT IGBT и TOP диода.

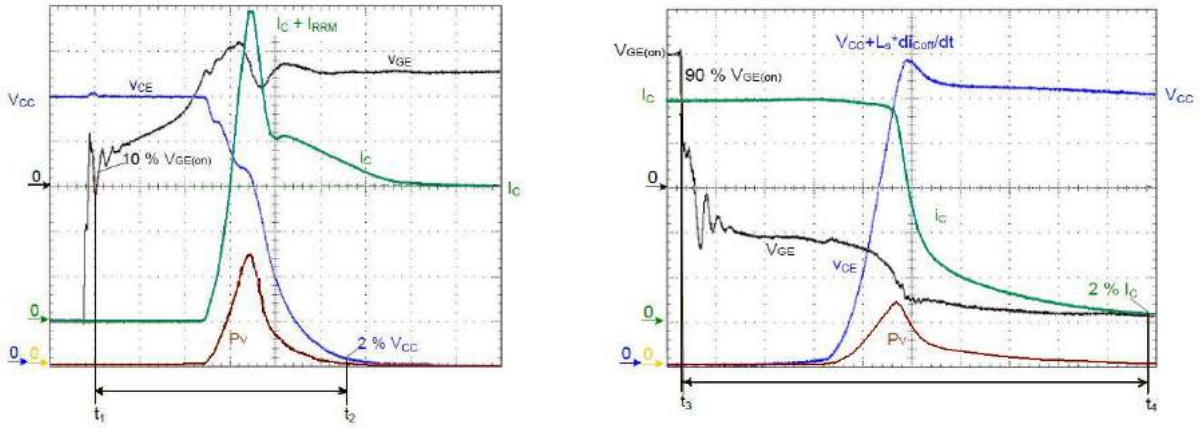
Для проведения аналогичных измерений у IGBT верхнего плеча (TOP) и его оппозитного диода (BOT), индуктивность нагрузки следует подключить к выводам AC и DC "–". В этом случае TOP IGBT будет включен, а BOT IGBT заблокирован отрицательным напряжением на затворе.

Рассмотрим стандартные методы измерения энергии потерь.

Типовая методика измерения динамических потерь описана в стандарте IEC 60747-9 (разделы 6.3.11 и 6.3.17 «Measuring methods for switching energy dissipations») [8]. Согласно этому документу, энергия включения E_{on} и выключения E_{off} рассчитывается с помощью уравнений:

$$E_{on}=\int_{t1}^{t2} p_v(t)dt=\int_{t1}^{t2} v_{CE}(t)\,i_c(t)\,dt,\quad E_{off}=\int_{t3}^{t4} p_v(t)\,dt=\int_{t3}^{t4} v_{CE}(t)\,i_c(t)\,dt \tag{1}$$

Выбор временных пределов интегрирования t_1 (10% $V_{G(on)}$), t_2 (2% V_{CC}), t_3 (90% $+V_{G(on)}$) и t_4 (2% I_C) может быть объяснен с помощью осциллограмм 2а и 2б.



а) б)

Рис. 2. Измерение энергии потерь E_{on}, E_{off} по стандарту IEC 60747-9

В соответствии со стандартом IEC 60747-2 [10] (раздел 5.7) и рисунком 3, энергия восстановления диода E_{rr} определяется с помощью выражения:

$$E_{rr}=\int_{t5}^{t6} p_v(t)\,dt=\int_{t5}^{t6} v_r(t)\,i_r(t)\,dt \tag{2}$$

Нижний предел t_5 интеграла (2) соответствует моменту времени, где обратный ток I_{RR} пересекает нулевой уровень, верхний – моменту t_6, где он спадает до 2% от максимального значения I_{RRM} (рис. 3).

К основным характеристикам относят ток коллектора I_C, напряжение питания V_{CC} и температура кристалла T_J , которые оказывают ключевое влияние на величину энергии динамических потерь E_{sw}:

$$E_{sw}=E_{swref}\left(\frac{I}{I_{ref}}\right)^{Ki}\left(\frac{V_{CC}}{V_{CCref}}\right)^{Kv}\left(1+TC_{sw}\left(T_j-T_{jref}\right)\right), \tag{3}$$

где K_i – показатель степени для соотношения реального и номинального тока (для IGBT~1; для FWD~0.5…0.6);

K_v – то же для напряжения (для IGBT~1.2…1.4; для FWD~0.6);

T_{Csw} – температурный коэффициент динамических потерь (для IGBT~0.003; для FWD ~0.005…0.006).

Уравнение (3) позволяет приблизительно рассчитать ее зависимость для IGBT ($E_{sw} = E_{on} + E_{off}$) и диода FWD ($E_{sw} = E_{rr}$) от этих параметров, если они отличаются от номинальных условий испытаний.

В качестве примера рассмотрим спецификации на приборы IGBT Trench 4 с номинальным током 300 А и напряжением 1200 В, и 600 А на 1700 В. На рисунке 4, взятом из спецификации модуля IGBT Trench 4 (300 А/1200 В), показана типовая зависимость энергии потерь E_{on}, E_{off} и E_{rr} от тока коллектора.

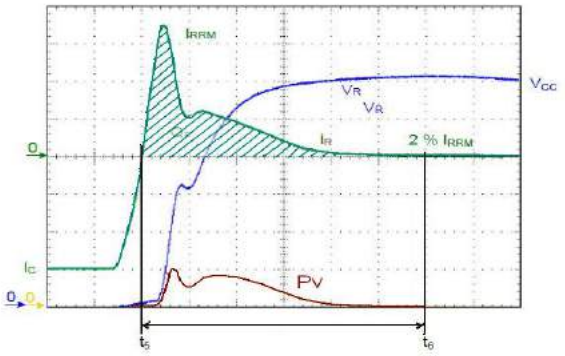


Рис. 3. Измерение энергии потерь диода E_{rr} по стандарту IEC 60747-2

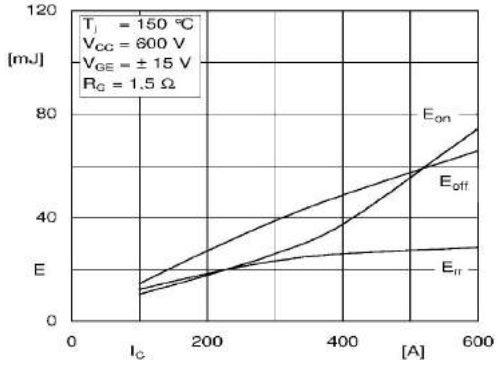


Рис. 4. Типовая зависимость энергии потерь модуля IGBT Trench 4 от тока коллектора

Диаграммы, приведенные на рис.5 для модуля IGBT Trench 4 (600 А/1700 В), позволяют сравнить энергию динамических потерь E_{on}, E_{off} и E_{rr} при разных уровнях напряжениях питания V_{CC} и температуры чипа T_j. Значения уровней потерь даны в процентах, за 100% приняты справочные величины из спецификации модуля при V_{CC} = 900 В и T_j = 150°C.

Параметры схемы управления затвором IGBT также влияют на результаты измерений потерь переключения. В спецификации модуля приводятся номиналы резистора затвора, а также уровни напряжения управления $V_{G(on)}$ и $V_{G(off)}$, величина R_G может отличаться для режима включения (R_{Gon}) и выключения (R_{Goff}).

На рисунке 6, взятом из спецификации модуля IGBT Trench 4 (300 А/1200 В), представлена типовая зависимости энергии динамических потерь E_{on}, E_{off} и E_{rr} от внешнего резистора затвора R_G. Поскольку коллекторный ток растет медленнее (увеличивается время t_r) с увеличением R_G, энергия включения E_{on} при этом становится ощутимо больше. В отличие от E_{on}, энергия выключения E_{off} (особенно у IGBT Trench 4) почти не зависит от величины резистора затвора.

Быстрое включение IGBT приводит к ускорению процесса коммутации в цепи оппозитного диода и увеличению тока его восстановления I_{RR} и наоборот. Таким образом потери обратного восстановления E_{rr} падают с увеличением R_G. Нижний предел резистора R_{Gon} зависит (среди прочих параметров) от пикового значения I_{RR} и уровня перенапряжения V_R в условиях допустимой перегрузки по этому току (I_{RRM}).

Аналогично, минимальное значение R_{Goff} определяется (среди прочих параметров) уровнем коммутационного перенапряжения и пределами области безопасной работы. Для сопоставимости данных многие производители указывают в спецификациях величину di/dt при нормировании параметра E_{on} и dv_{CE}/dt при нормировании параметра E_{off}.

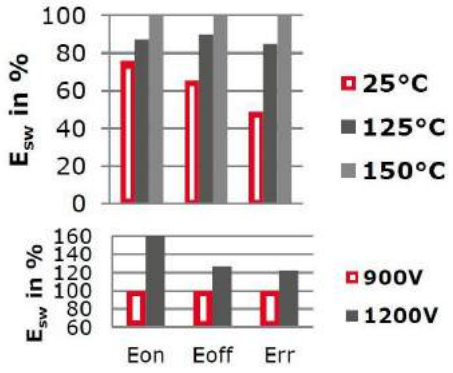


Рис. 5. Энергия динамических потерь E_{on}, E_{off} и E_{rr} при различных значениях напряжения питания V_{CC} и температуры T_j

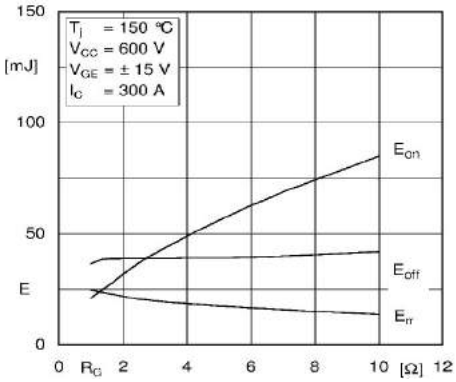


Рис. 6. Типовая зависимость энергии динамических потерь от резистора затвора RG для IGBT Trench 4

Влияние напряжения управления V_G [11] проявляется в том, что чем выше уровень напряжения управления V_G (при том же резисторе R_G), тем быстрее заряд Q_g поступает на затвор или удаляется из него, при этом время переключения и энергия потерь IGBT уменьшаются. Допустимое значение V_G не должно превышать ±20В, большинство производителей определяет параметры модулей IGBT 12 и 17 класса при напряжении на затворе $V_{G(on/off)}$ = ±15 В, а для модулей с V_{CE} = 600/650 В при $V_{G(on/off)}$ = +15 В/-7,5 В.

Рассмотрим дополнительные факторы, влияющие на динамические потери. Значительное влияние на динамические потери оказывают паразитные индуктивности в цепи коммутации. В тестовой схеме рис. 1 при переключении IGBT нижнего плеча (BOT) и оппозитного диода верхнего плеча (TOP) напряжение V_{AC} измеряется между AC выходом и дополнительным выводом эмиттера. Общая паразитная индуктивность L_σ рассчитывается как:

$$L_\sigma = L_{DC+} + L_{DC-} + L_{E(BOT)} \quad (4)$$

где L_{DC+} и L_{DC-} – распределенные индуктивности DC–шины, $L_{E(BOT)}$ – эмиттера BOT IGBT.

В зависимости от того, на каком плече полумоста производятся измерения, параметр L_E эмиттерной цепи относится к TOP IGBT – $L_{E(TOP)}$ или BOT IGBT – $L_{E(BOT)}$. Распределенные индуктивности эмиттерных проводников и терминалов составляют значительную часть величины L_{CE}, указанной в спецификации.

На осциллограмме рис. 7 показано влияние паразитных индуктивностей DC–шины на процесс коммутации. Именно они создают падение напряжения Δv_{CE} при включении и перенапряжение при выключении IGBT. Величина L_σ для режима включения может быть рассчитана с помощью выражения $L_\sigma = \Delta v_{CE}/di_c/dt$.

В процессе включения, чем выше величина L_σ, тем больше упадет напряжение V_{CE} при увеличении тока коллектора. Следовательно, энергия потерь E_{on} снижается с ростом паразитной индуктивности (см.рис.8). При выключении наблюдается обратный эффект – чем больше L_σ, тем выше коммутационные потери E_{off}.

Рис. 7. Падение напряжения при включении и перенапряжение при выключении из–за наличия паразитной индуктивности DC–шины

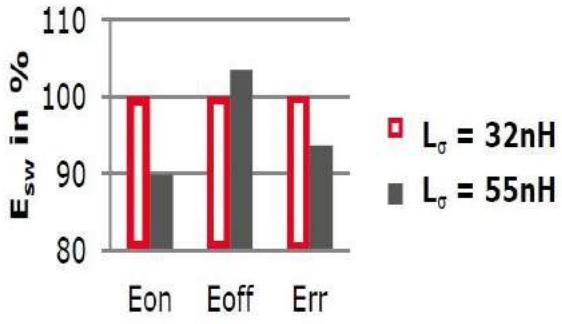


Рис. 8. Влияние паразитной индуктивности DC–шины L_σ на энергию потерь E_{on}, E_{off}, E_{rr}

Причина этого состоит в росте амплитуды коммутационного перенапряжения «коллектор–эмиттер» и снижении скорости переключения di/dt. Как правило, справочные значения L_σ, указываемые в спецификации стандартных IGBT модулей, находятся в диапазоне 30…60 нГн.

Индуктивность цепи управления затвором L_G также влияет на динамические свойства IGBT. Величина L_G зависит от длины и способа соединения выхода драйвера с затвором транзистора. L_G по ее влиянию можно сравнить с источником тока, который обеспечивает дополнительный заряд затвора в начале т.н. «плато Миллера» на графике V_{GE}. При этом увеличивается наклон характеристики di_C/dt, что снижает величину E_{on}. Быстрое включение IGBT приводит к тому, что энергия E_{rr} диода растет с увеличением L_G. На рисунке 9 показана осциллограмма включения IGBT при большом расстоянии между выходом драйвера и затвором. При выключении IGBT скорость его коммутации не зависит от L_G, однако с увеличением индуктивности растет время задержки $t_{d(off)}$. Таким образом, в соответствии со стандартом IEC 60747–9, должно увеличиваться и значение энергии потерь E_{off}. Однако, если нижний предел интегрирования E_{off} определяется при V_{CE} = 0,1V_{CC}, то величина энергии остается независимой от L_G (см. табл. 2, например, для производителя IN).

Поэтому следует свести к минимуму распределенную индуктивность цепи управления затвором L_G, хотя это может привести к некоторому повышению энергии включения E_{on}. Отметим, что как правило, в спецификациях IGBT не дается информации о допустимых значениях L_G.

Использование длинного кабеля в цепи затвора создает перенапряжения и паразитные осцилляции в сигнале V_{GE}, а также высокие пиковые токи в случае короткого замыкания.

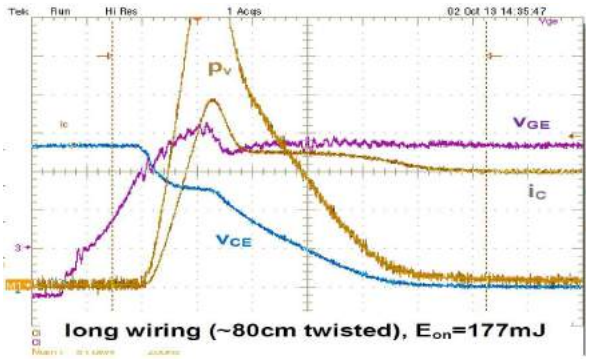


Рис. 9. Энергия включения Eon IGBT Trench 4 при большой индуктивности цепи управления

При этом обычные методы ограничения уровня напряжения на затворе оказываются неэффективными.

Пределы интегрирования при нормировании энергии потерь указаны в разделе 2.2 стандарта IEC 60747-9. Однако многие производители силовых модулей [12–15] используют собственные значения, некоторые примеры которых приведены в таблице 2.

Таблица 2. Типовые пределы интегрирования при нормировании энергии потерь

Стандарт	E_{on}		E_{off}	
	t_1	t_2	t_3	t_4
IEC 60747–9	$V_{GE} = 0{,}1 \cdot V_{G(on)}$	$V_{CE} = 0{,}02 \cdot V_{CC}$	$V_{GE} = 0{,}9 \cdot V_{G(on)}$	$I_C = 0{,}02 \cdot I_C$
SEMIKRON	$V_{GE} = 0{,}1 \cdot V_{G(on)}$	$V_{CE} = 0{,}02 \cdot V_{CC}$	$V_{GE} = 0{,}9 \cdot V_{G(on)}$	$I_C = 0{,}02 \cdot I_C$
Manufacturer IN	$I_C = 0{,}1 \cdot I_C$	$V_{CE} = 0{,}02 \cdot V_{CC}$	$V_{CE} = 0{,}1 \cdot V_{CC}$	$I_C = 0{,}02 \cdot I_C$
Manufacturer M1	$V_{GE} = 0{,}1 \cdot V_{G(on)}$	$V_{CE} = 0{,}1 \cdot V_{CC}$	$V_{CE} = 0{,}1 \cdot V_{CC}$	$I_C = 0{,}02 \cdot I_C$
Manufacturer AB	$V_{GE} = 0{,}1 \cdot V_{G(on)}$	$t_2 = t_1 + (10\ldots20)$мкс[1)]	$V_{GE} = 0{,}9 \cdot V_{G(on)}$	$t_4 = t_3 + (10\ldots20)$мкс[1)]
Manufacturer IX	$I_C = 0{,}1 \cdot I_C$	$V_{CE} = 0{,}1 \cdot V_{CC}$	$V_{CE} = 0{,}1 \cdot V_{CC}$	$I_C = 0{,}1 \cdot I_C$

[1)] зависит от класса напряжения IGBT

На рисунке 10 приведен пример отличия в справочных данных E_{sw}, рассчитанных по разным методикам.

Оценка результатов измерений. В спецификациях модулей приводятся типовые значения динамических характеристик. Они определяются в соответствии со стандартом IEC 60747–9 на основе статистического анализа результатов измерений коммутационных потерь транзистора и диода (IGBT/FWD) верхнего и нижнего плеча. Поскольку стандарт дает параметры полупроводниковых кристаллов (а не модулей), необходимо произвести измерения характеристик каждого ключа IGBT/FWD. Паразитные индуктивности и пути коммутации разных кристаллов внутри модуля несколько отличаются, что создает небольшие различия энергии потерь между ключами (см. пример на рис. 11).

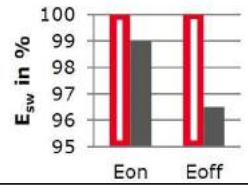


Рис. 10. Справочные значения E_{on} и E_{off} при разных пределах интегрирования

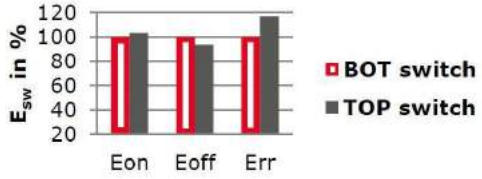


Рис. 11. Разница энергии потерь верхнего (TOP) и нижнего (BOT) плеча модуля IGBT

Однако, в большинстве случаев, в состав таких компонентов входят идентичные чипы, поэтому в технических характеристиках модуля достаточно указать данные только одного ключа. Это правило не распространяется на 3–уровневые модули, где могут быть использованы разные кристаллы. Рассмотрим принципы нормирования характеристик серийно выпускаемых и новых модулей IGBT SEMIKRON, что необходимо для сопоставления компонентов разных поколений. На рисунке 12 показана установка и тестовая схема для определения динамических характеристик полумостовых IGBT семейства SEMITRANS 3 (стандартный конструктив 62 мм).

Нагрузка с высокой индуктивностью подключена между терминалами +DC и AC тестируемого модуля IGBT. В данном примере показана схема измерения параметров BOT IGBT и TOP FDW, транзистор TOP IGBT блокирован подачей напряжения $V_{G(off)} = -15$ В между затвором и сигнальным выводом эмиттера. Драйвер соединен с выводами управления IGBT витым проводом длиной 10 см, что обеспечивает низкую индуктивность цепи затвора.

В таблице 3 приведены значения тестовых параметров: тока коллектора I_C, напряжения питания V_{CC} и температуры кристалла T_j, используемых SEMIKRON для определения энергии потерь переключения.

Таблица 3. Условия испытаний модулей IGBT SEMIKRON

Группа модулей IGBT		I_C	V_{CC}, В		T_j
Семейство IGBT	V_{CES}, В		Выпускаемые модули	Новые модули	
SEMITRANS, SEMiX, SKiM, MiniSKiiP, SEMITOP	600/650	I_{Cnom}[1)]	300	300	25°C и $T_{j(max)} - 25K$
	1200		600	600	
	1700		1200	900 (1200)[2)]	
SKiiP3, SKiiP4 IPM	1200		600 и 900	600 и 900	
SKiiP3 IPM	1700		900 и 1200	900 и 1200	
SKiiP4 IPM			900 и 1300	900 и 1300	

[1)] для модулей SEMITOP и SKiiP3 используются специальные нормы I_C; [2)] $V_{CC} = 1200$ В по запросу.

В основном SEMIKRON использует такие же тестовые параметры, что и большинство других производителей силовых ключей. В настоящее время компания определяет динамические характеристики модулей IGBT 17 класса при $V_{CC} = 1200$ В, это на 300 В выше аналогичной нормы у большинства конкурентов. Однако для лучшей сопоставимости параметров в технических спецификациях новых 1700–Вольтовых IGBT времена и потери переключения даются при $V_{CC} = 900$В.

Как объяснялось ранее, увеличение паразитной индуктивности L_σ в цепи коммутации приводит к снижению потерь включения E_{on} и увеличению потерь выключения E_{off}. На сегодня SEMIKRON не определяет величину L_σ в технической документации, однако она будет указана в спецификациях новых модулей IGBT.

Выбор пределов интегрирования для измерения энергии потерь Eon и Eoff. Как и большинство производителей, SEMIKRON использует различные пределы интегрирования для определения параметров E_{on} и E_{off} выпускаемых и перспективных модулей IGBT (см. табл. 4).

Таблица 4. Изменения пределов интегрирования при нормировании энергии потерь для новых IGBT модулей

Процесс	Параметр	Выпускаемые модули	Новые модули
Включение	E_{on}	$0{,}1\cdot V_{G(on)}\ldots 0{,}02\cdot V_{CC}$	$0{,}1\cdot I_C\ldots 0{,}02\cdot V_{CC}$
Выключение	E_{off}	$0{,}9\cdot V_{G(on)}\ldots 0{,}02\cdot I_C$	$0{,}1\cdot V_{CC}\ldots 0{,}02\cdot I_C$

Использование 10% пределов I_C при включении и V_{CC} при выключении изменяет величины коммутационных потерь на несколько процентов, однако это позволяет применять измерительное оборудование с программируемыми параметрами и обеспечивает лучшую воспроизводимость результатов измерений. Кроме того, при этом улучшается сопоставимость со спецификациями других производителей (см. табл. 2).

Сопоставление результатов измерений и справочных данных. В большинстве случаев SEMIKRON измеряет энергию потерь IGBT в соответствии со стандартом IEC 60747–9. В спецификациях указываются динамические характеристики кристаллов с самыми высокими потерями переключения, у полумостовых модулей это, как правило, транзистор нижнего плеча ВОТ. Полученный результат увеличивается на 10%, что позволяет компенсировать разброс параметров компонентов и погрешность измерений.

Для вновь разрабатываемых силовых ключей система нормирования динамических параметров несколько изменена. Как и ранее, тестированию подвергаются все элементы, входящие в модуль, однако теперь параметры ключей с максимальными потерями измеряются в большем количестве приборов, что повышает достоверность результатов. Для упрощения выбора и сопоставления параметров новых силовых ключей SEMIKRON будет добавлять или изменять некоторые условия измерений в спецификациях. Соответственно в технические спецификации новых IGBT будут включаться средние значения E_{on} / E_{off}, измеренные на расширенной выборке компонентов.

Заключение. Рассмотрена связь между характеристиками полупроводниковых модулей на уровне устройства и их режимом работы. Проведен анализ влияния основных и дополнительных факторов на определение потерь энергии при переключениях. Сопоставление динамических характеристик модулей разных производителей является достаточно сложной задачей и для ее решения необходимо учитывать, что каталоговые значения коммутационных потерь во многом зависят от условий измерения. Показано влияние режимов измерения на последующее определение параметров IGBT модулей. Эти изменения и их влияние на величину динамических потерь получили подтверждение на экспериментальной установке.

Список литературы: 1. Shi-Zhou Xu, Yu-Feng Peng, Shao-Yu Li. Application thermal research of forced-air cooling system in highpower NPC three-level inverter based on power module block // Case Studies in Thermal Engineering, Vol. 8, 2016.- pp.387–397. **2.** Shi-Zhou Xu, Feng-You He. Thermal Equilibrium Dynamic Control Based on DPWM Dual-Mode Modulation of High Power NPC Three-Level Inverter [Electronic resource] // Mathematical Problems in Engineering.- Hindawi Publ. Corp.- Vol. 2016 (Aug) , Article ID 5842947, 13 pages – Access mode: https://www.hindawi.com/journals/mpe/2016/5842947/. **3.** H. Wang, G. Tang, Z. He, J. Cao. Power Loss and Junction Temperature Analysis in the Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems //Journal of Power Electronics, Vol. 15, No. 3, May 2015, pp. 685-694. **4.** Колпаков А.И. Контрольная точка или как читать datasheet между строк . Ч.2 // Электронные Компоненты, №9, 2006. **5.** Mehran Mirjafari, Robert S. Balog. Survey of modelling techniques used in optimization of power electronic components // IET Power Electronics, 2014, Vol. 7, Iss. 5, pp. 1192–1203. **6.** U. Nicolai, A. Wintrich, Determining switching losses of SEMIKRON IGBT modules. Appl. Note AN-1403, SEMIKRON, 2014. **7.** A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, Application Manual Power Semiconductors. ISLE Verlag 2015.-452 p. **8.** IEC 60747-9: Semiconductor devices – discrete devices, part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBT). **9.** J. Lamp, IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification. Applikation Note AN-7006, SEMIKRON, 2008. **10.** IEC 60747-2: Semiconductor devices – discrete devices, part 2: Rectifier diodes. **11.** M. Hermwille. IGBT Driver Calculation. Application Note AN-7004. SEMIKRON, 2007. **12.** Applying IGBTs Application Note 5SYA 2053-04. ABB, 2013.-22p. **13.** Industrial IGBT Modules Explanation of Technical Information. Application Note AN 2011-05. Infineon.-V1.2 November 2015.-33p. **14.** Choosing the Appropriate Component from Data Sheet Ratings and Characteristics. Technical Information IXAN0056 1999, IXYS. **15.** IGBT Modules Application Note. Mitsubishi Electric. 2014.-77p.

Bibliography(Transliterated): 4. Kolpakov A.I. Kontrolnaja tochka ili kak chitat' datasheet mezhdu strok. Ch.2 // Elektronnyje komponenty, No. 9, 2006 .

Надійшла 23.05.2017

УДК 621.314

I. V. VOLKOV, Member of NASU, chief of the department, IED NASU;
S. V. PODOLNYI, phD, scientist, IED NASU.

CASE STUDY OF INCORRECTLY USED CURRENT HARMONICS MITIGATION SYSTEM

The paper describe a real case of a failed power transformer due to incorrectly applied active mitigation systems for VFD drives. The mitigation system injected high frequency current spectrum into the power system what led to overheating in the system components mainly due to skin effect.

Introduction. Nowadays variable frequency drivers (VFD) become among most common loads in modern industrial power networks. To mitigate the converters input current spectrum both passive and active filters are used [1]. Though notably more expensive, active filters in general guarantee better mitigation level and more compact physical size, what for some applications determines final decision [2]. However, in some cases, the choice can lead to unpleasant results. This paper describes one of them, which happened recently on a Middle East electrical installation.

During the active phase of Middle East region development the electric installation procedures was somewhat chaotic and defined mostly by contractors companies what in several cases was the reason of serious failures. The situation led to gradual adoption of international power quality standards, such as IEEE 519. However even now costly installation errors occur due to lack of the power quality issues awareness.

From the other hand majority of the measuring devices concentrated on the spectrum below 50th harmonic, what is the IEEE 519 limit. For example, the standard states that for the voltage range from 120 V to 69 kV the following conditions have to be meet:

IEEE STD 519-2014

Current distortion limits for systems rated 120 V through 69 kV

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order (odd harmonics)[a,b]						
I_{SC} / I_L	$3 \le h \le 11$	$11 \le h \le 17$	$17 \le h \le 23$	$23 \le h \le 35$	$35 \le h \le 50$	TDD
< 20[c]	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 < 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 < 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 < 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Tab. 1 – IEE519 (2014) limitations

Other voltage levels are also limited up to 50th harmonic. Higher frequencies are usually considered EMI–interferences and applied in different cases, however in this case they are complement and extend the general spectrum.

The case. The measurements on the object were carried out by an advanced cycle–by–cycle measuring complex Elspec G4500 with the following features: voltages (L–L, L–N), currents, power, harmonics (up to the 511th), subharmonics and interharmonics, waveforms, frequency. What allowed to analyze all power quality problems in depth. The measurements were carried out and provided to the authors by Ian C. Evans (Sentinel Power Quality FZE, http://www.harmonicsolutions–oilandgas.com) to whom we express our sincere gratitude.

The main factor of the test was aroused from the 2 MVA transformer failure and in order to prevent future system malfunctions. During the transformer preliminary examination it had notable overheating traces.

The electrical system has several switchboards. To the first one two VFDs with active filters are connected. Fig. 1 demonstrates the switchboard THDi & THDu patterns when the active filters (AF) work or switched off. As can be observed during the short AFs switch off period the system THDu drops, whence THDi rises.

© I.V. Volkov, S.V. Podolnyi, 2017

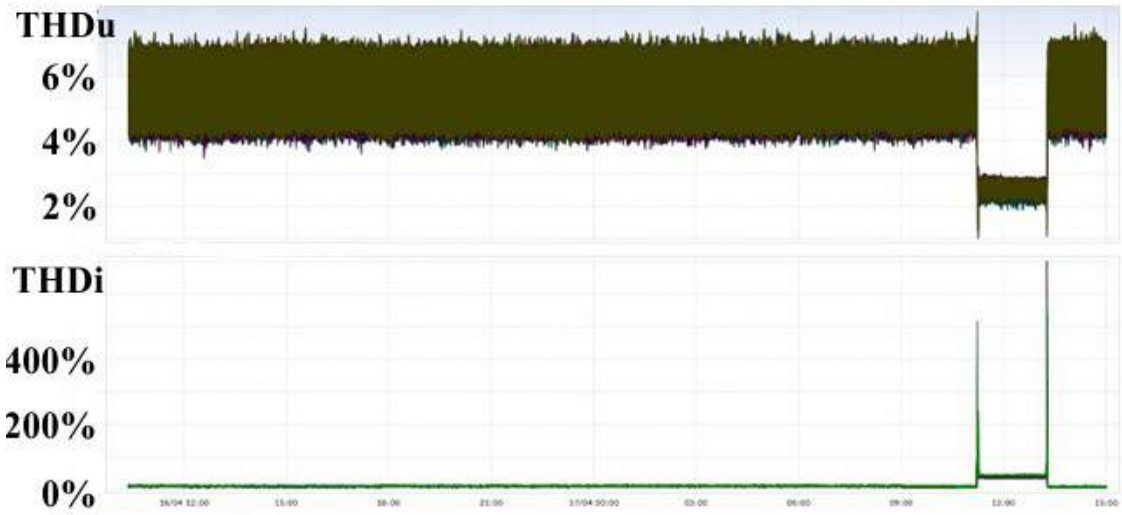


Fig. 1 – THDi (≈5%) & THDu (≈7%) on the first switchboard during the measuring period

The power systems engineers used filters produced by DANFOSS, the THDu reduced from around 6.6% to 2.8% when the filters were switched off. Fig. 2 shows that the AF compensating current works normal in the near spectrum, 5^{th} / 7^{th} / 11^{th} / 19^{th} harmonics are mitigated considerably, however in comparison to other AF models like Comsys ADF or Schneider AccuSine the result is poor. Somewhat similar behaviour was observed on other panels, where this type of filters was employed.

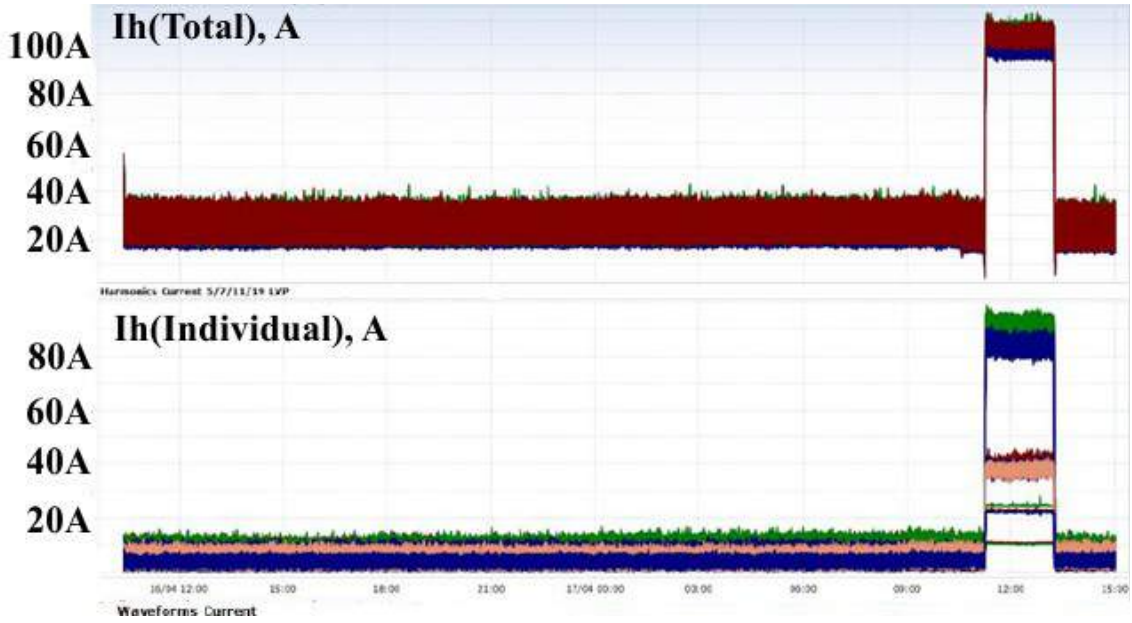


Fig. 2 – 5^{th} / 7^{th} / 11^{th} / 19^{th} harmonics mitigation (magnitudes below)

The 5^{th} harmonic is reduced from 98A to around 15 A, 7^{th} – from 45 A to 9 A, and 11^{th} – from 25 A to 5 A.

Fig. 3 shows the switchboard waveforms during period of maximum THDu 7.38%. On the voltage waveform high frequency components created by the AFs switching algorithms are clearly observed.

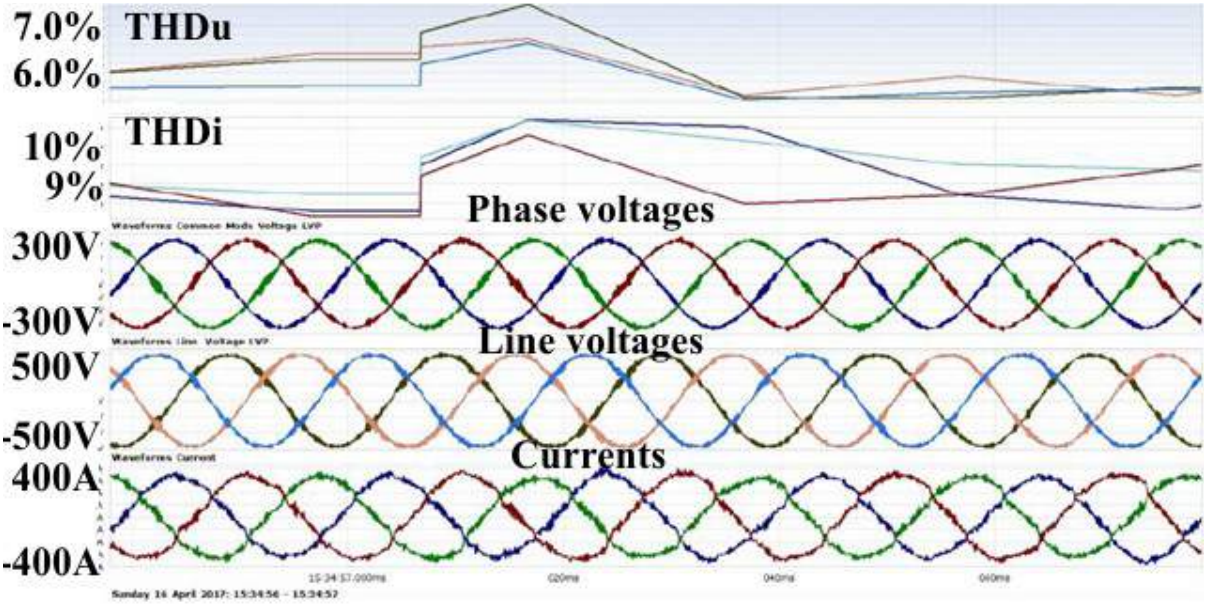


Fig. 3 – THDi / THDu and common mode voltage, line voltage and current waveshapes during period of maximum THDu (7.38%)

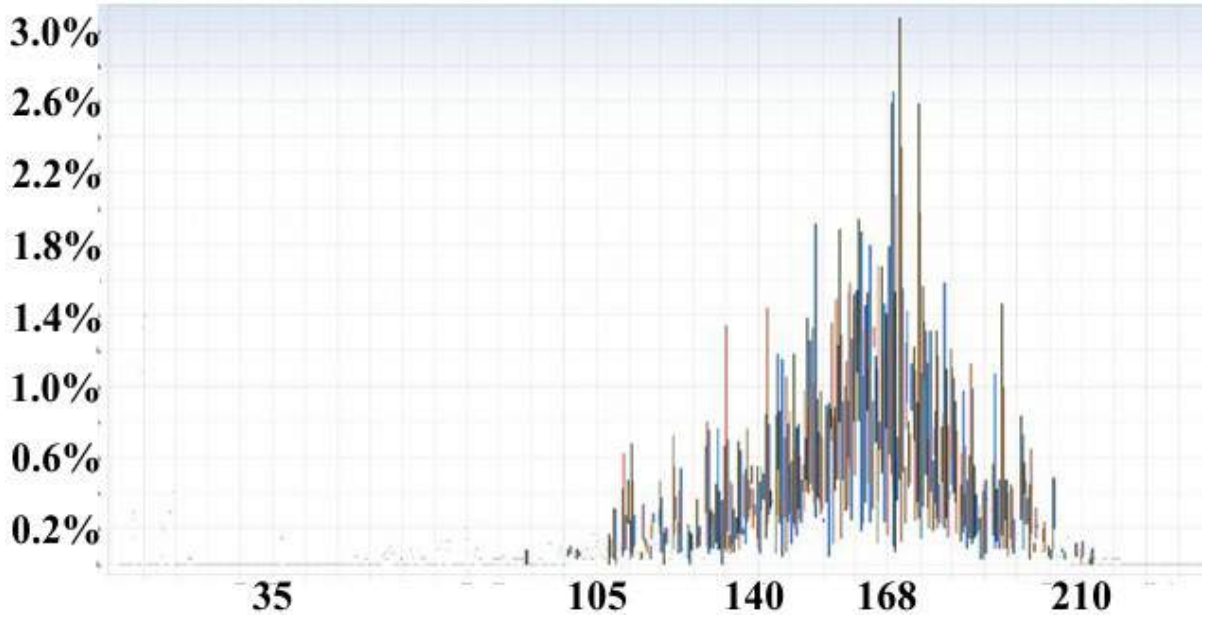


Fig. 4 – Line voltages THDu spectra during period of maximum THDu (7.38%)

The spectrum starts from 89th order (4.45kHz) to 10.9kHz injected by IGBT power devices in the Danfoss filters. Fig. 5 illustrates the corresponding currents spectrums during this period. The harmonic orders below the 50th, which are relatively static and within the limits set by IEEE 519.

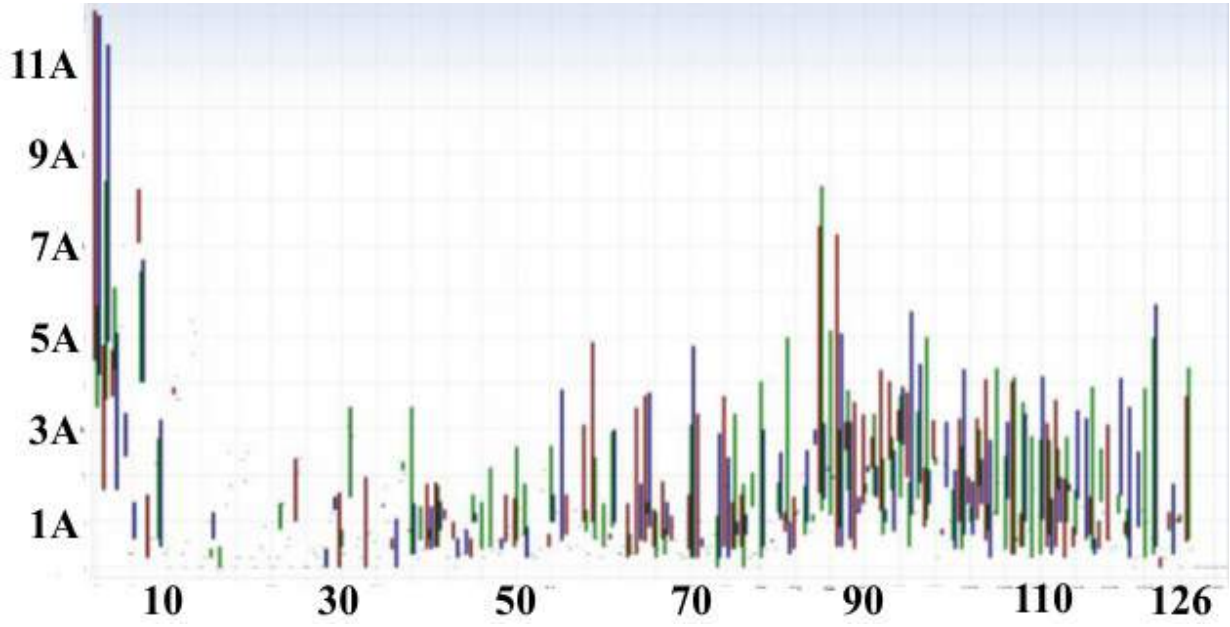


Fig. 5 – Current spectrum during period of maximum THDu (7.38%)

The background voltage distortion was also measured (Danfoss filters switched off).

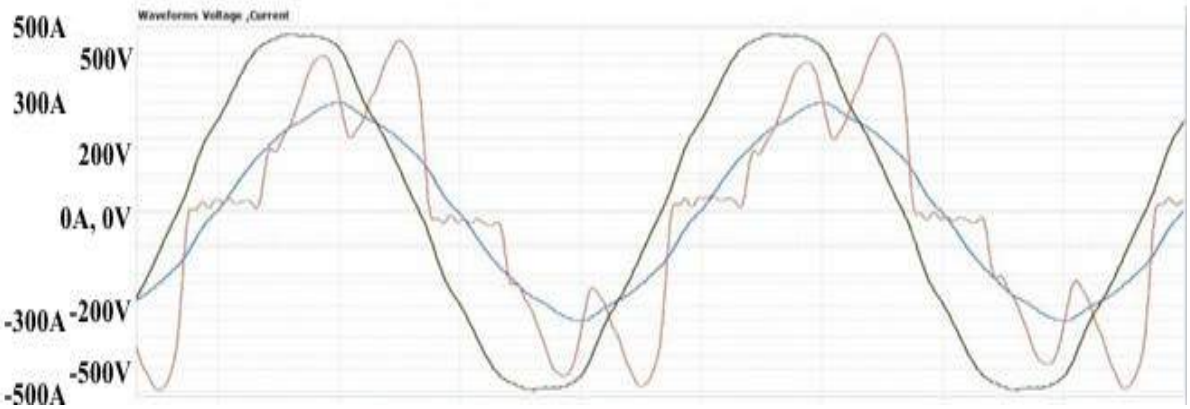


Fig. 6 – Background voltage distortion

During the test THDu for line voltages did not exceeded 2.99%.

Conclusions. The aforementioned case demonstrate real word improper AF commission for VFD–application purposes. Incorrect AF supplier selection, which is not suitable for the task, or mistakes in its grounding system led to emerging of high frequency voltage components in the power system, what can adversely affect motors, transformers and generators due to the effects of increases losses associated with proximity losses, iron and copper losses and skin effect where the outer circumstance of the cable carrying the majority of the current. Excessive common mode voltage (and current) also damage the bearings in VFD fed motors and is very disruptive to sensitive and susceptible electronic equipment. All those features have to taking into account by national electrical designers, which quote active filters from international companies.

List of references: 1. M.H. Rashid. Power Electronics Handbook. N.Y. Academic Press, 2002. – 895 p. **2.** Harmonic Current Emissions. Guidelines to the standard EN 61000-3-2, 2004-09-06, http://www.epsma.org .

Received 11.06.2017

УДК 621.314.:621.3.011

А. Ф. ЖАРКІН, чл.-кор. НАНУ, докт. техн. наук,заст. дир. з н.р., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
В. О. НОВСЬКИЙ, докт. техн. наук, пров. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
С. О. ПАЛАЧОВ, канд. техн. наук, наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
Д. О. МАЛАХАТКА, інж. 1-ї кат., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ.

АНАЛІЗ І МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ ГІБРИДНИХ ФІЛЬТРОКОМПЕНСУЮЧИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ, ЩО ПРИЗНАЧЕНІ ДЛЯ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ В ТРИФАЗНИХ ЧОТИРИПРОВІДНИХ СИСТЕМАХ

Вступ. Широке розповсюдження нелінійних, нестаціонарних і несиметричних електроприймачів зі швидкозмінними графіками споживаних струмів зумовлює їх негативний вплив на функціювання системи електропостачання за рахунок підвищення рівня кондуктивних електромагнітних завад та погіршення якості електроенергії (ЯЕ), що знижує ефективність використання обладнання або значно ускладнює паралельне підключення інших споживачів електроенергії. Відомі на сьогодні «класичні» технічні засоби нормалізації показників ЯЕ практично вичерпали свої можливості щодо суттєвого підвищення швидкодії, енергетичних, регулювальних і масогабаритних показників. Тому перспективним засобом підвищення ЯЕ і забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) в мережах низької напруги (НН) зі спотворюючими електроприймачами є застосування нових швидкодіючих коригуючих пристроїв (КП) з високими енергетичними та динамічними показниками для регулювання активної та реактивної потужностей (РП), а також зниження значень потужності спотворення, що дає змогу, зокрема, зменшити втрати активної потужності та рівень електромагнітних завад в мережах НН та підвищити енергоефективність підключеного до них електрообладнання [1,2].

Метою роботи є дослідження запропонованих КП для нормалізації показників ЯЕ та забезпечення ЕМС в чотирипровідних електричних мережах, а саме гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів (ГФКП), які виконані на основі регульованих фільтросиметруючих пристроїв (РФСП), а також швидкодіючих компенсаторів реактивної потужності (ШКРП) або «розподільчих» *D*-СТАТКОМ та кількісна оцінка позитивного впливу на параметри ЯЕ і ЕМС в мережі НН при застосуванні ГФКП в розподільних електричних мережах за допомогою проведення розрахунків режимних параметрів перетворювача та імітаційного моделювання електромагнітних процесів у вузлі навантаження.

Виклад основного матеріалу. Запропоновані ГФКП призначені для забезпечення ЕМС споживачів електроенергії, оптимізації режимів розподільних електричних мереж НН, зменшення втрат напруги і активної потужності та комплексного підвищення параметрів ЯЕ за рахунок швидкодіючої компенсації реактивної потужності (РП) і струмів в нульовому проводі мережі, регулювання (стабілізації) рівня напруги, фільтрації вищих гармонік струмів та параметричного демпфування несиметричних коливань напруги в мережі. ГФКП обох типів мають у своєму складі РФСП, який допомогою вольтододаткового автотрансформатору (ВАТ) і трифазного комутатора ступенів регулювання (ТКСР) напруги, виконаного на транзисторних ключах змінного струму, забезпечує трирівневе симетричне регулювання напруги («вольтовіднімання», «номінал» та «вольтододавання»), симетрію фазних напруг і фільтрацію струмів непарних гармонік, які кратні трьом, зокрема, на затискачах відповідальних навантажень (ВН) [1,3,4]. Це обумовлюється з'єднанням первинних напівобмоток ВАТ за схемою «зустрічний зиґзаґ», що створює великий опір (сотні Ом) струмам прямої та зворотної послідовностей і дуже малий опір струмам нульової послідовності (НП), оскільки його величина визначається в основному омічним опором первинної обмотки ВАТ, і при правильному конструктивному її виконанні досягає сотих часток Ом. Окрім того, особливості виконання такого ВАТ дозволяє здійснювати енергоживлення навантажень при аварійному зниканні напруги живлення в одній з фаз мережі [1,5].

На рис. 1 наведено один з варіантів реалізації ГФКП-1 першого типу, що виконаний на основі ШКРП і РФСП. Тут ШКРП є частотно-регульованим джерелом реактивної потужності (РП), який виконаний на основі трансформаторного подвоювача числа фаз (ТПЧФ) і безпосереднього перетворювача частоти (БПЧ), і за рахунок швидкодіючого перемикання компенсуючого реактора (КР) та відповідного управління транзисторами *VT*1-*VT*12 БПЧ він забезпечує формування в КР швидкозмінного плавно-регульованого реактивного струму ємнісного або індуктивного характеру.

Миттєва напруга навантаження ШКРП визначається підсумовуванням добутків миттєвої напруги відповідної фази на свою ж комутаційну функцію ψ, що характеризує алгоритм керування транзисторами ШКРП при його роботі в режимі БПЧ:

$$u_н(t)=U_m\sin\omega t\cdot\psi_A(t)+U_m\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\cdot\psi_B(t)+U_m\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\cdot\psi_C(t)\ , \qquad (1)$$

де фазні комутаційні функції визначаються в такий спосіб:

$$\psi_A(t)=\frac{4}{\pi}\sum_{k=1,3,5}^{\infty}\frac{1}{k}\sin\left(k\frac{\pi}{6}\right)\cos 2k\omega t\ , \qquad (2)$$

© А.Ф. Жаркін, В.О. Новський, С.О. Палачов, Д.О. Малахатка, 2017

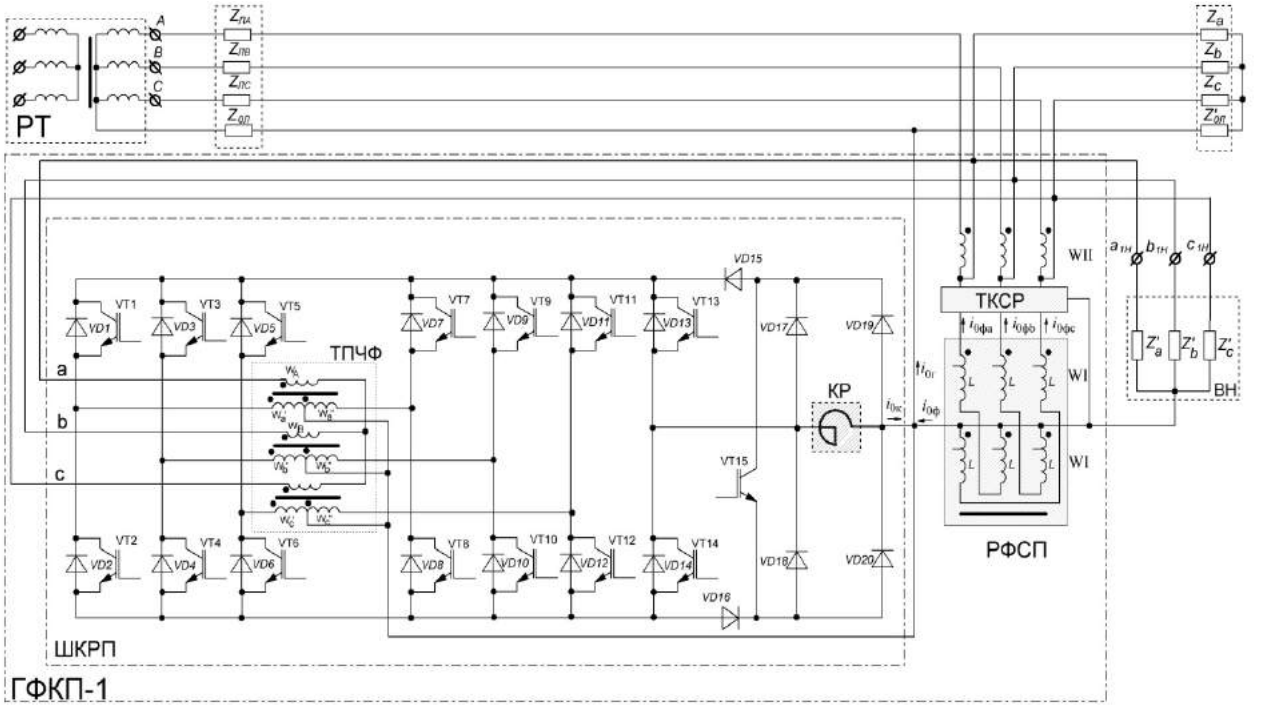


Рис. 1

$$\psi_B(t)=\frac{4}{\pi}\sum_{k=1,3,5}^{\infty}\frac{1}{k}\sin\left(k\frac{\pi}{6}\right)\cos\left[k\left(2\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\right], \tag{3}$$

$$\psi_C(t)=\frac{4}{\pi}\sum_{k=1,3,5}^{\infty}\frac{1}{k}\sin\left(k\frac{\pi}{6}\right)\cos\left[k\left(2\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\right] \tag{4}$$

Тоді при підстановці в рівняння (1) виразів (2), (3), (4) та після заміни змінної $k = 6q + 1$ (де $q = -\infty \ldots -2; -1; 0; 1; 2; \ldots \infty$) маємо:

$$u_{\text{н}}=\frac{3U_m}{\pi}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{(-1)^{q+1}}{6q+1}\cdot\sin[(12q+1)\omega t]\,. \tag{5}$$

З аналізу виразу (5) випливає, що крива напруги навантаження складається з набору дванадцяти рівної тривалості відрізків синусоїд фазних напруг мережі за період $T = 2\pi/\omega$ і має при $q = 0$ явно виражену основну гармоніку.

Миттєвий струм $i_{\text{н}}(t)$ в *RL*-навантаженні з урахуванням, що номер поточної гармоніки $\nu = 12q + 1$:

$$i_{\text{н}}(t)=\frac{3U_m}{\pi}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\left(\frac{(-1)^{q+1}}{(6q+1)z_{H\nu}}\cdot\sin[(12q+1)\omega t-\varphi_{H\nu}]\right), \tag{6}$$

для чисто індуктивного навантаження, тобто КР, маємо:

$$i_{\text{н}}(t)=\frac{3U_m}{\pi\omega L_H}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\left(\frac{(-1)^{q}}{(6q+1)(12q+1)}\cdot\cos[(12q+1)\omega t]\right). \tag{7}$$

Одним з важливих режимних параметрів будь-якого перетворювача електричної енергії є його вхідний (мережевий) струм, який характеризує вплив перетворювача на електричну мережу з погляду покращення ЯЕ та забезпечення ЕМС. Вхідні струми в кожній з фаз ШКРП визначаються з формули $i_j(t) = i_{\text{н}}(t)\cdot\psi_j(t)$, тобто для фаз мережі $j = A, B$ і C значення миттєвого струму:

$$i_A(t)=\frac{3U_m}{\pi^2}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\sum_{s=-\infty}^{\infty}\frac{(-1)^{q+s+1}}{(6q+1)(6s+1)z_{H\nu}}\left\{\sin\left\{[12(q+s)+3]\omega t-\varphi_{H\nu}\right\}\right\}+\sin\{[12(q-s)-1]\omega t-\varphi_{H\nu}\}, \tag{8}$$

$$i_B(t)=\frac{3U_m}{\pi^2}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\sum_{s=-\infty}^{\infty}\frac{(-1)^{q+s+1}}{(6q+1)(6s+1)z_{H\nu}}\left\{\sin\left\{[12(q+s)+3]\omega t-\frac{2\pi}{3}-\varphi_{H\nu}\right\}\right\}+\sin\{[12(q-s)-1]\omega t+\frac{2\pi}{3}-\varphi_{H\nu}\}, \tag{9}$$

$$i_C(t)=\frac{3U_m}{\pi^2}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\sum_{s=-\infty}^{\infty}\frac{(-1)^{q+s+1}}{(6q+1)(6s+1)z_{H\nu}}\left\{\sin\left\{[12(q+s)+3]\omega t+\frac{2\pi}{3}-\varphi_{H\nu}\right\}\right\}+\sin\{[12(q-s)-1]\omega t-\varphi_{H\nu}\}, \tag{10}$$

причому у цих виразах складові «[12(*q*+*s*)+3]» і «[12(*q*+*s*)+3]» визначають гармонічний склад вхідних струмів.

При рівності дискретних змінних q і s з виразів (8) ÷ (10) випливає, що основні гармоніки струмів утворюють симетричну систему зі зсувом $2\pi/3$, тобто для струму $i_{A1}(t)$, наприклад, маємо

$$i_{A1}(t)=\frac{3U_m}{\pi^2}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{1}{(6q+1)^2 z_{H\nu}}\sin(\omega t+\varphi_{H\nu})\,. \tag{11}$$

Звідки слідує, що для $q = 0$ при $\varphi_{Hv} = \varphi_{H1}$ основна гармоніка вхідних струмів випереджає відповідну фазну напругу, тобто даний перетворювач генерує в мережу реактивну потужність при індуктивному навантаженні КР, що цілком відповідає загальної теорії частотно-регульованих джерел РП [1]. Наведені формули можуть бути використані для комп'ютерного розрахунку енергетичних показників і параметрів ЯЕ на вході та виході ГФКП-1.

На рис. 2 наведено базову схему ГФКП-2 другого типу, що складається з «розподільчого» *D*-СТАТКОМ (тобто призначеного для роботи в розподільних мережах) та РФСП, який ефективно виконує зазначені вище функції з покращення ЯЕ у мережі. Додаткову компенсацію вищих гармонік струму в нейтралі мережі здійснює «*D*-СТАТКОМ», який працює в режимі паралельного силового активного фільтру і здатен плавно регулювати рівень напруг у відносно невеликому діапазоні, що дає змогу знизити значення струму в нейтралі, який компенсується у даному випадку практично до нульового значення. Ефективність застосування ГФКП в електричних мережах багато в чому залежить від оптимального вибору параметрів і способу управління швидкодіючим *D*-СТАТКОМ, який дозволяє забезпечити роздільне управління активною і реактивною потужностями.

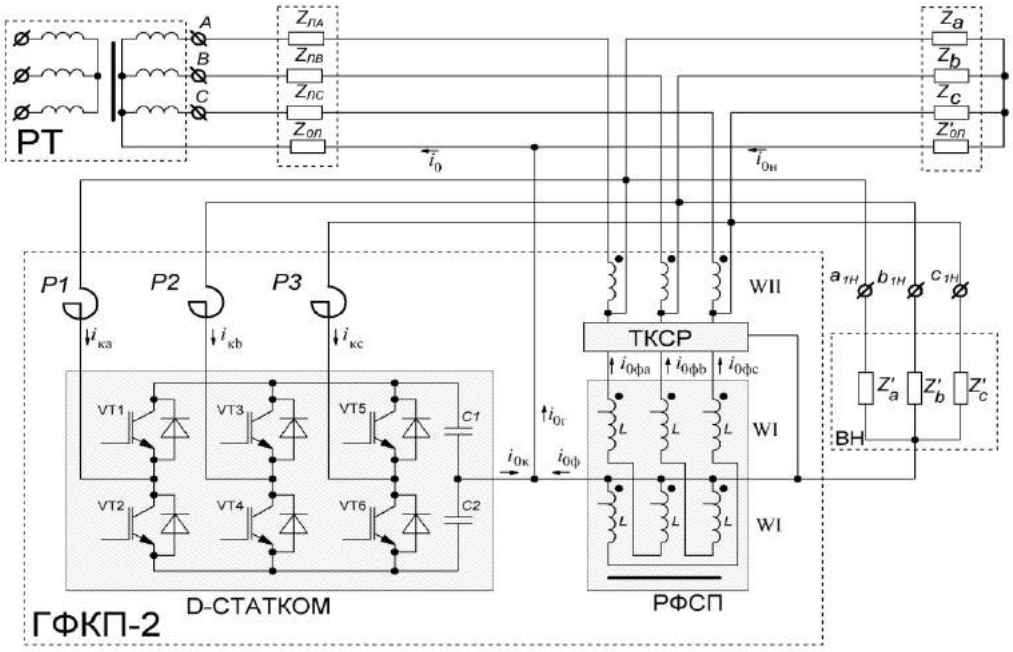


Рис. 2

Для визначення ефективності застосування ГФКП-2 виконано імітаційне моделювання режимів роботи розподільчого *D*-СТАТКОМ і РФСП у його складі для різних типів і потужності навантаження трифазної чотирипровідної мережі з нелінійними та змінними навантаженнями. Схему розробленої імітаційної моделі мережі НН з групою трифазних нелінійних навантажень при підключенні ГФКП-2 (який представлений у виді двох блоків – «*D*-STATCOM» та «Регульований ФСП») до мережі, приведено на рис. 3, а її параметри – в таблиці 1.

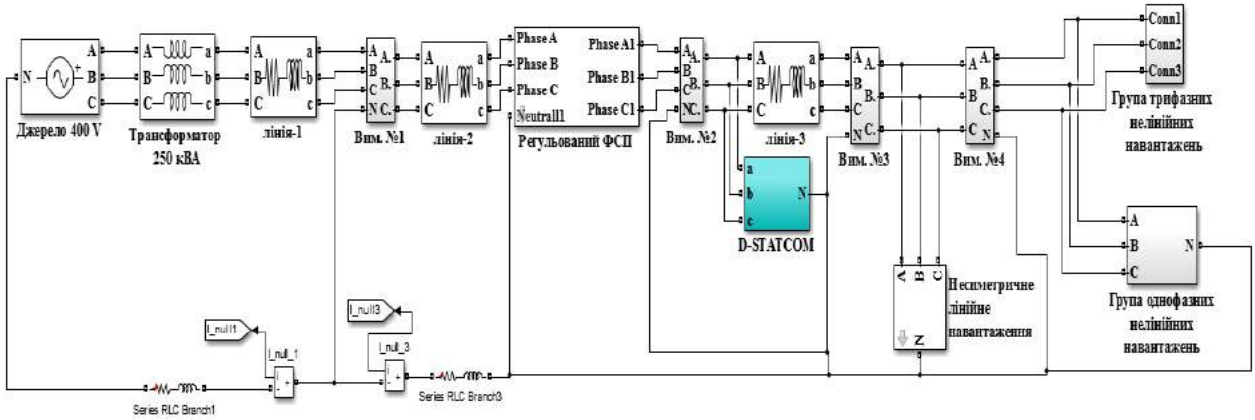


Рис. 3

Схема розробленої імітаційної моделі складається з наступних блоків:

• «Джерело 400 V» – джерело трифазної синусоїдальної напруги 400 В;

• «Трансформатор 250 кВА» – параметри симетричних складових розподільчого трансформатора (РТ) потужністю 250 кВА;

• «Лінія-1» ÷ «Лінія-3» – параметри лінійних провідників;

• «Вимірювач-1» ÷ «Вимірювач - 4» – вимірювання струмів та напруг в різних точках мережі;

• «*Simulink*-модель» *D*-STATCOM;

• «*Simulink*-модель» РФСП;

• «Несиметричне лінійне навантаження» – трифазне несиметричне лінійне навантаження для задання несиметрії струмів в мережі;

• «Група однофазних нелінійних навантажень» – однофазні нелінійні навантаження, з'єднані в трифазні еквівалентні навантаження активної потужністю 2,5 кВт для кожного однофазного випрямляча в фазі мережі;

• «Група трифазних нелінійних навантажень» – три паралельно з'єднані трифазні нелінійні навантаження з величиною активної потужності навантаження 24 кВт для кожного.

Таблиця 1 – Основні параметри мережі

Елемент мережі	Параметри
Силовий трансформатор (РТ)	Напруга – 400 В, 50 Гц; потужність – 250 кВА
Лінійне несиметричне навантаження мережі (ВА)	S_A = 40, S_B = 65, S_C = 20
Сумарна потужність групи однофазних нелінійних навантажень мережі	$P_{сум.}$ = 45 кВ
Сумарна потужність трифазних нелінійних навантажень	$P_{сум.}$ = 72 кВт
Лінія №1	R = 0.0124 Ом; L = 19 10^{-6} Гн
Лінії №2 та №3	R = 0.025 Ом; L = 7.63 10^{-6} Гн
Нульовий провід мережі	R= 0.025 Ом; L = 7.63 10^{-6} Гн

• «*Null*-1» та «*Null*-2» – параметри нейтралі мережі.

Як видно з гістограми на рис. 4 у випадку підключення ГФКП-2 до мережі,що мають зазначені у табл. 1 параметри, сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень (СКГС) за напругою зменшується з 19,3% до 6,2%, що свідчить про високу ефективність використання ГФКП-2. На рис. 5 наведено часові діаграми зміни струму в нульовому проводі при вимкненому ГФКФ («*Inull_rfsu_off*») та у випадку, коли ГФКП підключено до мережі («*Inull_rfsu_on*»).

З розгляду наведених на рис.5 кривих видно, що значення струму в нульовому проводі у випадку, коли ГФКП підключений до мережі НН, значно (у понад сотню разів) зменшується в порівнянні з його значеннями при вимкненому ГФКП разів) при зазначених параметрах мережі і навантаження.

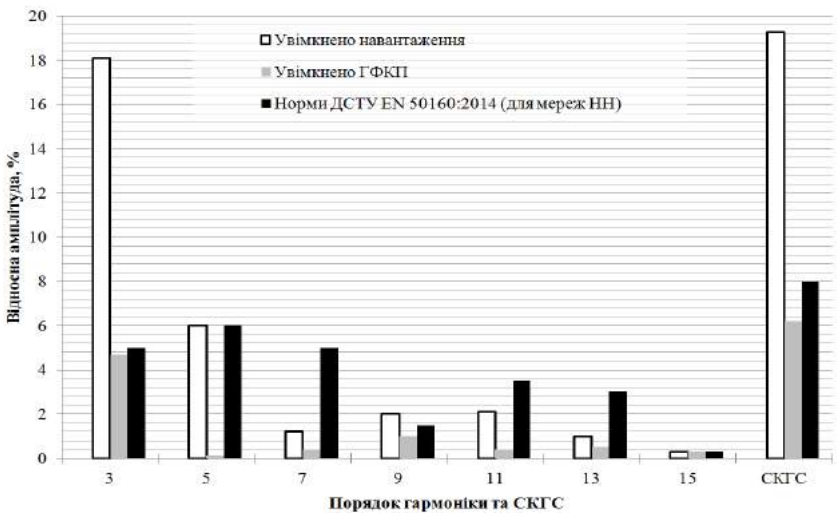


Рис. 4

Часові діаграми струмів та напруг в кожній фазі мережі (наприклад, у фазі *B*) у випадку, коли ГФКП до мережі не підключено (*Vb_2_rfsu_off* та *Ib_2_rfsu_off*), та при увімкненому ГФКП (*Vb_2_rfsu_on* та *Ib_2_rfsu_on*) представлено на рис. 6, з розкладу яких видно, що при роботі ГФКП-2 форма кривих струмів та напруг наближається до синусоїдальної (навіть при наявності вельми значної нелінійної складової навантаження).

В таблиці 2 представлено зведені результати моделювання у випадку, коли РФСП, що входить до складу ГФКП-2, працює, наприклад, в режимі «номінал», тобто у випадку, коли рівень напруги навантаження мережі змінюється в допустимому діапазоні відхилень напруги (±10% від значення номінальної напруги U_n) згідно вимог ДСТУ *EN* 50160:2014.

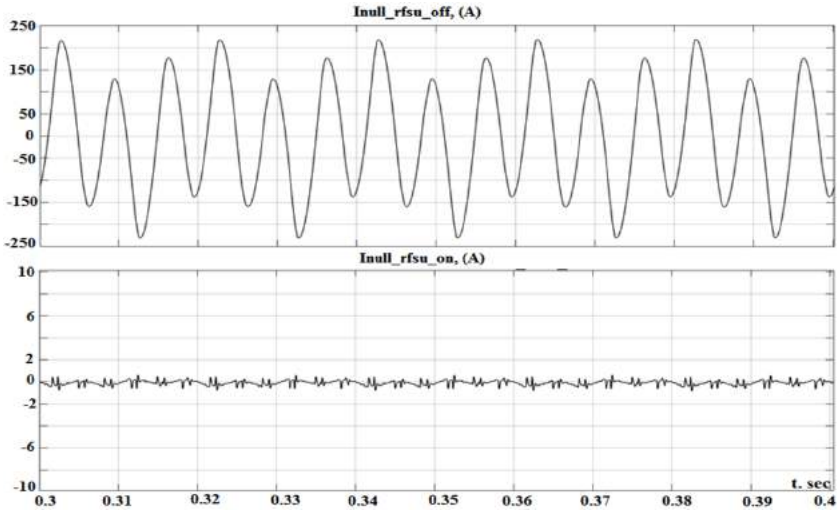


Рис. 5

З розгляду цих результатів слідує, що при підключенні запропонованого ГФКП2 до мережі НН з групою однофазних нелінійних, трифазних нелінійних, несиметричного лінійного навантажень при зазначених параметрах з його допомогою досягається значне покращення якості напруги у вузлі навантаження і, відповідно, приведення її

параметрів до норм, що визначені діючим стандартом ДСТУ *EN* 50160:2014, а саме:

– зменшення сумарного коефіцієнту гармонічних спотворень напруги з 19,2% до 10,4%;

– зменшення небалансу напруги за нульовою послідовністю внаслідок компенсації струму в нульовому проводі мережі приблизно в 27 разів;

– забезпечення нормованого рівня напруги в мережі в межах ±10% від її номінального значення за рахунок його регулювання РФСП у складі ГФКП.

Висновки: 1. Застосування ГФКП в трифазних чотирипровідних системах з нелінійними та несиметричними навантаженнями дозволяє значно покращити показники якості напруги в мережі та забезпечити ЕМС споживачів за рахунок зниження значень сумарного коефіцієнта гармонічних спотворень і рівня окремих гармонік у кривих струму та напруги у мережі, відхилень напруги, коефіцієнту несиметрії напруг за нульової послідовності, а також здійснити параметричне демпфування несиметричних коливань напруги в мережі та знизити додаткові втрати активної потужності в мережі. **2.** Одержані результати досліджень дозволяють провести оцінювання впливу роботи ГФКП на режимні параметри мережі та визначити оптимальні значення параметрів силових елементів та системи керування ГФКП з метою їх практичного застосування в розподільних електричних мережах з нульовим проводом для приведення параметрів ЕМС до норм, що визначені діючим стандартом ДСТУ *EN* 50160:2014 щодо характеристик напруги електропостачання у розподільчих мережах загального призначення. **3.** ГФКП є ефективним засобом для комплексного покращення якості електроенергії та забезпечення ЕМС у вузлах навантаження, зокрема, для електропостачання відповідальних споживачів, при цьому ГФКП дозволяє зрівноважити систему напруг, регулювати (стабілізувати) їх рівень, а також підвищити надійність електропостачання споживачів електроенергії при аварійному зниканні напруги в одній з фаз мережі.

Таблиця 2 – Результати імітаційного моделювання режимів роботи ГФКП-2.

Параметр	Значення ГФКП	
	відключений	увімкнений
Діючі значення фазних напруг мережі (Вим. №2)	U_A=210 В, U_B=201 В, U_C=203 В	U_A=213 В, U_B=211 В, U_C=215 В
Діючі значення струмів мережі (Вим. №2)	I_A=353 В, I_B=365 В, I_C=333 В	I_A=327 В, I_B=346 В, I_C=325 В
Діюче значення струму в нульовому проводі мережі (*Inull_3*)	35,2 А	1,3 А
СКГС напруги у фазі В мережі (Вим. №2)	19,3 %	6,2 %
СКГС струму у фазі В мережі (Вим. №2)	19,2 %	10,4 %

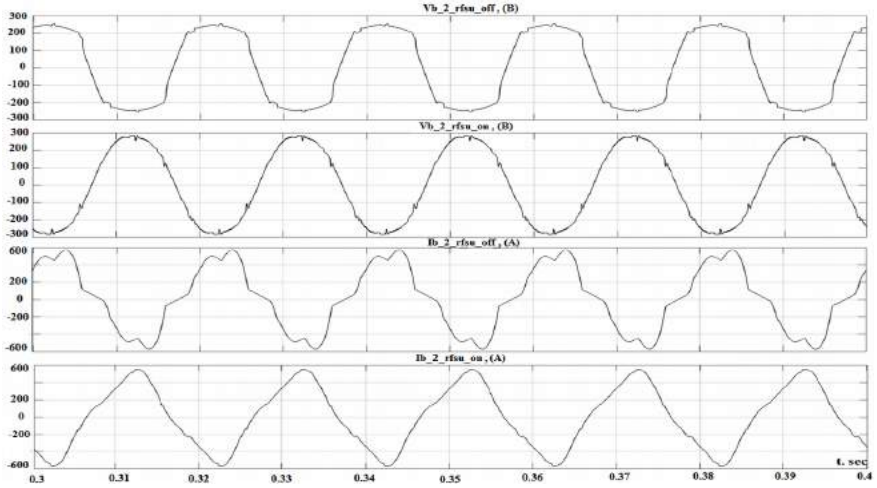


Рис. 6

Список літератури: 1. Шидловський А.К. Стабілізація параметрів електричної енергії в трифазних системах напівпровідниковими коригуючими пристроями / Шидловський А.К. Новський В.О., Жаркін А.Ф. // Київ, Інститут електродинаміки НАН України. – 2013. – 378 с. **2.** Шидловський А.К. Принципи побудови гібридних фільтросиметруючих пристроїв для низьковольтних електричних мереж з нелінійними та змінними навантаженнями / А. К.Шидловський, А. Ф. Жаркін, В. О. Новський, Д. О. Малахатка. // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. – №4. – С. 93–100. **3.** Малахатка Д.О. Силові схеми гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів для трифазних систем з нелінійними та змінними навантаженнями // Праці ІЕД НАН України. – Київ. – 2016. – №45. – С.92-101. **4.** Singh B. P. Reduced Rating VSC With a Zig-Zag Transformer for Current Compensation in a three-Phase Four-Wire Distribution System / Singh B. P., Jayaprakash, T.R. Somayajulu, D.P. Kothari. // IEEE Transactions On Power Delivery. – 2009 (Jan). – vol. 24., no. 1. – pp. 249–258. **5.** Sewan Choi Analysis and Control of a Single-Phase- Inverter- zigzag Transformer Hybrid neutral- current suppressor in Three-phase Four Wire Systems / Sewan Choi, Minsoo Jang // IEEE Trans. Ind. Elec. – August 2007. – vol. 54. – no. 4, pp. 2201- 2208.

Bibliography (transliterated): 1. Shydlovs'kyy A.K., Novs'kyy V.O. and Zharkin A.F. Stabilizatsiya parametriv elektrychnoyi enerhiyi v tryfaznykh systemakh napivprovidnykovymy koryhuyuchymy prystroyamy //Kyiv, Instytut elektrodynamiky NAN Ukrayiny.– 2013.–378 p. **2.** Shydlovs'kyy A.K., Zharkin A.F., Novs'kyy V.O. and Malakhatka D. O. Pryntsypy pobudovy hibrydnykh filtrosymetruyuchykh prystroyiv dlya nyz'kovol'tnykh elektrychnykh merezh z neliniynymy ta zminnymy navantazhennyamy //Elektrotekhnika i elektromekhanika.–2016.–№4.– P. 93–100. **3.** Malakhatka D.O. Sylovi skhemy hibrydnykh fil'trokompensuyuchykh peretvoryuvachiv dlya tryfaznykh system z neliniynymy ta zminnymy navantazhennyamy // Pratsi IED NAN Ukrayiny.–Kyyiv– 2016.– №45.– P. 92-101. **4.** Singh B. P., Jayaprakash, T.R. Somayajulu and Kothari. D.P. Reduced Rating VSC With a Zig-Zag Transformer for Current Compensation in a three-Phase Four-Wire Distribution System // IEEE Transactions On Power Delivery.2009 (Jan).–vol. 24., no.1.–pp. 249–258. **5.** Sewan Choi and Minsoo Jang Analysis and Control of a Single-Phase- Inverter- zigzag Transformer Hybrid neutral- current suppressor in Three-phase Four Wire Systems // IEEE Trans. Ind. Elec. –August 2007.–vol.54.–no.4.–pp. 2201-2208.

Надійшла 03.05.2017

УДК 621.3.011:621.372

Н. И. СУПРУНОВСКАЯ, канд. техн. наук, ст. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
А. А. ЩЕРБА, чл.-корр. НАНУ, докт. техн. наук, проф., зав. отд., Институт электродинамики НАНУ.

ВЗАИМОСВЯЗАННЫЕ ИМПУЛЬСНО–ПЕРИОДИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПЯХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕКТРОРАЗРЯДНЫХ УСТАНОВОК С ЕМКОСТНЫМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ ПРИ СЛУЧАЙНОМ ИЗМЕНЕНИИ СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ

Введение. Анализ переходных процессов электрических цепей полупроводниковых электроразрядных установок существенно усложняется при случайном изменении их сопротивления и возникновении последовательностей циклически повторяющихся взаимосвязанных импульсно-периодических процессов [7, 9]. Их взаимная связь проявляется в том, что электрические характеристики цепей электроразрядных установок с полупроводниковыми коммутаторами в момент завершения текущего переходного процесса определяют начальные условия следующего переходного процесса в другой цепи. Причем переходные процессы циклически повторяются таким образом, что последний импульсно-периодический процесс на данном цикле оказывает влияние на начальные условия первого процесса этой последовательности в следующем цикле. Подобные процессы в частности возникают в цепях электроразрядных установок, структура которых изменяется с помощью полупроводниковых коммутаторов при случайном изменении сопротивления нагрузки. Необходимость анализа подобных процессов возникает также при исследовании нестабильности режимов работы электроразрядных установок с емкостными накопителями энергии, работающими на электроискровую и другие нагрузки, активное сопротивление которых может изменяться случайным образом от разряда к разряду [6, 7].

Для расчета всей последовательности взаимосвязанных переходных процессов как единого сложного процесса эффективным может быть применение метода разностных уравнений, что возможно в результате составления и решения разностного уравнения путем получения аналитического выражения, связывающего значение функции состояния (т.е. начальных условий одного из процессов) на текущем цикле повторения переходных процессов со значением этой же функции на следующем или предыдущем цикле [1]. Такой подход позволяет анализировать переходные процессы, возникающие в линейных цепях с изменяющейся структурой, а сам метод может быть применим при детерминированном и циклически повторяющемся изменении структуры цепи. В то же время в общем виде он не позволяет анализировать процессы, возникающие при стохастическом изменении параметров цепей полупроводниковых электроразрядных установок.

Поэтому **целью данной работы** было развитие метода разностных уравнений для анализа сложных циклических последовательностей взаимосвязанных переходных процессов в электрических цепях электроразрядных установок со стохастически изменяющимся сопротивлением нагрузки, характеризующимся как дискретными, так и непрерывными случайными величинами.

Определение характеристик дискретного случайного процесса изменения структуры электрической цепи. Для достижения поставленной цели были приняты следующие допущения: дискретное изменение сопротивления нагрузки представлено изменением структуры цепи установки; процесс изменения состояния цепи представлен в виде дискретного случайного процесса; характеристики случайного процесса изменения структуры цепи представлены в качестве параметров динамической системы; для получения вероятностных оценок электрических характеристик цепи ее анализ проводился классическим методом разностных уравнений.

Идея предлагаемого подхода состоит в том, что стохастическое изменение структуры линейной цепи представляется в виде случайного процесса, проводится оценка характеристик данного случайного процесса (определяется математическое ожидание и наиболее вероятный диапазон изменения мгновенных значений случайного процесса), и затем выполняются вероятностные оценки электрических характеристик цепи с помощью метода разностных уравнений.

На рис. 1 представлена электрическая схема замещения полупроводниковой (тиристорной) электроразрядной установки, в которой напряжение заряда и разряда конденсатора С зависят от ненулевых начальных условий по напряжению (поскольку заряд и разряд конденсатора в цепях с полупроводниковыми коммутаторами имеет колебательный характер). Рассматриваемая схема состоит из зарядного и разрядного контуров. Конденсатор заряжается от формирователя постоянного напряжения (ФПН). Случайный процесс изменения сопротивления нагрузки по двум альтернативам (сопротивление при искровом разряде $R_{ир}$ или при холостом разряде без искрений $R_{хр}$) представляется в виде дискретного случайного процесса изменения структуры разрядной цепи по двум альтернативным вариантам: $C–VT_1–R_{ир}–L_1$ или $C–VT_1–R_{хр}–L_1$.

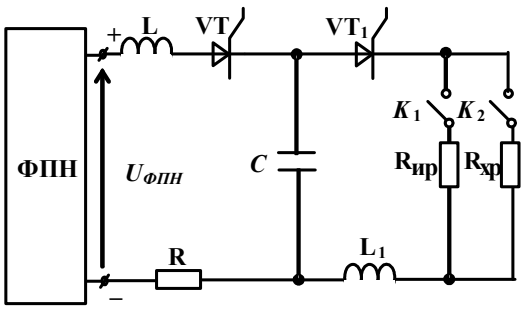


Рис. 1. Электрическая схема замещения электроразрядной установки при стохастическом изменении сопротивления нагрузки по одному из двух альтернативных вариантов

© Н.И. Супруновская, А.А. Щерба, 2017

Введем следующие обозначения: З – заряд конденсатора, ИР (ХР) – искровой (холостой) разряд конденсатора. Пусть переход от процесса З к процессу ХР происходит с вероятностью p, а переход от процесса З к процессу ИР – с вероятностью $q = 1 – p$. Поскольку в рассматриваемой последовательности изменений структуры цепи только один из переходов является стохастическим (изменение разрядной цепи), то для удобства будем рассматривать цепочку из двух последовательных процессов как один элементарный процесс, т.е. будем говорить о процессах «З – ХР» и «З – ИР».

Не нарушая общности, можно считать, что $q \geq p$, т.е. цепочка процессов З – ИР (после процесса З следует процесс ИР без процесса ХР) протекает с большей либо равной вероятностью, чем цепочка процессов З – ХР.

Рассматриваемый циклический процесс изменения структуры цепи можно представить в виде последовательности испытаний Бернулли, где в результате каждого из испытаний возникает одно из двух несовместных событий: либо процесс «З – ХР» (с вероятностью p), либо процесс «З – ИР» (с вероятностью $q = 1– p$) [2].

В качестве мгновенного значения рассматриваемого случайного процесса изменения структуры цепи примем случайную величину $N_{З–ИР}$ – «количество процессов З – ИР между двумя соседними наступлениями процесса З – ХР». Случайная величина $N_{З–ИР}$ по определению имеет геометрическое распределение (при котором вероятности возможных значений случайной величины образуют геометрическую прогрессию) с параметрами p и q. Тогда функция распределения случайной величины $N_{З–ИР}$ имеет вид:

$$F_{N_{З\text{-}ИР}}(n) = 1 - q^{n+1}, \tag{1}$$

где n – номер цикла изменения структуры цепи.

Математическое ожидание $\left(n^{ср}_{З\text{-}ИР}\right)$ случайной величины $N_{З–ИР}$ определяется как:

$$n^{ср}_{З\text{-}ИР} = M[N_{З\text{-}ИР}] = q/p\ . \tag{2}$$

Построим доверительный интервал $\left[n^{min}_{З\text{-}ИР}; n^{max}_{З\text{-}ИР}\right]$, в который реализации случайной величины $N_{З–ИР}$ попадают с заданной вероятностью δ. Целесообразно, чтобы этот доверительный интервал был «симметричным» относительно математического ожидания, т.е. вероятность попадания реализации случайной величины $N_{З–ИР}$ в участок интервала, превышающий $M\lfloor N_{З–ИР}\rfloor$, должна быть равной вероятности попадания в участок интервала не превышающий $M\lfloor N_{З–ИР}\rfloor$:

$$P\left(n^{min}_{З\text{-}ИР} < N_{З\text{-}ИР} \leq M[N_{З\text{-}ИР}]\right) = P\left(M[N_{З\text{-}ИР}] < N_{З\text{-}ИР} \leq n^{max}_{З\text{-}ИР}\right) = \delta/2\ . \tag{3}$$

Используя соотношения (1) и (3), можно получить выражения для расчета границ доверительного интервала случайной величины $N_{З–ИР}$ (обозначенных квадратными скобками $\lceil\ \rceil$ и $\lfloor\ \rfloor$, соответствующими округлению до ближайшего большего целого и ближайшего меньшего целого, так как реализации случайной величины $N_{З–ИР}$ по определению могут принимать только целые значения):

$$n^{min}_{З\text{-}ИР} = \left\lfloor \log_q\left(\delta/2 + q^{q/p+1}\right) - 1 \right\rfloor \tag{4}$$

$$n^{max}_{З-ИР} = \left\lceil \log_q\left(q^{q/p+1} - \delta/2\right) - 1 \right\rceil . \tag{5}$$

Анализ с помощью метода разностных уравнений последовательности переходных процессов в цепях электроразрядных установок при дискретном случайном изменении сопротивления нагрузки. В основе применения метода разностных уравнений для решения задачи вероятностного анализа последовательности переходных процессов лежит следующая идея: необходимо получить аналитические зависимости для электрических характеристик цепи от параметра $N_{З–ИР}$ ("количества процессов З–ИР между двумя соседними наступлениями процесса З–ХР"). Затем, подставив в полученную зависимость вместо параметра $N_{З–ИР}$ его вероятностные оценки $n^{ср}_{З-ИР}$ (2), $n^{min}_{З\text{-}ИР}$ (4) и $n^{max}_{З\text{-}ИР}$ (5), получить вероятностные оценки электрических характеристик цепи.

При колебательном заряде конденсатора в схеме на рис. 1 (тиристорный ключ VT замкнут, а ключ VT_1 разомкнут) напряжение его заряда определяется по формуле [8]:

$$U^{з}(U^{з}_0) = U_{ФПН} + \left(U_{ФПН} - U^{з}_0\right)\cdot e^{-a}, \tag{6}$$

где $U^{з}$ – напряжение заряда конденсатора, $U^{з}_0$ – начальное ненулевое напряжение на конденсаторе при его заряде, $U_{ФПН}$ – напряжение на выходе формирователя постоянного напряжения, $a = \pi/2Q$, $Q = \sqrt{L/C}\ /\ R$ – добротность зарядной цепи, L, R – значения соответственно индуктивности и активного сопротивления зарядной цепи, C – значение емкости конденсатора.

При разряде конденсатора в искровом режиме (ключи VT_1 и K_1 замкнуты, ключи VT и K_2 разомкнуты) напряжение на нем будет определяться из выражения [8, 9]:

$$U^{ир}(U^{ир}_0) = -U^{ир}_0\cdot e^{-b}, \tag{7}$$

где $U^{ир}_0$ и $U^{ир}$ – соответственно напряжение на конденсаторе до и после его разряда в искровом режиме, $b = \pi/2Q_{ир}$, $Q_{ир} = \sqrt{L_1/C}\ /\ R_{ир}$ – добротность разрядной цепи в искровом режиме разряда, L_1, $R_{ир}$,– соответственно значения индуктивности разрядной цепи, активного сопротивления нагрузки в искровом режиме.

При холостом (без искрений в нагрузке) разряде конденсатора (ключи VT_1 и K_2 замкнуты, ключи VT и K_1 разомкнуты) напряжение на нем определяется как [8, 9]:

$$U^{\text{хр}}(U_0^{\text{хр}}) = -U_0^{\text{хр}} \cdot e^{-c}, \tag{8}$$

где, $U_0^{\text{хр}}$ и $U^{\text{хр}}$ – соответственно напряжение на конденсаторе до и после его разряда в холостом режиме, $c = \pi / 2Q_{\text{хр}}$, $Q_{\text{хр}} = \sqrt{L_1/C} / R_{\text{хр}}$ – добротность разрядного контура в режиме холостого разряда.

Переходные процессы заряда и разряда конденсатора C повторяются следующим образом: при включении тиристорного вентиля VT начинается колебательный заряд конденсатора C от ФПН через зарядный дроссель L и резистор R. При появлении максимального напряжения на конденсаторе ток в контуре станет равным нулю и тиристор VT выключится. Через некоторое время включается тиристор VT_1 и начинается колебательный разряд конденсатора через зарядный дроссель L_1 на нагрузку, представленную сопротивлениями $R_{\text{ир}}$ ($R_{\text{хр}}$).

Разряд конденсатора может протекать в одном из двух режимов: режим искрового разряда (сопротивление нагрузки равно $R_{\text{ир}}$) и режим холостого разряда (сопротивление нагрузки равно $R_{\text{хр}}$). При появлении максимального (по модулю) отрицательного напряжения на конденсаторе (т.е. при перезаряде конденсатора) ток в контуре станет равным нулю и тиристор VT_1 выключится. Затем процессы циклически повторяются.

При проведении анализа приняты следующие допущения: сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ является линейным в пределах каждого процесса разряда конденсатора, однако от одного разрядного цикла к другому $R_{\text{н}}$ может скачкообразно меняться по заданному вероятностному закону:

$$R_{\text{н}} = \begin{cases} R_{\text{хр}}, \text{с вероятностью } p \\ R_{\text{ир}}, \text{с вероятностью } q = 1 - p \end{cases}. \tag{9}$$

Используем метод разностных уравнений для анализа переходных процессов на промежутке времени, соответствующем конкретному значению дискретного случайного процесса.

Составим разностное уравнение относительно напряжения разряда конденсатора, подставив в формулу напряжения искрового разряда (7) выражение для напряжения заряда (6) вместо $U_0^{\text{ир}}$, и приняв во внимание, что начальное напряжение при заряде конденсатора в n+1 – ом цикле ($U_{0n+1}^{\text{з}}$) равно напряжению разряда конденсатора в предыдущем n–ом цикле ($U_n^{\text{ир}}$):

$$U_{n+1}^{\text{ир}} = U_n^{\text{ир}} \cdot e^{-(a+b)} - U_{\text{ФПН}} \cdot e^{-b} \cdot (1 + e^{-a}), \quad n = \overline{0, \infty}. \tag{10}$$

Решив разностное уравнение (10) с учетом того, что изначальное напряжение на конденсаторе было равно U_0, получим выражение для напряжения на конденсаторе после последнего разряда в последовательности процессов З–ИР (заряды конденсатора с последующими искровыми разрядами) [9]:

$$U^{\text{ир}}(U_0, n_{\text{ир}}) = U_0 \cdot e^{-(a+b)^{n_{\text{ир}}}} - U_{\text{ФПН}} \cdot (1 + e^{-a}) \left(1 - e^{-(a+b)^{n_{\text{ир}}}}\right) / \left(e^b - e^{-a}\right), \tag{11}$$

где $n_{\text{ир}}$ – количество подряд идущих процессов заряда конденсатора с последующими искровыми разрядами между двумя соседними холостыми разрядами конденсатора.

На данном этапе были проанализированы переходные процессы в рамках одного мгновенного значения стохастического процесса изменения структуры цепи.

Повторно используя метод разностных уравнений, произведем припасовывание результатов, полученных для отдельных мгновенных значений случайного процесса изменения структуры цепи, с целью получения результата анализа переходных процессов по всей длительности случайного процесса в квазиустановившемся режиме.

Общая последовательность процессов, протекающих в цепи, состоит из циклически повторяющихся следующих процессов: колебательного заряда конденсатора, холостого разряда конденсатора, последовательности процессов заряда конденсатора с последующим искровым разрядом на нагрузку.

Составим разностное уравнение относительно напряжения разряда конденсатора по окончании последовательности искровых разрядов, выполнив рекурсивную подстановку формул (6), (8) и (11):

$$U_{n+1}^{\text{ир}} = U_n^{\text{ир}} \cdot d(n_{\text{ир}}) + f(n_{\text{ир}}), \tag{12}$$

где $d(n_{\text{ир}}) = e^{-(a+c)} e^{(a+b)^{n_{\text{ир}}}}$, $f(n_{\text{ир}}) = -U_{\text{ФПН}}(1 + e^{-a}) \left(e^{-c} e^{-(a+b)^{n_{\text{ир}}}} + \left(1 - e^{-(a+b)^{n_{\text{ир}}}}\right) / \left(e^b - e^{-a}\right) \right)$.

Решение разностного уравнения (12) имеет вид:

$$U^{\text{ир}}(U_0, n_{\text{хр}}, n_{\text{ир}}) = U_0 \cdot (d(n_{\text{ир}}))^{n_{\text{хр}}} + f(n_{\text{ир}}) \left(1 - (d(n_{\text{ир}}))^{n_{\text{хр}}}\right) / \left(1 - d(n_{\text{ир}})\right), \tag{13}$$

где $n_{\text{хр}}$ – количество рассматриваемых циклов переходных процессов (под циклом подразумевается последовательность зарядов с последующими искровыми разрядами + один заряд с холостым разрядом).

Выражение (13) отражает зависимость напряжения на конденсаторе $U^{\text{ир}}$ в момент завершения последнего искрового разряда конденсатора в цепочке взаимосвязанных переходных процессов. На основе выражений (6), (8) и (13) может быть получено выражение для напряжения на конденсаторе в момент завершения холостого разряда конденсатора $U^{\text{хр}}$ после $n_{\text{хр}}$ цепочек рассмотренных переходных процессов:

$$U^{\text{хр}}(U_{0,}\, n_{\text{хр}}, n_{\text{ир}}) = -U_{\text{ФПН}}(1+e^{-a})e^{-c} + e^{-(a+c)}\left(U_0(d(n_{\text{ир}}))^{n_{\text{хр}}} + f(n_{\text{ир}})(1-(d(n_{\text{ир}}))^{n_{\text{хр}}})/(1-d(n_{\text{ир}}))\right). \quad (14)$$

В случае, когда количество повторений цепочки переходных процессов $n_{\text{хр}}$ стремится к бесконечности, наступает квазиустановившийся режим. Выражение для напряжения в момент завершения последнего искрового разряда конденсатора в цепочке взаимосвязанных переходных процессов в квазиустановившемся режиме может быть получено, исходя из соотношения (13):

$$U^{\text{ир}}_{\lim}(n_{\text{ир}}) = \lim_{n_{\text{хр}} \to \infty}\left(U_0 \cdot (d(n_{\text{ир}}))^{n_{\text{хр}}} + f(n_{\text{ир}})\left(1-(d(n_{\text{ир}}))^{n_{\text{хр}}}\right)/(1-d(n_{\text{ир}}))\right) = f(n_{\text{ир}})/(1-d(n_{\text{ир}})). \quad (15)$$

Аналогичным образом соотношение для напряжения на конденсаторе в момент завершения холостого разряда конденсатора в квазиустановившемся режиме может быть получено, исходя из соотношения (14):

$$U^{\text{хр}}_{\lim}(n_{\text{ир}}) = -e^{-c}[U_{\text{ФПН}}(1+e^{-a}) - e^{-a} f(n_{\text{ир}})/(1-d(n_{\text{ир}}))]. \quad (16)$$

Подставляя полученные значения математического ожидания случайного процесса (2) и границы диапазона наиболее вероятного изменения мгновенных значений случайного процесса (4) и (5) в качестве параметров в выражения для электрических характеристик, получим их вероятностные оценки.

Для того чтобы оценить среднее напряжение на конденсаторе на момент завершения искровых разрядов в квазиустановившемся режиме, необходимо в качестве параметра $n_{\text{ир}}$ в выражение (15) для $U^{\text{ир}}_{\lim}(n_{\text{ир}})$ подставить целую часть (обозначенную квадратными скобками) от оценки математического ожидания случайной величины $N_{\text{З–ИР}}$ (2):

$$U^{\text{ир ср}} = U^{\text{ир}}_{\lim}([q/p]) = f([q/p])/(1-d([q/p])). \quad (17)$$

Среднее напряжение на конденсаторе на момент завершения холостого разряда в квазиустановившемся режиме после аналогичной подстановки целой части от (2) в выражение (16) определиться как:

$$U^{\text{хр ср}} = U^{\text{хр}}_{\lim}([q/p]) = e^{-c}(U_{\text{ФПН}}(1+e^{-a}) - e^{-a} f([q/p])/(1-d([q/p]))). \quad (18)$$

Зная математические ожидания напряжения конденсатора в моменты завершения искровых и холостых разрядов, можно приближенно определить математическое ожидание напряжения разряда конденсатора в целом по всему циклу взаимосвязанных переходных процессов в квазиустановившемся режиме:

$$U^{\text{ср}} \approx \left(U^{\text{ир ср}} n_{\text{ир}} + U^{\text{хр ср}}\right)/(n_{\text{ир}}+1). \quad (19)$$

Далее оценим диапазон изменения напряжения разряда на конденсаторе.

Проведенные исследования показали, что напряжение разряда конденсатора тем больше по модулю, чем больше искровых разрядов. Таким образом для определения максимального по модулю напряжения разряда конденсатора $U^{|max|}$ необходимо в выражение (15) для $U^{\text{ир}}_{\lim}(n_{\text{ир}})$ вместо параметра $n_{\text{ир}}$ подставить $n^{max}_{\text{З–ИР}}$ – верхнюю границу доверительного интервала случайной величины $N_{\text{З–ИР}}$ с заданной вероятностью δ из формулы (5):

$$U^{|max|} = f\left(\left\lfloor \log_q(q^{q/p+1} - \delta/2) - 1 \right\rfloor\right)/\left(1-d\left(\left\lfloor \log_q(q^{q/p+1} - \delta/2) - 1 \right\rfloor\right)\right). \quad (20)$$

Аналогично определяется минимальное по модулю напряжение разряда конденсатора $U^{|min|}$ (подстановкой в (15) формулы (4) для $n^{min}_{\text{З–ИР}}$ – нижней границы доверительного интервала случайной величины $N_{\text{З–ИР}}$):

$$U^{|min|} = f\left(\left\lfloor \log_q(\delta/2 + q^{q/p+1}) - 1 \right\rfloor\right)/\left(1-d\left(\left\lfloor \log_q(\delta/2 + q^{q/p+1}) - 1 \right\rfloor\right)\right). \quad (21)$$

В случае, когда сопротивление нагрузки случайным образом может принимать одно из трех и более значений применяется метод декомпозиции (когда решение одной большой задачи выполняется решением серии взаимосвязанных меньших задач). При этом анализ производится следующим образом: последовательность процессов, соответствующая двум наиболее вероятным вариантам стохастического изменения структуры цепи, представляется в виде одного неделимого процесса. Далее находится математическое ожидание данного процесса, т. е. вероятность его наступления и его влияние на электрические характеристики цепи. Объединение процессов, соответствующих двум наиболее вероятным вариантам случайного изменения структуры цепи в один неделимый процесс повторяется до тех пор, пока задача не сведется к анализу двух альтернативных вариантов изменения структуры цепи, для которых применяется рассмотренный выше подход к анализу стохастических процессов с двумя вариантами изменения структуры цепи.

Определение характеристик непрерывного случайного процесса изменения сопротивления нагрузки и анализ циклических последовательностей взаимосвязанных переходных процессов в электрических цепях с такой нагрузкой с помощью метода разностных уравнений. Ограничением рассмотренного выше подхода является то, что он позволяет исследовать лишь процессы, в которых стохастический параметр цепи характеризуется конечным множеством значений дискретной случайной величины [5]. Поэтому целесообразным является дальнейшее развитие метода разностных уравнений для анализа переходных процессов в электриче-

ских цепях со стохастически изменяющимися параметрами, характеризующимися непрерывными случайными величинами.

На рис. 2 представлена электрическая схема замещения тиристорной электроразрядной установки, сопротивление нагрузки которой изменяется случайным образом.

Принято допущение, что электрическое сопротивление нагрузки $R_н$ в разрядном контуре установки неизменно в течение длительности каждого разряда конденсатора C, но в паузе между разрядами оно может изменяться и его величина характеризуется непрерывной равномерно распределенной случайной величиной, изменяемой от r_{min} до r_{max}. При этом функция плотности вероятности $R_н$ равна:

$$f_{R_н}(r_н)=\begin{cases}0, & r_н\notin[r_{min};r_{max}]\\ 1/(r_{max}-r_{min}), & r_н\in[r_{min};r_{max}]\end{cases} \qquad (22)$$

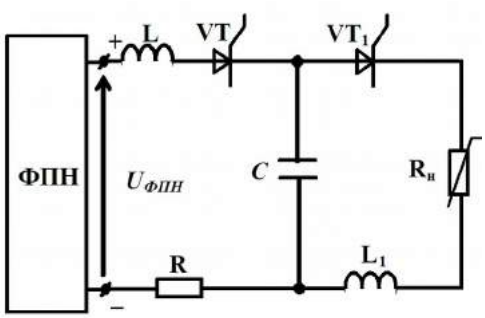


Рис. 2. Электрическая схема замещения ЭРУ при изменении сопротивления нагрузки по непрерывному закону распределения вероятностей

Получим аналитические выражения, отражающие зависимости электрических характеристик от стохастического сопротивления цепи в течение переходных процессов.

Напряжение колебательного заряда конденсатора $U^{зар}$ определяется согласно (6). При колебательном разряде конденсатора C на нагрузку сопротивлением $R_н$, осуществляемом при добротности разрядной цепи $Q_1=\sqrt{L_1}/\sqrt{C}\cdot R_н$ (где $R_н$ – случайная величина из распределения сопротивления в диапазоне [r_{min} ; r_{max}]), конечное напряжение разряда конденсатора определяется по формуле [8, 9]:

$$U^p=-U_0^p e^{-\pi/2Q_1}, \qquad (23)$$

где U_0^p – начальное напряжение при разряде конденсатора.

Далее, как и при классическом применении метода разностных уравнений, необходимо составить разностное уравнение, связывающее ненулевые начальные условия переходных процессов. Для этого выразим напряжение, до которого разрядится конденсатор на n–ом цикле повторения переходных процессов U_n, через напряжение, до которого разрядился конденсатор на предыдущем цикле U_{n-1}. Данное выражение может быть получено путем подстановки в (23) вместо U_0^p соотношения (6) с учетом, что $U_0^з = U_{n-1}$:

$$U_n=-\left(U_{ФПН}+\left(U_{ФПН}-U_{n-1}\right)e^{-\pi/2Q}\right)e^{-\pi/2Q_1}=U_{n-1}e^{-\pi/2Q}\cdot e^{-\pi/2Q_1}-U_{ФПН}\left(1+e^{-\pi/2Q}\right)e^{-\pi/2Q_1}. \qquad (24)$$

Уравнение (24) является стохастическим разностным уравнением первого порядка относительно напряжения U_n, до которого разрядится конденсатор на n-ом цикле повторения переходных процессов. Уравнение является стохастическим, т.к. добротность разрядного контура является случайной величиной Q_1 (поскольку есть функцией, зависящей от случайной величины сопротивления нагрузки $R_н$).

Определим математическое ожидание напряжения разряда конденсатора $M[U_n]$ на любом наперед заданном разрядном цикле n. Для этого перейдем от стохастического уравнения к детерминированному разностному уравнению относительно $M[U_n]$.

Рассмотрим математическое ожидание левой и правой части уравнения (24) и воспользуемся известными свойствами математического ожидания [4]:

$$M[U_n]=e^{-\pi/2Q}M[U_{n-1}]M[e^{-\pi/2Q_1}]-U_{ФНП}\left(1+e^{-\pi/2Q}\right)M[e^{-\pi/2Q_1}] \quad . \qquad (25)$$

Уравнение (25) является детерминированным разностным уравнением относительно $M[U_n]$, но перед тем как его решить необходимо вычислить его неизвестный коэффициент – $M[e^{-\pi/2Qi}]$.

Вероятностные характеристики сопротивления $R_н$ известны (система уравнений (22)), а величина $e^{-\pi/2Qi}$ – является функцией от $R_н$. Поэтому путем применения известного подхода к анализу вероятностных характеристик функциональных преобразований случайных величин [4] можно выразить искомую вероятностную характеристику $M[e^{-\pi/2Qi}]$ [3]:

$$M\left[e^{-\pi/2Q_1}\right]=\left(-2\sqrt{L_1}/\pi\sqrt{C}\right)\cdot\left(e^{-\pi\sqrt{C}\cdot r_{max}/2\sqrt{L_1}}-e^{-\pi\sqrt{C}\cdot r_{min}/2\sqrt{L_1}}\right)/(r_{max}-r_{min}). \qquad (26)$$

Тогда разностное уравнение (25) относительно искомого математического ожидания примет вид:

$$M[U_n]=-2\sqrt{L_1}\cdot\left(e^{-\pi\sqrt{C}\cdot r_{max}/2\sqrt{L_1}}-e^{-\pi\sqrt{C}\cdot r_{min}/2\sqrt{L_1}}\right)\left(e^{-\pi/2Q}M\left[U_{n-1}-U_{ФПН}\left(1+e^{-\pi/2Q}\right)\right]\right)/(r_{max}-r_{min})/\pi\sqrt{C} \qquad (27)$$

Уравнение (27) – это стандартное детерминированное разностное уравнение первого порядка относительно $M[U_n]$. Зададим начальное условие – $M[U_0] = U_0$ и выполним такие замены переменных:

$$A=-2\sqrt{L_1}\cdot\left(e^{-\pi\sqrt{C}\cdot r_{max}/2\sqrt{L_1}}-e^{-\pi\sqrt{C}\cdot r_{min}/2\sqrt{L_1}}\right)/(r_{max}-r_{min})/\pi\sqrt{C}\ ,\ B=e^{-\pi/2Q}\ ,\ D=-U_{ФПН}\left(1+e^{-\pi/2Q}\right).$$

Тогда уравнение (27) примет вид:

$$M[U_n]=AB\cdot M[U_{n-1}]+AD. \qquad (28)$$

Применив стандартные методы решения детерминированных разностных уравнений первого порядка, получим решение уравнения:

$$M[U_n]=(AD/(1-AB))+[U_0-(AD/(1-AB))]\cdot AB^n . \quad (29)$$

Полученное выражение (29) позволяет определить математическое ожидание напряжения, до которого разрядится конденсатор, на любом наперед заданном цикле повторения переходных процессов.

Выводы. 1. Предложен подход к анализу взаимосвязанных переходных процессов в цепях электроразрядных установок с обратной связью по напряжению и стохастической нагрузкой, электрическое сопротивление которой может характеризоваться как дискретной, так и непрерывной случайной величиной с произвольным вероятностным распределением.

2. В случае, когда сопротивление нагрузки характеризуется конечным множеством значений дискретной случайной величины, подход основан на использовании метода разностных уравнений и вероятностных оценок изменения электрического сопротивления нагрузки.

3. Если стохастическое сопротивление нагрузки характеризуется непрерывной случайной величиной, то предложен переход от стохастического разностного уравнения относительно искомой величины к детерминированному разностному уравнению относительно математического ожидания этой искомой величины.

Список литературы: 1. *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники / *Л.А. Бессонов*. – Москва: Высшая школа, 1978. – 638 с. **2.** *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей и ее инженерные приложения. – 2-е изд. / *Е.С. Вентцель, Л.А. Овчаров*. – Москва: Высшая школа, 2000. – 480 с. **3.** *Иващенко Д.С.* Переходные процессы в электрических цепях со стохастической нагруз кой, характеризующейся непрерывной случайной величиной / *Д.С. Иващенко, Н.И. Супруновская* // Техн. електродинаміка. – 2016. – № 4 – С.17–19. **4.** *Лисьев В.П.* Теория вероятностей и математическая статистика / *В.П. Лисьев*. – Москва: МЭСИ, 2006. – 199 с. **5.** *Супруновская Н.И.* Многоуровневая модель взаимозависимых переходных процессов в цепях электроразрядных установок со стохастической нагрузкой / *Н.И. Супруновская, Д.С. Иващенко* // Техн. електродинаміка. – 2013. – №5. – С. 5–13. **6.** *Шидловская Н.А.* Переходные процессы в RLC-цепи с плазмоэрозионной нагрузкой / *Н.А. Шидловская, С.Н. Захарченко* // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 3. – С. 3–11. **7.** *Шидловский А.К.* Энергетические процессы в электрических цепях разрядноимпульсных установок с емкостным накопителем энергии при ограничении длительности его разряда на электроискровую нагрузку и ненулевых условиях его заряда / *А.К. Шидловский, Н.И. Супруновская* // Техн. електродинаміка. – 2010. – №1. – 42–48. **8.** *Шидловский А.К.* Энергетические процессы в электроимпуль сных установках с емкостными накопителями энергии / *А.К. Шидловский, А.А. Щерба, Н.И. Супруновская*. – К.: "Интерконтиненталь-Украина", 2009. – 207 с. **9.** *Щерба А.А.* Анализ условий стабилизации напряжения электроразрядных установок при колебательной разрядке их емкостного накопителя энергии на нагрузку с изменяющимся сопротивлением / *А.А. Щерба, Н.И. Супруновская, Д.С. Иващенко* // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2009. – Ч. 1. – С. 61 – 64.

Bibliography (transliterated): 1. *Bessonov L.A.* Electrical engineering theory. Moscow: Vysshaya shkola, 1978. – 638 p. Print. **2.** *Ventsel E.S., Ovcharov L.A.* Probability theory and its engineering applications. – 2nd edition. Moscow: Vysshaya shkola, 2000. – 480 p. Print. **3.** Ivashchenko D.S., Suprunovska N.I. "Transients in circuits with stochastic load, which characterized by continuous random variable." Tekhnichna elektrodynamika. No. 4. 2016. 17–19. Print. **4.** *Lisyev V.P.* Probability theory and the mathematical statistics. Moscow: MESI, 2006. – 199 p. Print. **5.** *Suprunovska N.I., Ivashchenko D.S.* "Multilevel model of interdependent transients in circuits of electro-discharge installations with stochastic load." Tekhnichna electrodynamika. No 5. 2013. 5–13. Print. **6.** *N.A.Shydlovska, S.M.Zakharchenko* "Transients in the RLC-circuit with heterogeneous plasma-erosive load." Tekhnichna electrodynamika. No 3. 2014. 3–17. Print. **7.** *Shydlovky A.K., Suprunovska N.I.* "Energy processes in electric circuits of discharge-pulse systems with capacitive energy storage at limitation of its discharge duration through electrical spark load and non-zero conditions its charging." Tekhnichna elektrodynamika. No 1. 2010. 42 – 48. Print. **8.** *Shydlovky A.K., Shcherba A.A., Suprunovska N.I.* Energy processes in charge and discharge circuits of capacitors of electro-pulse systems. Kiev: Interkontinental-Ukraina, 2009. – 208 p. Print. **9.** *Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Ivashchenko D.S.* "Analysis of conditions of voltage stabilization of electro-discharge systems during oscillatory discharge its capacitive energy storage through load with changing resistance" Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vypusk "Sylova elektronika ta energoefektyvnist". Vol. 1. 2009. 61 – 65. Print.

Поступила 28.03.2017

УДК 621.314

В. О. ДІДЕНКО, стаж.-досл., Національний технічний університет України «КПІ»;
О. Ф. БОНДАРЕНКО, канд. техн. наук, докторант, Національний технічний університет України «КПІ»;
Є. В. ВЕРБИЦЬКИЙ, канд. техн. наук, доц., Національний технічний університет України «КПІ».

ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ КОНТАКТНОГО ЗВАРЮВАННЯ ДИСТАНЦІОНУЮЧИХ РЕШІТОК ТЕПЛОВИДІЛЯЮЧИХ ЗБІРОК ЯДЕРНИХ РЕАКТОРІВ

Вступ. На сьогодні атомна енергетика є базовою складовою в енергозабезпеченні України. За останній час частка ядерної енергії в енергобалансі країни істотно збільшилась і складає зараз понад 50% від загальної електроенергії, що виробляється. У зв'язку з цим національне ядерне законодавство почало активно вдосконалюватись і наближатись до світових стандартів [1]. Розвиток атомної енергетики в період до 2030 р. передбачає: підвищення безпеки діючих АЕС; підвищення надійності та ефективності експлуатації діючих АЕС; продовження експлуатації АЕС в понадпроектний термін; спорудження та введення в експлуатацію нових ядерних енергоблоків мінімальною сукупною потужністю від 2 ГВт до 7 ГВт [2].

Основою АЕС є ядерний реактор – пристрій, в якому здійснюється контрольована самопідтримуюча ланцюгова реакція поділу ядер важких елементів 233U, 235U, 239Pu [3]. До складу ядерного реактора в загальному випадку входять: ядерне паливо, уповільнювач і відбивач нейтронів, теплоносій (охолоджувач), регулюючі органи, детектори контролю, внутрішньореакторні конструкції (технологічні канали, захисні екрани, опорні решітки та ін.), корпус, приводи регулюючих органів, біологічний захист [4]. До конструкції реакторів висуваються дуже жорсткі вимоги. Зокрема, для надійної роботи всіх вузлів реактора впродовж запланованого терміну важливий правильний вибір матеріалів з врахуванням зміни їх властивостей під дією радіаційного α-, β-, γ-опромінення. Матеріали повинні зберігати пластичність і теплопровідність не нижче допустимих меж, деформація вузлів і окремих деталей не повинна перевищувати заданих обмежень [4].

Постановка проблеми. Слід відзначити, що найбільш критичною з точки зору виконання вище зазначених вимог є активна зона реактора. В ній знаходяться тепловиділяючі елементи з тепловиділенням $10^8…10^9$ Вт/м^2, тоді як для інших джерел це значення не перевищує 10^7 Вт/м^2 [4]. Високе значення тепловиділення призводить до виникнення температурних напруг в елементах конструкції тепловиділяючих елементів, що є причиною виникнення деформацій та зміни геометрії конструкції. Останнє є недопустимим при експлуатації тепловиділяючих елементів (ТВЕЛ) [4].

ТВЕЛи збираються у тепловиділяючі збірки (ТВЗ), які являють собою шестигранний пучок ТВЕЛів довжиною 2,5…3,5 м і діаметром 30…40 см. ТВЕЛи збираються за допомогою дистанціонуючих решіток, які виробляються з нержавіючої сталі або сплаву цирконію. Для виготовлення дистанціонуючих решіток, а також самих ТВЕЛів використовується технологія контактного зварювання, що реалізується завдяки пропусканню електричного струму значної амплітуди через зварювані деталі та нагріванню їх таким чином в точці зварювання до температури плавлення [5]. Висока якість зварювання, необхідна для виконання конструкційних вимог, передбачає відсутність таких дефектів, як непровари, прожоги або виплески металу, може бути забезпечена шляхом контрольованого введення енергії в точку зварювання. Це завдання вирішується завдяки проектуванню та виготовленню джерел живлення для контактного зварювання зі спеціальними характеристиками.

Розробка спеціалізованого джерела живлення з покращеними характеристиками, зокрема високою точністю регулювання зварювального струму, для контактного зварювання дистанціонуючих решіток, дозволить вдосконалити технологію виробництва тепловиділяючих збірок. Це сприятиме вирішенню важливих проблем ядерної енергетики України: підвищенню надійності конструкцій ядерних реакторів, диверсифікації постачань ТВЕЛів для АЕС, економії коштів на закупках готових паливних елементів.

Матеріали дослідження. ТВЕЛи в ТВЗ (рис. 1) [5] ядерних реакторів розташовують, як правило, в певному порядку, який визначається каркасом ТВЗ, що складається з направляючих каналів і встановлених на цих каналах дистанціонуючих решіток (рис. 2) [6].

Для забезпечення працездатності ТВЗ до решіток висувається ряд вимог. По–перше, вони повинні забезпечити задану геометрію розташування ТВЕЛів, що визначається допуском на діаметр вписаного в комірку кола і позиційним допуском на цей діаметр. По–друге, вони повинні бути еластичними, щоб ТВЕЛи легко і без зазорів входили в свої комірки, а також мали можливість безперешкодно подовжуватися під впливом високих температур і радіаційного опромінення. По–третє, вони повинні бути досить пружними, щоб тепловиділяючі елементи не змінювали з плином часу свого початкового положення під впливом транспортно–технологі-

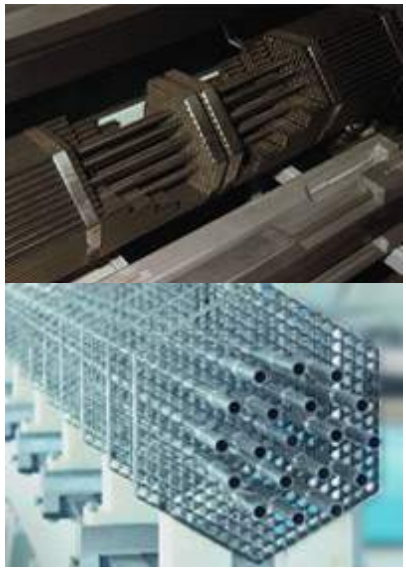


Рис. 1 Тепловиділяючі збірки [5]

© В.О. Діденко, О.Ф. Бондаренко, Є.В. Вербицький, 2017

чних і експлуатаційних навантажень. Наведені характеристики решіток значною мірою визначаються стабільністю властивостей зварних з'єднань. Розрахунково–експериментальними методами встановлено, що зазначеним вимогам найбільшою мірою відповідають решітки, у яких діаметр зварних точок знаходиться в межах 0,8…1,1 мм [6].

В роботі [7] проведено дослідження впливу параметрів режиму контактного зварювання на міцність зварних з'єднань. Для вирішення цієї задачі виконано зварювання комірок дистанціонуючих решіток із цирконієвого сплаву Э110 товщиною 0,25 мм імпульсами струму спеціальної форми, що показана на рис. 3. В якості змінного параметру режиму зварювання авторами вибрано швидкість введення енергії, яка залежить від амплітуди пласкої вершини імпульсу струму на рис. 3.

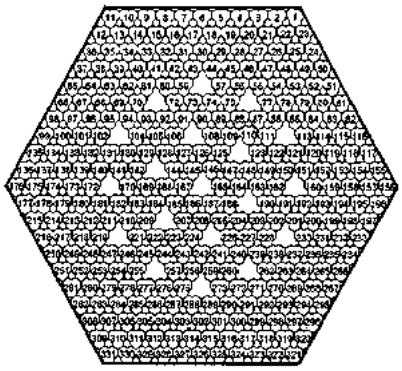


Рис. 2 Дистанціонуюча решітка [6]

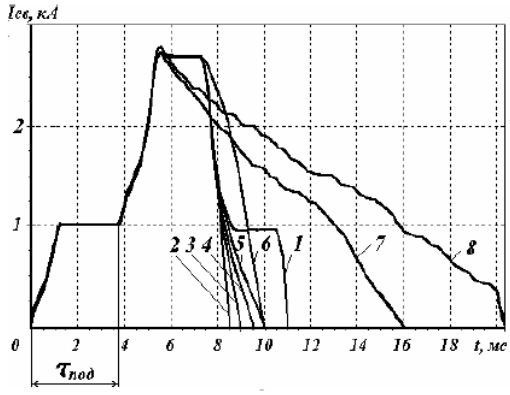


Рис. 3 Форми імпульсів струму (1÷8) з різною тривалістю спаду [7]

В результаті проведених досліджень авторами [7] отримана залежність міцності зварних з'єднань від швидкості введення енергії (рис. 4), з якої випливає, що при швидкості введення енергії приблизно 2 кА·с/с (автори зазначеної роботи використали для визначення енергії одиниці вимірювання кА·с, а для швидкості введення енергії – кА·с/с) міцність зварних точок знаходиться на рівні міцності основного матеріалу (380…440 МПа). Зменшення чи збільшення швидкості введення енергії відносно оптимальної призводить лише до зменшення міцності з'єднання.

Відомо [8], що повний контактний опір складається із опорів електрод–деталь та деталь–деталь, а кількість теплоти, яка виділяється у контакті, є пропорційною контактному опору та квадрату зварювального струму. Також відомо, що контактний опір – величина, яка змінюється як у процесі формування зварювальної точки, так і при зміні положення електродів при переходах до наступної комірки (рис. 2) [8], [9], [10]. Із цього випливає, що для підтримки швидкості введення енергії у зварювальний контакт на оптимальному рівні стабілізації амплітуди імпульсу струму є недостатньо.

На основі результатів роботи [7] було визначено параметри зварювального імпульсу струму, що відповідають максимуму кривих на рис. 4. Закон зміни цього струму визначається виразом:

$$i_{зв}(t)=\begin{cases}15.6\cdot10^{6}\cdot t, & 2\cdot10^{-3}\geq t\geq 0;\\ 3\cdot10^{3}, & 3\cdot10^{-3}\geq t\geq 2\cdot10^{-3};\\ 0, & t>3\cdot10^{-3}.\end{cases} \quad (1)$$

де $i_{зв}(t)$ – зварювальний струм, А.

Для побудови закону зміни миттєвої потужності, яка виділяється у зварювальному контакті, на основі результатів [9] виконана апроксимація отриманої експериментальної кривої зміни опору електрод-електрод під час проходження струму, яка описується виразом (2).

$$R_{зв}(t)=\begin{cases}10.2\cdot10^{-3}, & 0.57\cdot10^{-3}\geq t\geq 0;\\ 10.2\cdot10^{-3}\cdot e^{-\frac{(t-0.57\cdot10^{-3})}{0.00115}}, & 3.05\cdot10^{-3}\geq t\geq 0.57\cdot10^{-3};\\ 1.25\cdot10^{-3}, & t>3.05\cdot10^{-3}.\end{cases} \quad (2)$$

де $R_{зв}(t)$ – активний опір зварювального контакту, Ом.

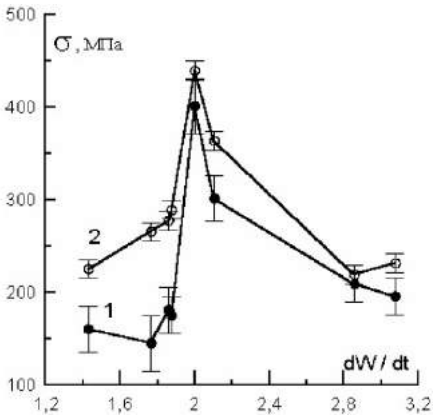


Рис. 4 Залежність міцності зварного з'єднання від швидкості введення енергії [7]

Закон зміни потужності, яка виділяється у зварювальному контакті дорівнює добутку квадрату виразу (1) та виразу (2). На рис. 5 показано закон зміни потужності (крива *а*), яка розрахована на основі виразів (1) і (2). Дана величина відповідає оптимуму щодо швидкості введення енергії 2 кА·с/с (рис. 4), за якої забезпечується максимальна міцність отриманих зварних з'єднань. Слід відзначити, що авторами [9] встановлено, що для забезпечення стабілізації контактних опорів деталей перед зварюванням потрібно пропустити імпульс підігріву.

Для цього зварювальний струм потрібно збільшувати дискретно з кроком 500 А впродовж 1 мс до досягнення амплітуди 1 кА після чого здійснювати безпосереднє зварювання деталей. Оскільки закон (1) містить інтервал плавного наростання струму до 1 кА, це дозволяє виконати зазначені умови та стабілізувати контактний опір деталей перед зварюванням. Однак описана методика має недоліки. По-перше, як наведено в [9], початкове значення контактного опору має дуже великий розкид, що може призвести до виплеску металу із зони контакту через збільшений контактний опір і перевищення рівня енергії, яка вводиться у контакт, або до неповного провару поверхонь через зменшення рівня енергії, яка надходить у контакт, у зв'язку зі зменшенням контактного опору.

У процесі зварювання 321 комірки дистанціонуючої решітки (рис. 2) відбувається зношування електродів робота–маніпулятора. Це призводить до збільшення величини опору електрод–деталь, а значить і до збільшення контактного опору, наслідком може бути перегрів зони контакту і неможливість розтискання контактів маніпулятора. При виникненні такої ситуації необхідно провести шліфування контактів маніпулятора абразивним матеріалом із подальшим продовженням процесу, що на певний час зменшить контактний опір. Однак недоліком цього методу є те, що не проводиться усунення браку процесу зварювання.

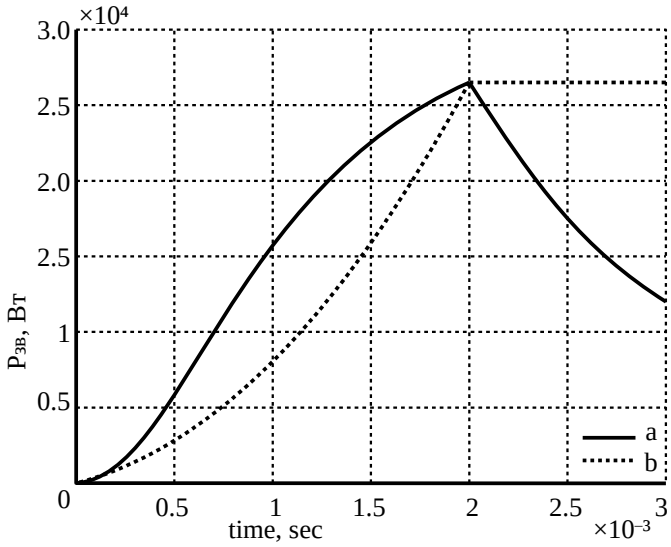


Рис. 5 Закони зміни потужності у зварювальному контакті

Для вирішення вказаних вище проблем потрібно розробити устаткування для контактного зварювання із точним дозуванням рівня енергії, яка вводиться в контакт. Наприклад, стабілізувати не струм, який протікає у контакті, а потужність. Для цього потрібно контролювати струм в контакті і напругу між електродами, їх добуток буде сигналом потужності. Для формування еталонних сигналів потужності була розрахована енергія, яка вводиться в контакт, як площа фігури, обмеженої кривою *а* на рис. 5. Для використаних раніше числових значень величина енергії становить 49,5 Дж, що відповідає точці максимуму кривих на рис. 4. В якості еталонних сигналів потужності пропонується використовувати імпульси, які складаються із двох інтервалів – інтервалу наростання за ступеневим законом та інтервалу формування пласкої вершини. Виходячи з величини енергії, яка вводиться в контакт, та максимуму кривої *а* на рис. 5, визначено числові параметри еталонного імпульсу потужності. Його показано на рис. 5 – крива *б*. Слід відзначити, що для цих двох законів рівень енергії, яка вводиться в контакт, є однаковим. Показник ступеню, за яким крива *б* на рис. 5 наростає до максимального значення, дорівнює 1,64. Пропонований принцип формування зварювальних імпульсів реалізує структура на рис. 6.

Основним елементом, який формує струм у зварювальному контакті, є регулятор зварювального струму РЗС на рис. 6. Він дозволяє плавно регулювати струм завдяки застосуванню транзисторів, які працюють в активному режимі. Можливо також виконання РЗС за багатокомірковою структурою, в якій кожна комірка має блоки, які працюють як в безперервному так і в імпульсному режимах. Дане рішення дозволяє підвищити коефіцієнт корисної дії перетворювача, не знижуючи при цьому точність регулювання струму. Енергію регулятор отримує від джерела зварювального струму (ДЗС). Ним може бути мережа змінного струму, акумуляторна батарея, батарея суперконденсаторів [11, 12] а також їх комбінації, що дозволяє працювати устаткуванню в автономному режимі, не впливаючи на мережу.

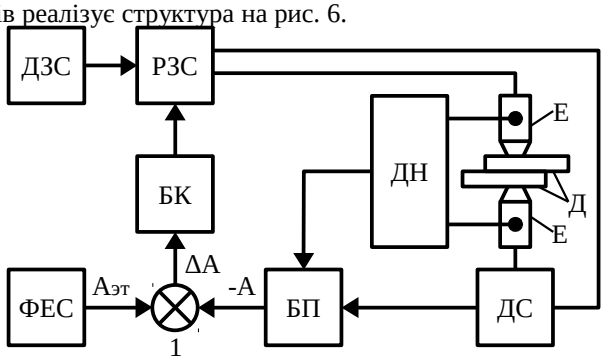


Рис. 6 Структура формувача імпульсів для контактного зварювання

Блок формування еталонного сигналу (ФЕС) на рис. 6 виконує функцію формування еталонного сигналу (рис. 5 *б*). Останній виконано на мікроконтролері, який забезпечує формування еталонного сигналу потужності на основі сигналів струму та напруги на зварювальному контакті. Еталонний сигнал порівнюється у блоці порівняння 1 із сигналом негативного зворотного зв'язку за потужністю, який надходить від блоку перемножувача БП. Останній перемножує сигнали від давачів напруги на електродах (ДН) та давачів струму (ДС). Сигнал різниці підсилюється підсилювачем БК та керує регулятором струму (РЗС). Коефіцієнт підсилення БК потрібно обирати із умови забезпечення стійкості замкненої системи керування РЗС за потужністю. Для узгодження амплітудно-часових параметрів зварювального імпульсу із фізичними процесами, які відбуваються в контакті, застосовується адаптивний алгоритм формування еталонного сигналу. Для запобігання виплескам металу з контакту виконується знаходження моменту досягнення напругою на контактах порогового значення [8].

Для цього використовується порівняння цифрового сигналу напруги на контакті з пороговим значенням. При рівності напруги на електродах пороговій напрузі мікроконтролер виконує вихід з підпрограми формування інтервалу наростання і перехід до підпрограми формування пласкої вершини. Тривалість імпульсу зварювання визначається енергією, яка необхідна для формування з'єднання заданої міцності. В процесі формування еталонного сигналу мікроконтролер здійснює обчислення миттєвого значення потужності у зварювальному контакті шляхом перемноження відцифрованих значень з давачів струму та напруги. Цей сигнал піддається операції цифрового інтегрування.

Отримана величина енергії порівнюється із пороговим значенням, при досягненні якого мікроконтролер виходить із підпрограми формування пласкої вершини і переходить у стан очікування на формування наступного імпульсу.

Таким чином, застосування структури на рис. 6 для зварювання дистанціонуючих решіток тепловиділяючих збірок дозволить покращити якість і повторюваність з'єднань, підвищивши надійність конструкції. При цьому рівень енергії, яка вводиться в контакт, є постійним і не залежить від варіацій контактних опорів деталей. Завдяки можливості зміни амплітудно–часових параметрів імпульсів струму в широких межах з'являється можливість уніфікувати обладнання і використовувати пропоновану структуру для виготовлення інших елементів конструкції реактора.

Висновки. Дистанціонуючі решітки тепловиділяючих збірок з'єднуються за допомогою контактного зварювання. Як до елементів, які знаходяться в активній зоні реактора, до них висуваються специфічні вимоги, виконання яких неможливе без якісно проведеного зварювання комірок решіток між собою. Якість зварного з'єднання визначає міцність конструкції, яка, в свою чергу, впливає на надійність функціонування реактора.

Проведений аналіз методів формування зварювальних імпульсів при з'єднанні комірок дистанціонуючих решіток виявив їх недолік, що полягає в недостатньо плавному введенні енергії в зварювальний контакт. Запропонована процедура зварювання і джерело живлення дозволять усунути виявлений недолік та, відповідно, допоможуть підвищити надійність конструкції.

Роботу виконано в рамках проекту Весняна школа «НАЕК «Енергоатом» – 2017», а також проекту, що підтримується Міністерством освіти і науки України (грант № 0116U006924).

Список літератури: 1. Омельченко В., Маркевич К. Ядерна енергетика у світі та Україні: поточний стан та перспективи розвитку [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: http://old.razumkov.org.ua/upload/2015_atom-1.pdf. **2.** Стратегія розвитку атомної енергетики та промисловості [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: http://www.energoatom.kiev.ua/ua/about/company_strategy/ **3.** Плачкова С.Г., Плачков І.В., Дунаєвська Н.І. та ін. Енергетика: історія, сучасність і майбутнє Книга 4. Розвиток атомної енергетики та об'єднаних енергосистем [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: http://energetika.in.ua/ua/books/book-4. **4.** Емельянов И.Я., Михан В.И., Солонин В.И. Конструирование ядерных реакторов: Учеб. пособие для вузов (ред. акад. Доллежаль Н.А.). – М. : Энергоиздат, 1982. – 400 с. **5.** Микроконтактная сварка [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: http://portal.tpu.ru/departments/kafedra/otsp/research/microweld **6.** Пат. RU2152085, Юрин П.М., Нехода М.М., Лизунов Ю.К., Зарубин М.Г., Кислицкий А.А. Способ сварки дистанционирующих решеток тепловыделяющих сборок ядерных реакторов. – МПК G21C3/34, 21/00. – 27.06.2000. **7.** Гнюсов С.Ф., Киселев А.С., Слободян М.С. и др. Влияние параметров режима точечной микросварки на структуру и свойства соединений из сплава Э110 // Известия Томского политехнического университета. – 2005. – №3. – С. 135 – 139. **8.** Бондаренко А.Ф. Формирователи импульсов тока для установок контактной микросварки : дис. канд. техн. наук : 05.09.12. – Алчевск, 2007. – 211 с. **9.** Гнюсов С.Ф., Киселев А.С., Слободян М.С., Советченко Б.Ф. Стабилизация контактных сопротивлений при точечной микросварке // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – №1. – С. 130–133. **10.** Слободян М.С. Стабилизация качества соединений при контактной точечной микросварке деталей из циркониевого сплава Э110 : автореф. дис. на соискание науч. степени канд. техн. наук : 05.03.06. – Барнаул, 2009. – 16 с. **11.** I. V. Pentegov, V. M. Sydorets, I. V. Bondarenko, O. F. Bondarenko, and P. S. Safronov, "Estimation of supercapacitor efficiency in use for resistance welding," in *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE), 2015 16th International Conference on*, 2015, pp. 142–145. **12.** J. E. Gould and H. Chang, "Estimations of compatibility of supercapacitors for use as power sources for resistance welding guns," *Welding in the World*, vol. 57, no. 6, pp. 887–894, 2013.

Bibliography (transliterated): 1. Omelchenko V., Markevich K. Nuclear power engineering in the world and Ukraine: current state and development prospects [Electronic resource]. – Available: http://old.razumkov.org.ua/upload/2015_atom-1.pdf. **2.** Strategy for the development of nuclear energy and industry [Electronic resource]. – Available: http://www.energoatom.kiev.ua/ua/about/ /company_strategy/ **3.** Plachkova S.G., Plachkov I.V., Dunaevskaya N.I. etc. Power engineering: History, Present and Future. Book 4. Development of Nuclear Power and Unified Power Systems [Electronic Resource]. – Available: http://energetika.in.ua/ua/books/book-4. **4.** Emelyanov I.Ya., Mikhan V.I., Solonin V.I. Design of nuclear reactors: Textbook. (ed. akad. Dollezhal N.A.). – M.: Energoizdat, 1982. – 400 p. **5.** Micro Resistance Welding [Electronic resource]. – Available: http://portal.tpu.ru/departments/kafedra/ /otsp/research/microweld **6.** Pat. RU 2152085, Yurin P.M., Nehoda M.M., Lizunov Yu.K., Zarubin M.G., Kislitsky A.A. Method of welding of distant gratings of fuel assemblies of nuclear reactors. – IPC G21C3/34, 21/00. – 27.06.2000. **7.** Gnusov S.F., Kiselev A.C., Slobodyan M.C. Influence of the Parameters of the Micro Resistance Welding on the Structure and Properties of Stabilization of the Joints from the E110 alloy // Izvestija Tomskogo politehnicheskogo universiteta. – 2005. – №3. – P. 135-139. **8.** Bondarenko A.F. Current Pulse Shapers for Micro Resistance Welding: PhD thesis: 05.09.12. – Alchevsk. – 211 p. **9.** Gnusov S.F., Kiselev A.C., Slobodyan M.S., Sovetchenko. B.F. Stabilization of Welding Resistances // Izvestija Tomskogo politehnicheskogo universiteta. – 2006. – №1. – P. 130–133. **10.** Slobodyan M.S. Stabilization of the Joint Quality at Micro Resistance Welding of Zirconium Alloy E110 Parts: PhD thesis: 05.03.06. – Barnaul, 2009. – 16 p. **11.** I. V. Pentegov, V. M. Sydorets, I. V. Bondarenko, O. F. Bondarenko, and P. S. Safronov, "Estimation of supercapacitor efficiency in use for resistance welding," in *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE), 2015 16th International Conference on*, 2015, pp. 142–145. **12.** J. E. Gould and H. Chang, "Estimations of compatibility of supercapacitors for use as power sources for resistance welding guns," *Welding in the World*, vol. 57, no. 6, pp. 887–894, 2013.

Надійшла 26.06.2017

УДК 621.314.26

А. А. ШАВЁЛКИН, докт. техн. наук, проф., Киевский национальный университет технологий и дизайна.

ОДНОФАЗНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ АГРЕГАТ ДЛЯ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕЕЙ

Вступление. С введением в действие «зеленых тарифов» широкое распространение приобретают комбинированные системы электроснабжения (КСЭ) локальных объектов (коттедж, офисное здание, торговый центр) с фотоэлектрическими солнечными батареями (СБ) и подключением к централизованной сети (ЦС) переменного тока. В энергоустановках небольшой мощности используется преобразовательный агрегат (ПА) с однофазным сетевым автономным инвертором напряжения (АИН). При этом дорогостоящая установка используется только в дневное время, когда имеет место генерация энергии СБ. Эффективность КСЭ существенно повышается при совмещении сетевым инвертором функций силового активного фильтра (САФ), что предложено в [1, 2, 3, 4]. Это возможно как дневное, так и ночное время. Имеется возможность использования ПА и для генерации реактивной мощности. Это позволяет разгрузить сеть от потребляемой объектом реактивной мощности и высших гармоник при коэффициенте мощности равном единице в точке подключения к сети. Вопрос совмещения АИН функций САФ и генератора реактивной мощности достаточно просто решается при использовании АИН в режиме источника тока [1, 4, 5, 6].

Перспективный метод, обеспечивающий формирование мгновенного тока в замкнутой по отклонению тока системе при использовании модулирующего напряжения предложен в работе [5] применительно однофазной мостовой схемы АИН при биполярной модуляции выходного напряжения. Его достоинствами являются фиксированная частота модуляции и высокое быстродействие. Однако частота модуляции достаточно высокая, что приводит к значительным потерям в ключах АИН. Возможности улучшения показателей и снижения частоты модуляции связаны с использованием однополярной модуляции, что требует дополнительных исследований. Для схемы мостового АИН однополярная модуляция возможна только при использовании незаземленных СБ [4, 5]. Сопоставимой по количеству ключей является полумостовая (нулевая) схема трехуровневого АИН с фиксирующими диодами (добавляются два диода). Наличие среднего вывода позволяет использовать схему с заземленными СБ, что делает ее универсальной для разных применений. При этом нуждаются в проработке вопросы функционирования ПА в различных режимах работы КСЭ.

Цель работы. Совершенствование принципов реализации однофазного ПА для КСЭ с совмещением функции САФ при использовании однополярной модуляции.

Задачи исследования:

– разработка принципов реализации режима источника тока для АИН с однополярной модуляцией при фиксированной частоте с коррекцией ошибки отработки задания тока;

– разработка структуры силовых цепей и системы управления;

– разработка модели системы «сеть переменного тока – ПА – нелинейная нагрузка» и имитационное моделирование процессов в системе.

Основное содержание работы. Структурная схема ПА с подключением к сети переменного тока G и нагрузке $Z_{\text{Н}}$ (рис. 1) включает в себя: сетевой трехуровневый полумостовой АИН с фиксирующими диодами $VD1$, $VD2$ на ключах $K_1 \div K_4$ с выходным реактором L; два силовых блока (БС) с фотоэлектрическими солнечными батареями; конденсаторы фильтра $C1$, $C2$ на входе АИН; линию электропередач с сопротивлением (активно-индуктивным) $Z_{\text{ЛЭП}}$.

Также используется высокочастотный фильтр $R_{\Phi}C_{\Phi}$, конденсатор фильтра $C3$, который подключается в автономном режиме контактором $K1$, контактор $K2$ для отключения ПА от сети при работе в автономном режиме, датчики тока инвертора и нагрузки. При этом солнечная батарея выполнена из двух блоков (БС) солнечных панелей. БС (рис. 2) состоит из нескольких солнечных панелей (СП), например, типа LDK 250, мощность которых при уровне радиации 1000 Вт/м² составляет 250 Вт при напряжении 30.3 В (напряжение холостого хода 37.7 В). При общей мощности, например, 4 кВт требуется 16 СП, т.е. по 8 панелей на блок при их последовательном соединении. Напряжение СП зависит от внешних факторов и, в наибольшей степени, от температуры модуля (температурный коэффициент напряжения –0.33%/°С). Так напряжение в рабочем диапазоне температур (-40÷85°С) может изменяться, соответственно, от 1.28 до 0.868 относительно значения при рабочей температуре. Для согласования значений напряжения блока СП с требуемым для работы АИН используется повышающий ИПН на транзисторе $VT1$, диоде $VD1$ и реакторе $L1$. ИПН также обеспечивают регулируемый отбор мощности СП, для чего во входных цепях ИПН используются релейные регуляторы входного тока $I_{\text{СП}}$. Заданное значение тока $I_{\text{СПЗАД}}$ формируется контроллером максимальной мощности (MPPT) или регулятором напряжения РН в автономном режиме.

© А.А. Шавёлкин, 2017

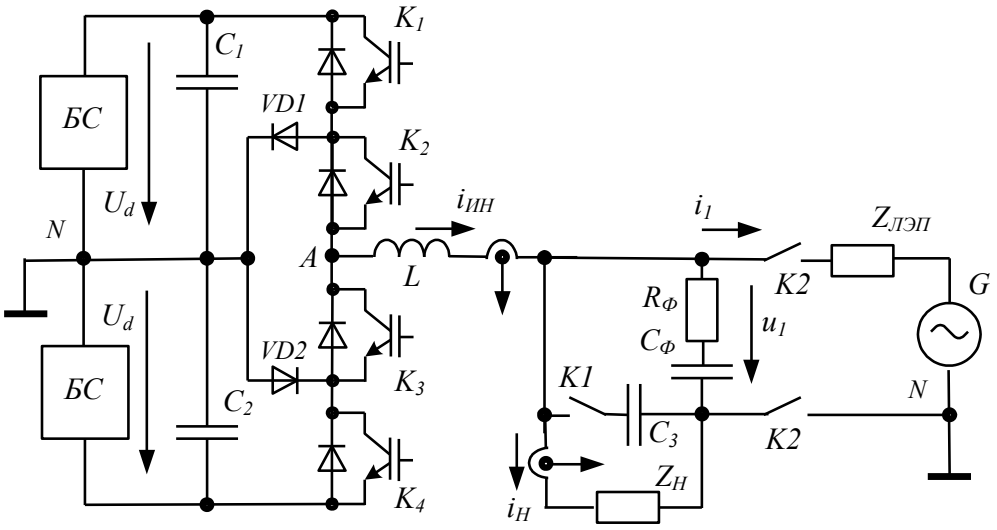


Рис.1. Структура силовых цепей ПА

Реализация режима источника тока для АИН. За основу принимаем метод непосредственного формирования мгновенного значения тока i по его отклонению от заданного значения $\Delta i=(i_{ЗАД} - i)$ с использованием модулирующего напряжения [4, 5]. При этом формирование импульсов управления ключами осуществляется путем сравнения по уровню напряжения, соответствующего Δi, с модулирующим напряжением треугольной формы u_{TP} симметричным относительно нуля. К достоинствам следует отнести:

– высокое быстродействие;

– фиксированная частота модуляции;

– практически отсутствует влияние пульсаций напряжения на входе АИН на гармонический состав тока, поскольку формируется ток и меняется продолжительность включения ключей АИН.

Закон изменения тока АИН можно определить в соответствии с напряжением u_L на реакторе с индуктивностью L $u_L=u_{A_{ин}}-u_1=L(di/dt)$ ($u_{АИН}$ – напряжение АИН, u_1 – фазное напряжение ЦС). Напряжение АИН имеет характер импульсов, амплитуда которых определяется напряжением U_d на входе АИН. При достаточно большой частоте модуляции $f_М$ можно считать, что на интервале модуляции напряжение сети u_1 и задание тока неизменны, соответственно ток изменяется по линейному закону, и имеют место колебания $\Delta i(t)$ относительного некоторого среднего значения. При треугольном модулирующем напряжении среднее значение $\Delta i(t)$ за период модуляции изменяется от 0 до U_{TPm} (амплитуда u_{TP}) [5]. Максимальному значению амплитуды пульсаций $\Delta i_m = \Delta I/2 \approx U_{TPm}$ (ΔI – размах колебаний) соответствует коэффициент заполнения импульсов γ=0.5 при среднем значении $\Delta i(t)$ за период модуляции близком к 0. При биполярном формировании $u_{АИН}$ принимает значения U_d и $-U_d$, значение γ=0.5 имеет место при $u_1\approx 0$. Этому соответствует частота модуляции

$$f_M=\frac{U_d}{4U_{TPm}L}. \qquad (1)$$

Рассмотрим работу АИН при формировании синусоидального тока. Индуктивность реактора при ограничении падения напряжения значением $U_L=bU_1$ для максимального значения I_{MAX} выходного тока АИН

$$L=\frac{bU_{1m}}{\omega\sqrt{2}I_{MAX}}, \qquad (2)$$

где ω – угловая частота напряжения сети.

Для обеспечения возможности управления током на интервалах, когда напряжение u_1 максимальное, необходимо выполнение условия $U_d \geq aU_{1m}$, тогда

$$L\geq\frac{aU_{1m}}{U_{TPm}\cdot f_M\cdot 4}. \qquad (3)$$

Значение $\Delta I_m\approx U_{TPm}$ определяет амплитуду пульсаций и, одновременно, погрешность отработки тока по амплитуде. Относительное значение погрешности к амплитуде I_{MAX}

$$c=\frac{\Delta I_m}{I_{mMAX}}=\frac{\Delta I}{2\sqrt{2}I_{MAX}} \text{ или } \Delta I=c\cdot 2\sqrt{2}I_{MAX}. \qquad (4)$$

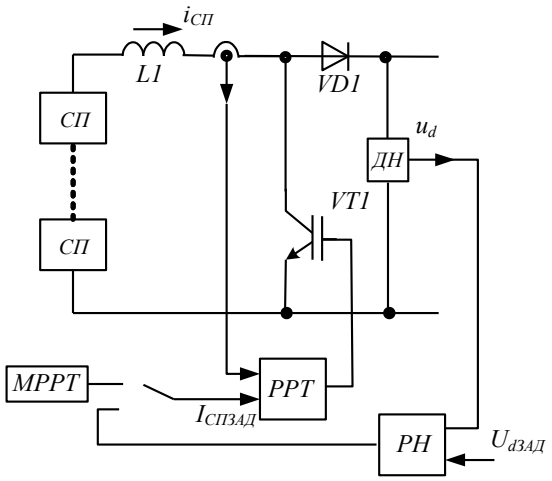


Рис. 2. Структура БС

В соответствии с (2), (3), (4) значение f_M

$$f_M \geq \frac{a\omega}{4_{bc}} . \quad (5)$$

Если принять значения a=1.1, b=c=0.05 (5%), то при частоте сети 50 Гц получаем $f_M \geq 34540$ Гц, что достаточно много даже для современных транзисторов.

В случае однополярной модуляции $u_{АИН}$ принимает значения U_d и 0 ($-U_d$ и 0), значение γ=0.5 имеет место при $u_1 \approx 0.5U_{1m}$. Значение напряжения на реакторе снижается вдвое и вдвое снижается при тех же условиях f_M

$$f_M = \frac{U_d}{8U_{TPm}L} .$$

Сложнее вопрос с погрешностью отработки тока по амплитуде. Если при γ=0.5 среднее значение отклонения $\Delta i(t)$ за период модуляции близкое к 0, то при $u_1 \approx U_{1m}$ (или $\gamma \to 1$), а также при $u_1 \approx 0$ (или $\gamma \to 0$) амплитуда пульсаций тока близка к нулю, но среднее за период значение отклонения $\Delta I_{CP} \approx U_{TPm}$.

Значение отклонения ΔI_{CP} и амплитуды пульсаций тока ΔI_m не зависит от значения амплитуды выходного тока ПА. Если высокочастотные пульсации подавляются RC–фильтром, то отклонения тока от заданного значения имеют низкую частоту, кратную частоте основной гармонике. Поэтому худшие результаты будут при уменьшении амплитуды тока, что обуславливает необходимость снижения ΔI_{CP}. Это возможно при снижении U_{TPm} и, соответственно, увеличении частоты модуляции, что не эффективно. В [4, 5] предложена коррекция по напряжению сети u_1 при биполярной модуляции путем смещения нулевого уровня $u^1_{TP}=(u_{TP} - ku_1)$, что позволяет свести погрешность ΔI_{CP} практически до нуля. При этом в процессе формирования тока среднее значение $\Delta i(t)$ за период модуляции поддерживается близким к 0 в течение всего периода формирования тока. Установлено, что коррекция возможна и при однополярной модуляции, где характер изменения отклонения имеет более сложный характер. При этом корректирующее воздействие определяется как

$$u^1_{\text{ТР}} = \left[u_{\text{ТР}} - k\left(u_1 - 0.5U_{1m}\text{sign}\left(u_1\right)\right)\right] .$$

Предложенная структурная схема системы управления ПА приведена на рис. 3 и включает в себя: пропорционально–интегральные (ПИ) регуляторы напряжения (РН, РН1), задающий генератор синусоидального напряжения (ГСН) с частотой 50 Гц, блок задания тока инвертора (БЗТ), блок выделения синусоидальной функции (ВС) напряжения сети, регулятор тока (РТ), генератор модулирующего напряжения (ГМН), формирователь импульсов управления ключами инвертора (ФИ). Недостатком трехуровневой полумостовой схемы АИН является то, что ток, потребляемый от БС, имеет основную гармонику с частотой 50 Гц, что обуславливает соответствующие пульсации напряжения U_d. Это предполагает завышение емкости конденсаторов на входе АИН (в сравнении с мостовой схемой). Для уменьшения фильтра в цепи обратной связи по напряжению предложено использовать среднеарифметическое значение выходных напряжений двух БС u^1_d=0.5(u_{d1} + u_{d2}).

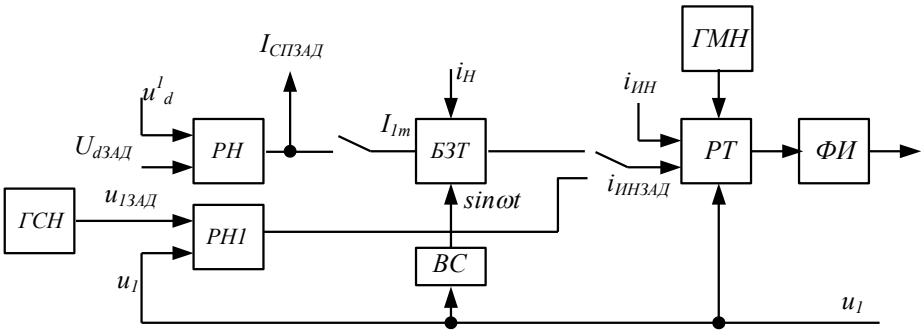


Рис. 3. Структурная схема системы управления ПА

Система управления преобразователем содержит два канала – управления ИПН и управления АИН. Структура определяется режимом работы КСЭ. Рассматривались: работа параллельно с ЦС и автономный режим работы при отключении сети.

Работа параллельно с сетью. Конденсатор С3 (рис. 1) может быть отключен, чтобы разгрузить преобразователь по реактивному току, поскольку реактивная мощность нагрузки существенно меняется. Задачу отбора максимальной мощности СБ решает отдельный контроллер, определяющий задание на ток, потребляемый ИПН. СП находятся в одинаковых условиях, и от обоих БС отбирается одинаковая мощность. Внешним (задающим) является РН, контур формирования выходного тока АИН подчиненный РН. $I_{1m}\sin\omega t = i_{\text{Н}} + i_{\text{ИН}}$

Заданное значение выходного тока АИН $i_{\text{ИНЗАД}}$ определяется уравнением $I_{1m}\sin\omega t = i_{\text{Н}} + i_{\text{ИН}}$. Из условия баланса мощности в цепи, напряжение U_d на входе АИН должно быть постоянным, что обеспечивается регулятором напряжения РН, который задает значение амплитуды тока сети I_{1m}. Другим словами, при изменении мощности, генерируемой СБ, РН регулирует значение I_{1m} так, чтобы напряжение U_d на входе АИН оставалось постоянным. Значение I_{1m} поступает на вход БЗТ, где формируется задание тока АИН как разность значения тока нагрузки и заданного значения тока сети $i_{\text{ИНЗАД}}=i_{\text{Н}} - i_1$, значение функции sin$\omega t$ (блок ВС) определяется напряжени-

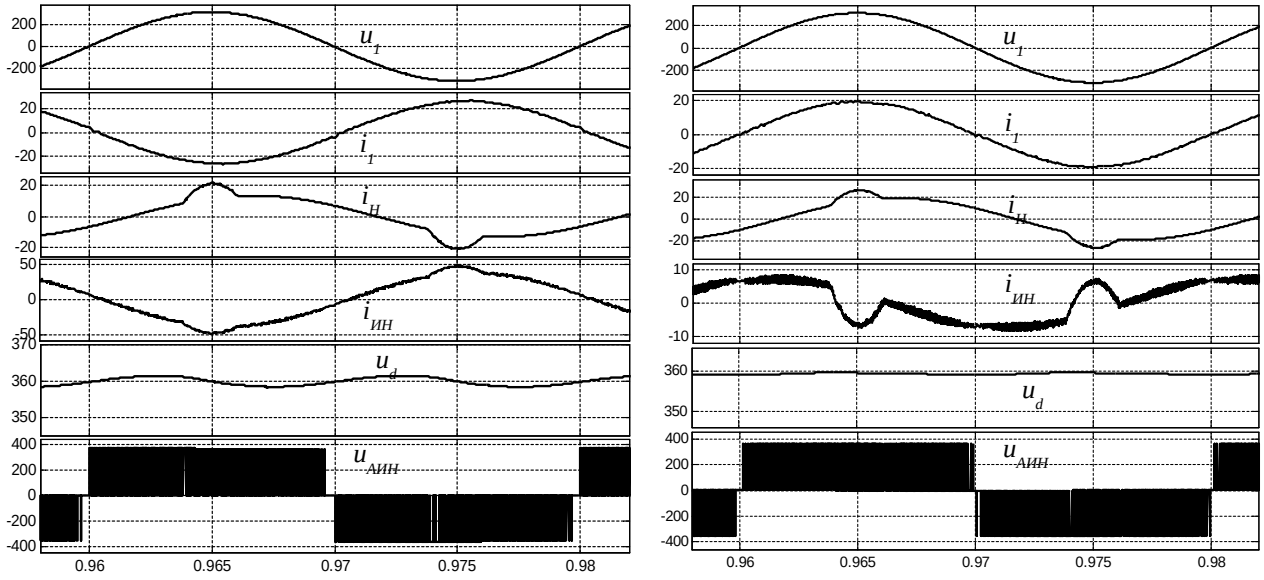
ем сети u_1. Формирование импульсов управления ключами осуществляется в соответствии с сигналами отклонения тока $\Delta i = i_{ИНЗАД} - i_{ИН}$ и модулирующего напряжения u^1_{TP} с учетом коррекции по u_1 регулятором тока РТ. РТ содержит компаратор, осуществляющий сравнение Δi и u^1_{TP} по уровню. Распределение импульсов управления ключами АИН и функции драйвера выполняет ФИ.

Эта же структура работает и при отсутствии генерации энергии СБ («ночной режим»), обеспечивая только функцию САФ по отношению к нагрузке.

Автономный режим работы. Исходим из того, что генерируемая СБ мощность, превышает мощность нагрузки. В противном случае (при отсутствии АКБ) часть потребителей отключается. Структура системы управления изменяется, и используется собственный генератор ГСН задания выходного напряжения $u_{13АЛ}$. Отработка заданного значения напряжения нагрузки осуществляется регулятором напряжения РН1, который задает значение $i_{ИНЗАД}$. В данном случае ПИ РН1 имеет ошибку по выходному напряжению, которая зависит от нагрузки, но укладывается в допустимые стандартом отклонения. Управление ИПН при этом осуществляется РН, который поддерживает постоянство напряжения на входе АИН, регулируя ток, потребляемый от солнечной батареи при изменении нагрузки. При этом РН выполняет функцию регулятора мощности. Запуск ПА в автономном режиме осуществляется без нагрузки с использованием задатчика для ограничения тока СП максимальным на данный момент времени значением (определяется MPPT контроллером).

Результаты моделирования. Для моделирования использован программный пакет Matlab. Структура модели системы «сеть переменного тока – ПА – нелинейная нагрузка» выполнена в соответствии со структурой на рис. 1 и рис. 2. Приняты следующие параметры: напряжение сети U_1=220 В, сопротивления сети R_C=0.03 Ом, X_C=0.03 Ом, U_d=360 В, реактор L=2 мГн, фильтр R=0.6 Ом, C=30 мкФ, частота модуляции $f_М$=18 кГц, U_{TPm}=1.5 В. В качестве нагрузки использованы однофазный выпрямитель с емкостным фильтром (нелинейная нагрузка) в сочетании с активно–индуктивной нагрузкой (cosφ=0.8).

Работа параллельно с сетью. На рис. 4,а приведены осциллограммы напряжения u_1 и тока i_1 сети, тока нагрузки $i_Н$ и тока АИН $i_{ИН}$, напряжения u_d и $u_{АИН}$ при наличии генерации энергии солнечной батареей. Генерируемая СБ мощность превышает мощность потребляемую нагрузкой. Ток i_1 синусоидален и изменяется в противофазе с напряжением сети u_1. При этом коэффициенты гармоник напряжения u_1 и тока на входе i_1 составляют, соответственно, THDu=0.24%, THDi=1.6%. Приемлемые показатели обеспечиваются и при снижении $f_М$=10 кГц и значении U_{TPm}=3 В – THDu=0.42%, THDi=2.05%.



а) б)

Рис. 4. Осциллограммы напряжений и токов ПА:
а) при наличии генерации энергии СБ; б) при отсутствии генерации (ночной режим)

Аналогичные осциллограммы приведены на рис. 4,б для «ночного режима» при отсутствии генерации энергии СБ, при этом имеем полную компенсацию влияния нагрузки. Из сети потребляется синусоидальный ток при единичном коэффициенте мощности.

Автономный режим работы. Рассмотрен случай, когда мощность, генерируемая СБ больше активной мощности нагрузки и генерируемая мощность задается регулятором напряжения. На рис. 5 приведены осциллограммы напряжения $u_Н$ и тока $i_Н$ нагрузки, тока АИН $i_{ИН}$, напряжения u_d и $u_{АИН}$, тока солнечных панелей $i_{СП}$ для случая, когда активно–индуктивная нагрузка скачком увеличивается вдвое в момент времени t = 0.6 с. Изменение напряжения нагрузки при этом порядка 2÷3%. Важным фактором является исключение влияния нелинейных нагрузок на других потребителей – форма напряжения синусоидальная независимо от характера нагрузки.

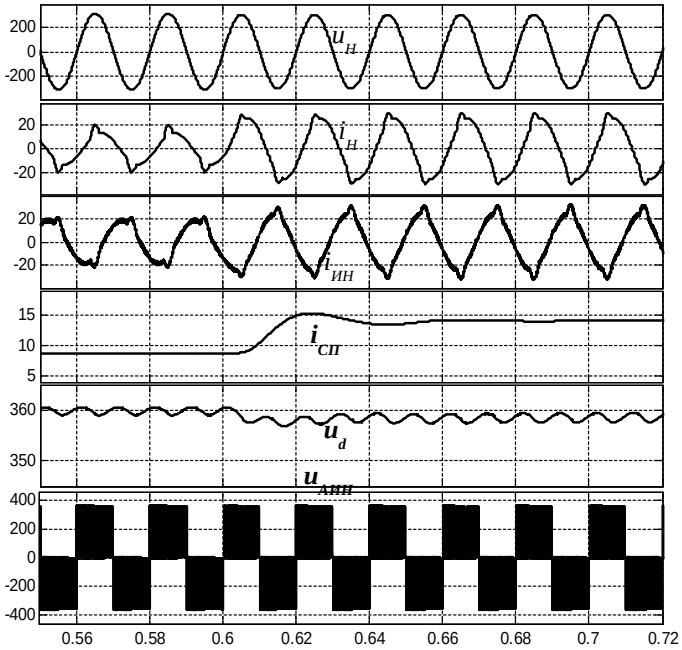


Рис. 5. Осциллограммы напряжений и токов ПА в автономном режиме

Выводы. Предложенные принципы реализации однофазного преобразовательного агрегата при использовании трехуровневого полумостового инвертора позволяют обеспечить эффективное функционирование в различных режимах работы комбинированной системы электроснабжения. Направлением дальнейших работ является совершенствование системы управления в различных режимах работы с регулированием мощности солнечной батареи и нагрузки. Такая структура ПА с заземлением среднего вывода солнечной батареи снижает требования к устройствам защиты, хотя заземление солнечной батареи при наличии соответствующих защитных устройств не является жестким требованием. В этом случае равноценным решением в предложенной структуре будет использование двухуровневого мостового инвертора.

Список литературы: 1. *Каплун В. В.* Удосконалення перетворювального агрегату комбінованої системи електроживлення з поновлювальними джерелами енергії / *В. В. Каплун, О. О. Шавьолкін*// «Електротехнічні та комп'ютерні системи» № 22 (98), Наука і техніка, 2016.- С.165-169. **2.** *Tsao-Tsung Ma*. Power Quality Enhancement in Micro-grids Using Multifunctional DG Inverters. Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists, 2012 Vol II, IMECS 2012, March 14 - 16, 2012, Hong Kong.- pp.996-1001. **3.** S*ung-Hun Ko*. A Grid-Connected Photovoltaic System with Direct Coupled Power Quality Control / *Sung-Hun Ko, Seong-Ryong Lee, Hooman Dehbonei, C.V. Nayar* // IEEE Transactions, 2006.- pp. 5203-5208. **4.** *Шавёлкин А.А.* Автономные инверторы и устройства на их базе. LAP LAMBERT Academic Publishing RU. – 2017. - 405 с. **5.** *Шавьолкін О.О.* Реалізація режиму джерела струму для каскадної схеми з послідовним з'єднанням однофазних інверторів напруги/ О.О. Шавьолкін, Г.П. Росінська // Вісник КНУТД.- К.: КНУТД, 2016. - №6(104). – С. 68-76. **6.** *Шавьолкін О.О.* Енергетична електроніка: навч. посібник / О. О. Шавьолкін; Київський нац. ун-т. технологій та дизайну. – Київ: КНУТД, 2017. – 396 с.

Bibliography (transliterated): 1. Kaplun V. V., Shav'olkin O. O. «Elektrotekhnichni ta komp″yuterni systemy» № 22 (98), *Nauka i tekhnika*, 2016.- S.165-169. Print. **2.** Tsao-Tsung Ma. Power Quality Enhancement in Micro-grids Using Multifunctional DG Inverters. Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists, 2012 Vol II, IMECS 2012, March 14 - 16, 2012, Hong Kong.- pp.996-1001. Print. **3.** S*ung-Hun Ko, Seong-Ryong Lee, Hooman Dehbonei, C.V. Nayar*. A Grid-Connected Photovoltaic System with Direct Coupled Power Quality Control. IEEE Transactions, 2006.- pp. 5203-5208. Print. **4.** Shavelkin A.A. *Avtonomnyye invertory i ustroystva na ikh baze*. LAP LAMBERT Academic Publishing RU. – 2017. - 405 s. Print. **5.** Shav'olkín O.O., Rosíns'ka G.P. "Realízatsíya rezhimu dzherela strumu dlya kaskadnoí¨ skhemi z poslídovnim z'êdnannyam odnofaznikh ínvertorív naprugi" *Vísnik KNUTD.- K.: KNUTD*, 2016. - №6(104). – S. 68-76. Print. **6.** Shav'olkín O.O. "*Yenergetichna yelektroníka*: navch. posíbnik" Kiívs'kiy nats. un-t. tekhnologíy ta dizaynu. – Kiív: KNUTD, 2017. – 396 s. Print.

Поступила 01.05.2017

УДК 621.314

Я. В. ЩЕРБАК, докт. техн. наук, Харьковский национальный университет городского хозяйства;
А. А. ПЛАХТИЙ, канд. техн. наук, ассист. Государственный университет ж.-д. транспорта, Харьков;
В. П. НЕРУБАЦКИЙ, ст. преп., Государственный университет ж.-д. транспорта, Харьков.

АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АКТИВНОГО ЧЕТЫРЕХКВАДРАНТНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Введение. В составе современного тягового электропривода электровозов переменного тока все большее распространение находят активные четырехквадрантные выпрямители, известные в международной литературе как 4QS-преобразователи. Значительными их преимуществами в сравнении с диодными и тиристорными выпрямителями являются возможность реализации коэффициента мощности близкого к единице, формирование входного тока близкого к синусоиде, а также возможность реализации двунаправленной передачи электроэнергии, что значительно повышает энергоэффективность.

Постановка проблемы. От типа модуляции, примененной в системе управления активного выпрямителя, в значительной степени зависят, как уровень эмиссии высших гармоник в питающую сеть, так и КПД самого преобразователя. На данный момент существует достаточно большое количество различных систем управления 4QS-преобразователей, в которых наибольшее распространение нашли системы управления, основанные на гистерезисной модуляции [1, 2] и ШИМ [3]. Значительным недостатком гистерезисных систем управления является изменяемая в достаточно широком диапазоне частота коммутации силовых ключей, которая достигает нескольких десятков кГц. При этом следует отметить, что диапазон частот коммутации силовых ключей активного выпрямителя с гистерезисной модуляцией является неизвестным на стадии проектирования, а его аналитический расчет с учетом диапазона тока нагрузки является достаточно сложной задачей. Высокие частоты коммутации ключей обуславливают значительные потери в преобразователе, а изменяемая частота коммутации силовых ключей обуславливает достаточно широкий спектр высших гармоник. В связи с этим более предпочтительными являются системы управления, реализующие постоянную и устанавливаемую частоту коммутации, что обеспечивает применение различных типов широтно-импульсной модуляции. Широко известны системы управления основанные на одноканальной синусоидальной ШИМ [4, 5]. Авторами предложены системы управления 4QS-преобразователями, которые благодаря алгоритмам двухканальной синусоидальной модуляции и фазосдвинутой компенсации высших гармоник (интерливинга), позволяют значительно улучшить энергетические показатели.

Целью данной работы является представление улучшенных систем управления 4QS-преобразователя, а также результатов исследований активных четырехквадрантных выпрямителей при реализации систем управления с различными типами модуляции: одноканальной ШИМ, двухканальной ШИМ и компенсационной двухканальной ШИМ.

Материалы исследований. Основными требованиями, предъявляемые к современному электроподвижному составу (ЭПС), являются: обеспечение максимально возможного КПД, минимизация дополнительных потерь связанных с эмиссией высших гармоник в питающую сеть, снижение потерь вызванных реактивной составляющей мощности, а также возможность реализации рекуперации энергии в питающую сеть в режиме электрического торможения. Одним из путей обеспечения вышеуказанных требований на ЭПС переменного тока является применение активных 4QS-выпрямителей (см. рисунок 1).

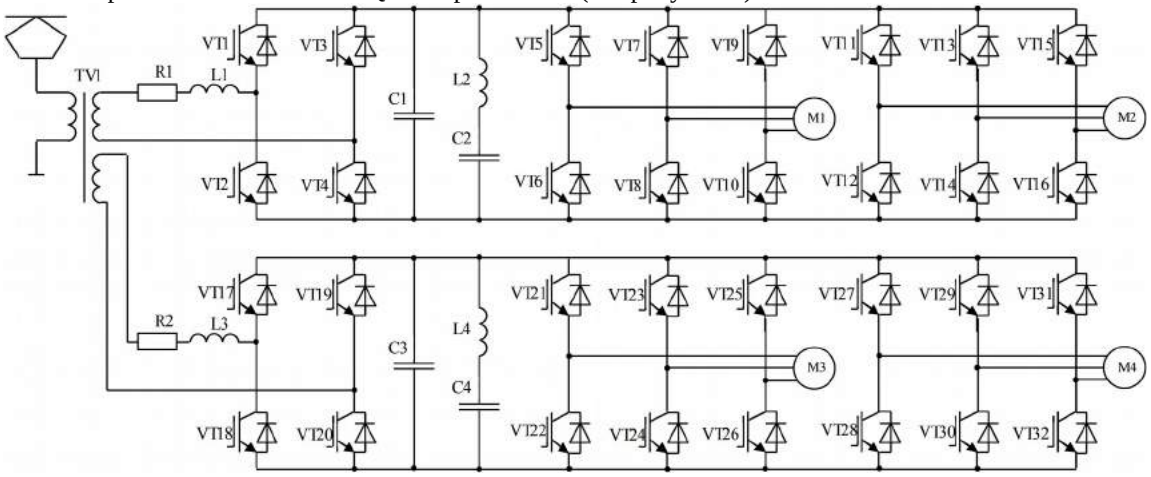


Рис. 1. Структура тягового электропривода электровоза переменного тока с входными 4QS-преобразователями

Уровень эмиссии высших гармоник электроподвижного состава переменного тока в режиме тяги и рекуперации в значительной степени зависит от типа реализованного входного преобразователя и его управления.

© Я.В. Щербак, А.А. Плахтий, В.П. Нерубацкий, 2017

В общем случае, система управления активного выпрямителя состоит из следующих составляющих: измерителей мгновенных значений входного тока и напряжения, сумматора, измерителя выходного напряжения, фильтра низких частот (ФНЧ), измерителя выходного тока, регулятора выходного напряжения и режима рекуперации и блока модуляции. Именно типа заложенной модуляции активного выпрямителя зависит спектр высших гармоник входного тока и реализованный КПД.

Система управления 4QS-преобразователя с одноканальной синусоидальной ШИМ.

Широко известна система управления 4QS-преобразователя с одноканальной синусоидальной ШИМ, структурная схема которой приведена на рисунке 2.

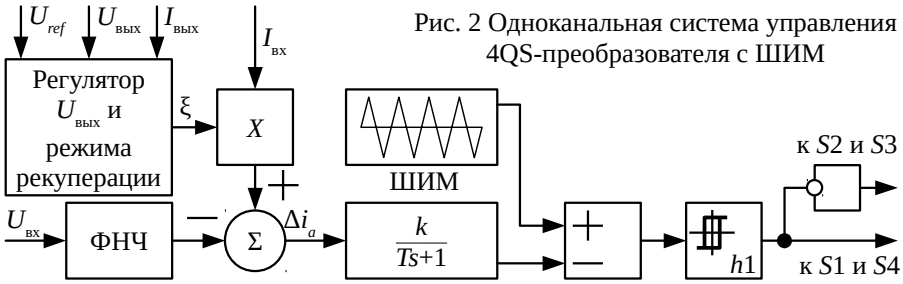


Рис. 2 Одноканальная система управления 4QS-преобразователя с ШИМ

В системе управления с одноканальной ШИМ сигнал рассогласования Δi_a, полученный как разность мгновенного значения входного напряжений $U_{вх}$ и мгновенного значения входного тока $I_{вх}$, масштабируемого регулировочным коэффициентом регулятора ξ, подается на фильтрующее апериодическое звено первого порядка, с которого вместе с двусторонней опорной ШИМ подается на компаратор. При этом входной ток 4QS-преобразователя повторяют форму сигнала рассогласования Δi_a, являющийся синусоидальным.

Выходным сигналом регулятора выходного напряжения является регулировочный коэффициент ξ, который задает амплитуду входного тока, необходимую для поддержания заданного уровня выходного напряжения.

На рисунке 2 приведены следующие обозначения: $U_{вых}$ – выходное напряжение активного выпрямителя; $I_{вых}$ – выходной ток активного выпрямителя U_{ref} – задание уровня выходного напряжения активного выпрямителя; $U_{вх}$ – мгновенное значение входного напряжений; $I_{вх}$ – мгновенное значение входного тока; $S1$, $S2$, $S3$, $S4$ – сигналы управления силовых ключей $VT1$, $VT2$, $VT3$, $VT4$; ФНЧ – фильтр низкий частот.

Процессы модуляции в одноканальной синусоидальной ШИМ приведены на рисунке 3. Как видно из рисунка, в одноканальной синусоидальной ШИМ коммутация всех четырех силовых ключей происходит на частоте опорного пилообразного сигнала. При этом входной ток 4QS-преобразователя также будет коммутироваться с частотой опорного сигнала ШИМ, что обуславливает кратность высших частот гармоник входного тока частоте опорного сигнала ШИМ. Более предпочтительными являются системы управления, в которых коммутация входного тока будет происходить с удвоенной частотой относительно частоты опорного сигнала ШИМ, что позволит снизить уровень высших гармоник и снизить результирующий коэффициент гармонических искажений (total harmonic distortion – THD) входного тока.

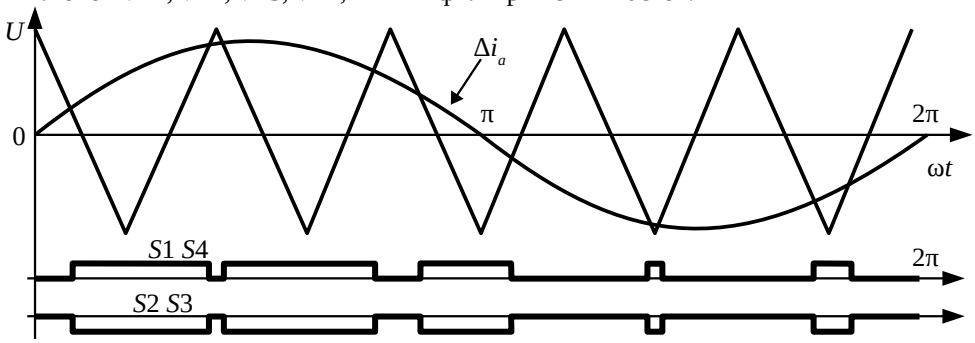


Рис.3 Одноканальная система управления 4QS-преобразователя с ШИМ

Система управления 4QS-преобразователя с двухканальной синусоидальной ШИМ.

Повышение кратности частоты коммутации входного тока, а следовательно и снижение амплитуды высших гармоник, может быть получено путем реализации индивидуального управления всеми ключами 4QS-выпрямителя, что обеспечивается добавлением дополнительного второго канала управления пары ключей VT3 и VT4 при инверсии во втором канале управления сигнала рассогласования Δi_a. Предложенная система управления с двухканальной широтно-импульсной модуляцией приведена на рисунке 4.

Процессы модуляции в двухканальной синусоидальной ШИМ приведены на рисунке 5.

В отличие от одноканальной, система управления сдвухканальной ШИМ имеет два компаратора, на которые сигнал рассогласования Δi и опорный ШИМ-сигнал подаются с разными знаками. При этом происходит отдельное управление пар ключей VT1-VT2 и VT3-VT4, которые сдвинуты во времени, что позволяет удвоить частоту коммутации входного тока относительно частоты опорного ШИМ-сигнала, чем достигается улучшение синусоидальности входного тока.

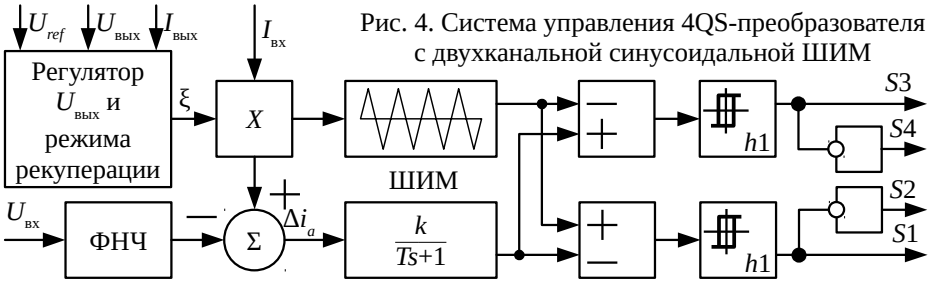


Рис. 4. Система управления 4QS-преобразователя с двухканальной синусоидальной ШИМ

Система управления 4QS-преобразователя с компенсационной двухканальной ШИМ. В ряде случаев, как например, в электровозе переменного тока, преобразование электроэнергии происходит при параллельном питании нескольких 4QS-преобразователей (рис. 1). При реализации систем управления каждого из параллельно работающих преобразователей, рекомендуется выполнить синхронизацию и взаимный сдвиг опорных ШИМ сигналов на компенсационный электрический угол φ. При этом высшие гармоники входных токов в параллельно работающих преобразователях также будут взаимно сдвинуты, чем достигается их взаимная компенсация в общем суммарном токе, который потребляется из сети. Для достижения эффекта компенсации высших гармоник при реализации в каждом из преобразователей двухканальной ШИМ необходимо обеспечить синхронизацию и сдвиг опорных ШИМ сигналов на угол равный

$$\varphi = \frac{360}{2} m ,$$

где m – число параллельных синхронизованных 4qs-преобразователей.

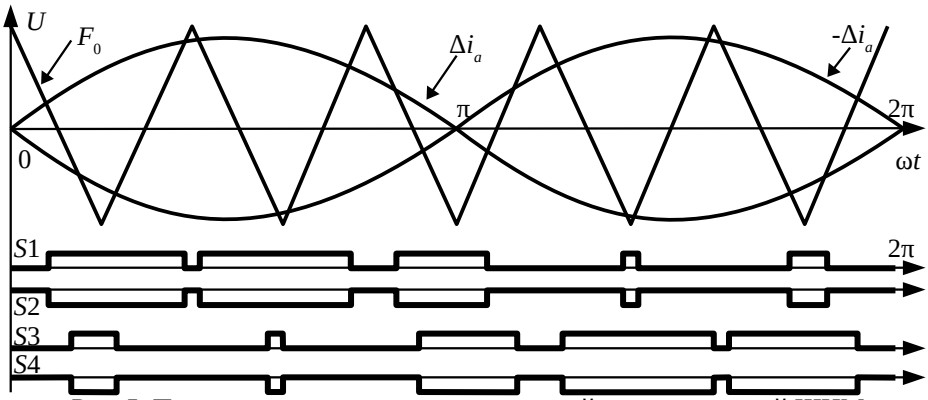


Рис. 5. Процессы модуляции в двухканальной синусоидальной ШИМ

Структурная схема системы управления 4QS-преобразователя с компенсационной двухканальной ШИМ приведена на рисунке 6.

Предложенный принцип компенсации высших гармоник входного тока путем сдвига фаз высших гармоник приведен на рисунке 7, на котором представлены следующие обозначения: 1 – мгновенное значение тока потребляемого первым 4QS-преобразователем; 2 – мгновенное значение тока потребляемого вторым 4QS-преобразователем; 3 – форма общего потребляемого из сети тока.

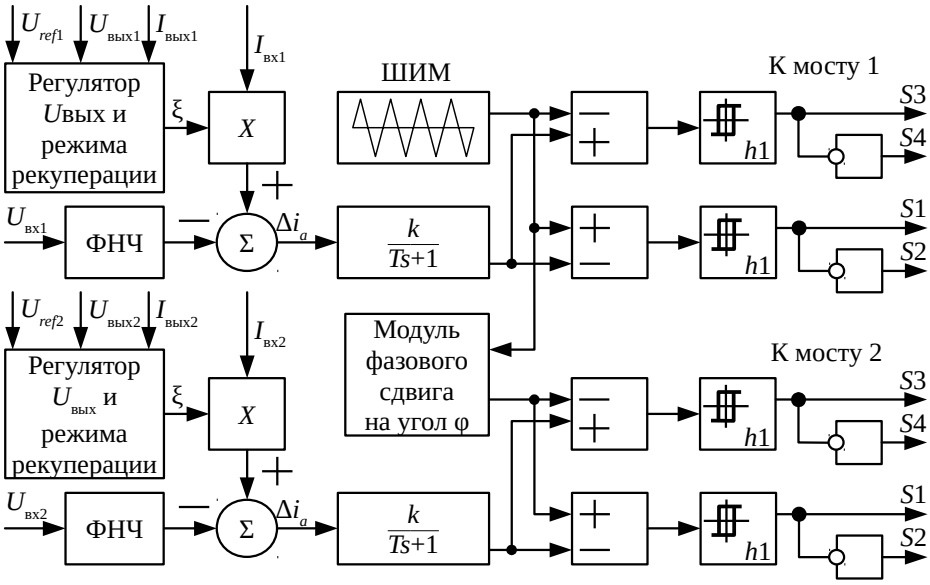


Рис. 6 двухканальная компенсационная система управления с ШИМ

Как видно из рисунка 7, амплитуда высших гармоник общего входного тока значительно уменьшилась, а частота увеличилась вдвое. Многократное увеличение частоты коммутации входного тока, относительно частоты коммутации силовых ключей, значительно улучшает его синусоидальность.

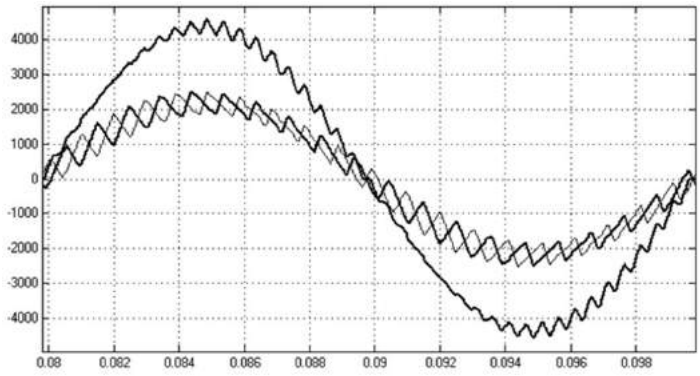


Рис. 7. Осциллограмма входных токов двух параллельных 4QS-преобразователей с компенсационной двухканальной ШИМ и форма общего потребленного из сети тока

Таким образом, при заданном требуемом уровне высших гармоник входного тока, применение компенсационной двухканальной ШИМ позволяет снизить частоту коммутации силовых ключей, чем достигается снижение динамических потерь в преобразователе и повышение результирующего КПД.

Имитационная модель активного четырехквадрантного выпрямителя. Для подтверждения преимуществ предложенной компенсационной системы управления в пакете Matlab r2011 была создана имитационная модель тягового электропривода электровоза переменного тока с входными 4QS-преобразователями. Модель представлена на рисунке 8. Параметры имитационной модели приведены в таблице 1.

В ходе моделирования были получены энергетические характеристики 4QS-преобразователей: установлены значения коэффициента мощности, коэффициента гармонических искажений входного тока (THD), коэффициента пульсаций выходного напряжения. Результаты Фурье–анализа входных токов и выходного напряжения приведены на рисунке 9.

Как видно рисунка 9, 4QS-преобразователь с одноканальной ШИМ с частотой опорного сигнала 2 кГц реализовал THD = 7,11%; двухканальная ШИМ с частотой опорного сигнала реализовала THD = 2,07%; компенсационная двухканальная ШИМ на сниженной частоте опорного сигнала 1 кГц реализовала наилучшее значение THD = 2,07%. Как видим различны и спектры гармоник входного тока, полученные при различных типах ШИМ модуляции. Для одноканальной ШИМ характерны гармоники кратные частоте модуляции. Для двухканальной ШИМ спектр высших гармоник кратен удвоенной частоте опорного сигнала ШИМ. Для компенсационной двухканальной ШИМ характерен четырехкратный спектр высших гармоник относительно частоты опорного сигнала ШИМ.

Сравнение полученных энергетических характеристик 4QS-преобразователя при реализации различных систем управления приведены в таблице 2.

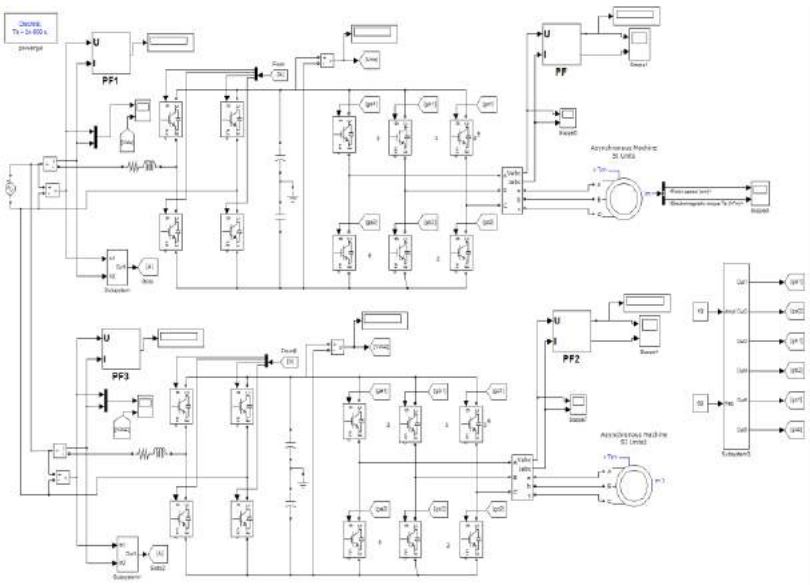
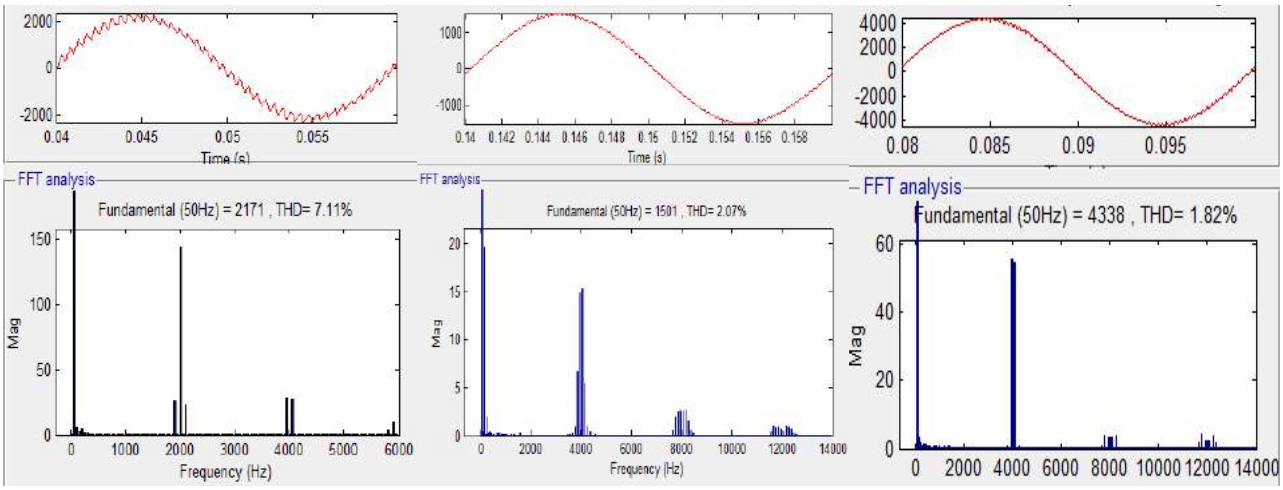


Рис. 8. Имитационная модель тягового электропривода электровоза переменного тока с входными 4QS-преобразователями, автономными инверторами напряжения и тяговыми асинхронными двигателями

Таблица 1 – Параметры имитационной модели тягового электропривода электровоза переменного тока

Параметр	Значение параметра
Входное напряжение 4QS-преобразователя	600 В
Индуктивность входного дросселя	0,6 мГн
Активное сопротивление входного дросселя	0,1 Ом
Выходная емкость	6 мФ
Ток нагрузки в звене постоянного напряжения	300÷1800 А
Частота модуляции ШИМ	1 кГц



а) б) в)

Рис. 9. Результаты Фурье-анализа входного тока 4QS-преобразователя при реализации: 1 – одноканальной ШИМ с частотой опорного сигнала 2кГц; 2 – двухканальной ШИМ с частотой опорного сигнала 2 кГц; 3 – двухканальной компенсационной ШИМ с частотой опорного сигнала 1 кГц

Таблица 2 – Энергетические параметры активного выпрямителя с различными системами управления

Параметр \ ШИМ	Одно-канальная	Двух-канальная	Компенсационная двухканальная
КПД, (при использовании ключей CM1200HC-90R и входной мощности 1200 кВт), %	96,26	96,26	97,9
Динамические потери в IGBT типа CM1200HC-90R (при токовой нагрузке одного ключа 1000 А), Вт	5606,04	5606,04	3117,29
Частота коммутации силовых ключей, Гц	2000	2000	1000
Кратность высших гармоник входного тока относительно опорного сигнала ШИМ	$\sum_{n=1}^{n=\infty} n f_{\text{шим}}$	$\sum_{n=1}^{n=\infty} 2n f_{\text{шим}}$	$\sum_{n=1}^{n=\infty} 4n f_{\text{шим}}$
Коэффициент мощности в режиме выпрямления, %	99,63	99,87	99,86
Коэффициент мощности в режиме рекуперации, %	99,23	99,74	99,74
Коэффициент гармонических искажений в режиме выпрямления, %	7,11	2,07	7,11 → 1,82
Коэффициент гармонических искажений в режиме рекуперации, %	26,79	7,25	17,5 → 3,57
Коэффициент пульсаций выходного напряжения, %	12,17	6,31	8,09

Выводы: Применение предложенных систем управления с двухканальной синусоидальной ШИМ и компенсационной двухканальной ШИМ позволит значительно улучшить энергетические показатели активных четырехквадрантных выпрямителей в режимах выпрямления и рекуперации. Установлено, что компенсационная ШИМ даже на пониженной частоте коммутации силовых ключей позволяет улучшить качество потребляемого из сети тока, повысить коэффициент мощности, снизить уровень пульсации напряжения в звене постоянного тока, а также повысить КПД.

Список литературы: **1.** Овчинников Д.А., Кастров М.Ю., Трехфазный выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности [Текст] / Практическая силовая электроника. 2002. вып. 6. с. 12–39. **2.** Г.Г. Жемеров, О.И. Ковальчук. Автономный выпрямитель – источник напряжения с гистерезисной системой управления // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність. Част. 2. – 2011. С.75 – 82. **3.** J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art," , [Текст], IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 52, pp. 5-22, 2005. **4.** F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, “A new approach to harmonic compensation in power system—A combines system of shunt passive and series active filters,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 26, no. 6, pp. 983–990, Dec. 1990. **5.** Kwak, S. Design and rating comparisons of PWM voltage source rectifiers and active power filters for AC drives with unity power factor / S. Kwak and H.A. Toliyat // IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 5, pp. 1133-1142, Sept. 2005.

Bibliography (transliterated): 1. Ovchinikov, D.A., Kastrov M. Yu. (2002), Tryehfazniy vipryamitel’ s korrektsiey koeffitsienta moshchnosti, Practical Power Electronic, No. 6, pp.12-39. **2.** G.G. Zhemerov, O.I. Koval'chuk. Avtonomnyj vypryamitel' - istochnik napryazheniya s gisterezisnoj sistemoj upravleniya // Tehnıchna elektrodinamıka. Tem. vip. Silova elektronıka ta energoefektivnist'. Chast. 2. - 2011. S. 75-82. **3.** J. R. Rodríguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art," , [Текст], IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 52, pp. 5-22, 2005. **4.** F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, “A new approach to harmonic compensation in power system—A combines system of shunt passive and series active filters,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 26, no. 6, pp. 983–990, Dec. 1990. **5.** Kwak, S. Design and rating comparisons of PWM voltage source rectifiers and active power filters for AC drives with unity power factor / S. Kwak and H.A. Toliyat // IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 5, pp. 1133-1142, Sept. 2005.

Поступила 10.07.2017

УДК 621.311

Е. В. ЯГУП, канд. техн. наук, доц., Украинский государственный университет ж.-д. транспорта, Харьков.

СИЛОВОЙ АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ НА НАКОПИТЕЛЬНОМ КОНДЕНСАТОРЕ ПО ДИСКРЕТАМ С ПОМОЩЬЮ ПОИСКОВОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

Введение. Неравномерная по фазам нагрузка в системах электроснабжения обусловливает несимметричные режимы в сети, что вызывает появление дополнительной реактивной мощности [1, 2]. В свою очередь эти нежелательные явления приводят к увеличению амплитудных значений сетевых токов, вследствие чего возрастают потери в сетях, снижается коэффициент полезного действия, ухудшается температурный режим проводов линий электропередач, ускоряется старение изоляции в электрооборудовании. Для устранения таких негативных воздействий используют симметро–компенсирующие устройства, состоящие исключительно из реактивных элементов, чтобы не вносить дополнительных активных потерь. Практическое применение таких устройств затрудняется ввиду сложности точной настройки из-за непостоянства нагрузок и дискретности параметров элементов компенсирующих устройств.

Применение силовых активных фильтров позволяет решить проблему компенсации реактивной мощности в автоматическом режиме [3]. Следует, однако, отметить достаточно сложные алгоритмы систем управления силовыми активными фильтрами, которые согласно *pq*–теории основаны на прямом и обратном преобразованиях Кларка [3,4]. Реализация таких алгоритмов соответственно требует дополнительных микропроцессорных средств обработки сигналов. Стремление упростить алгоритмы систем управления силовыми активными фильтрами не исключает применения альтернативных стратегий управления силовыми активными фильтрами [4]. В [5] показана возможность построения метода управления силовым активным фильтром на основе использования оптимизационных методов.

Целью работы является применение поисковой оптимизации для анализа режима симметрирования и компенсации реактивной мощности в трехфазной системе электроснабжения с несимметричными нагрузками и силовым активным фильтром с управлением путем стабилизации на заданном уровне напряжения на накопительном конденсаторе активного фильтра.

Материалы исследования. Силовые активные фильтры (САФ) традиционно собраны по схеме мостового инвертора на IGBT-транзисторах с обратными диодами, где источником питания инвертора является накопительный конденсатор. Для обеспечения нормальной работы силового активного фильтра необходимо поддерживать напряжение на конденсаторе на определенном уровне, превышающем амплитуду линейного напряжения в трехфазной системе на 20÷30% [3,4]. Именно при таком условии обеспечивается отдача модулированных токов через буферные реакторы активного фильтра в собственно систему электроснабжения и гарантируется активное воздействие фильтра на систему электроснабжения. В противном случае наблюдается пассивное поведение фильтра с изменением направления потока энергии, недостаточного, впрочем, для зарядки конденсатора через обратные диоды до указанного уровня напряжения.

Основными параметрами силовой схемы САФ являются величины индуктивностей буферных реакторов САФ и величина емкости накопительного конденсатора САФ. Выбор величин буферных индуктивностей детально представлен в [6]. Что же касается выбора накопительного конденсатора, то теоретически его емкость может быть принята бесконечно большой, и в принципе он может быть заменен источником постоянного напряжения, питающим инвертор САФ. Однако на практике емкость накопительного конденсатора, разумеется, конечна. Обменные энергетические процессы, связанные с накопительным конденсатором, происходят с участием буферных реакторов САФ и транзисторно–диодного моста. Этим, в частности, объясняется заряд накопительного конденсатора при подключении САФ к сети до напряжения, превышающего амплитуду линейного напряжения сети [5]. Для стабилизации напряжения на требуемом уровне в системе управления САФ предусматривается специальный контур автоматического регулирования [3,4].

Следует считаться с тем, что при конечной величине емкости накопительного конденсатора напряжение на нем будет подвержено пульсациям, амплитуда и форма которых определяются как величиной емкости накопительного конденсатора, так и характером (параметрами) нагрузки. В частности, при относительно малой величине постоянной составляющей напряжения на конденсаторе и большой амплитуде пульсации мгновенные значения напряжения на конденсаторе могут входить в зону, где они не превышают уровня амплитуд линейных напряжений системы электроснабжения. В этом случае наблюдается существенное искажение токов САФ, и, как следствие, фазных токов в самой сети. Нежелательность возникновения таких режимов очевидна.

В то же время, подобные искажения могут возникать из-за недостаточных величин сигналов, вырабатываемых в результате сравнения токов сети, нагрузки и фильтра, которые осуществляются в системе управления и подаются далее для генерации импульсов управления транзисторным мостом САФ. Если выделить эталонные сигналы в виде отдельной симметричной системы синусоидальных сигналов прямой последовательности, то такая система может быть принята в качестве управляющей для системы управления САФ.

© Е.В. Ягуп, 2017

Фазы эталонных сигналов должны совпадать с фазами напряжений источников питания. Этим обеспечивается единичное значение коэффициента мощности. Амплитуды эталонных сигналов должны быть такими, чтобы обеспечить баланс мощностей в системе. При таких условиях чувствительным элементом для определения условия баланса мощности может выступать сам накопительный конденсатор САФ, емкость которого всегда конечна в реальных условиях.

При избыточной амплитуде эталонных сигналов наблюдается нарастание напряжения на накопительном конденсаторе САФ, при недостаточной же их амплитуде напряжение на конденсаторе стремится снизиться до нуля. Лишь при оптимальном значении амплитуд эталонных сигналов напряжение на конденсаторе имеет периодически повторяемую форму. Таким образом, естественным образом приходим к необходимости решения задачи поисковой оптимизации. В ней в качестве параметра оптимизации выступает амплитуда эталонных сигналов системы управления САФ. В качестве критерия оптимизации должна быть принята периодичность напряжения на накопительном конденсаторе как чувствительном элементе относительно выполнения условия баланса мощностей.

Процесс поисковой оптимизации организуется в вычислительной среде MATLAB путем взаимодействия программного обеспечения и визуальной модели через рабочее пространство среды моделирования. Модель системы электроснабжения с несимметричной нагрузкой представлена на рис. 1.

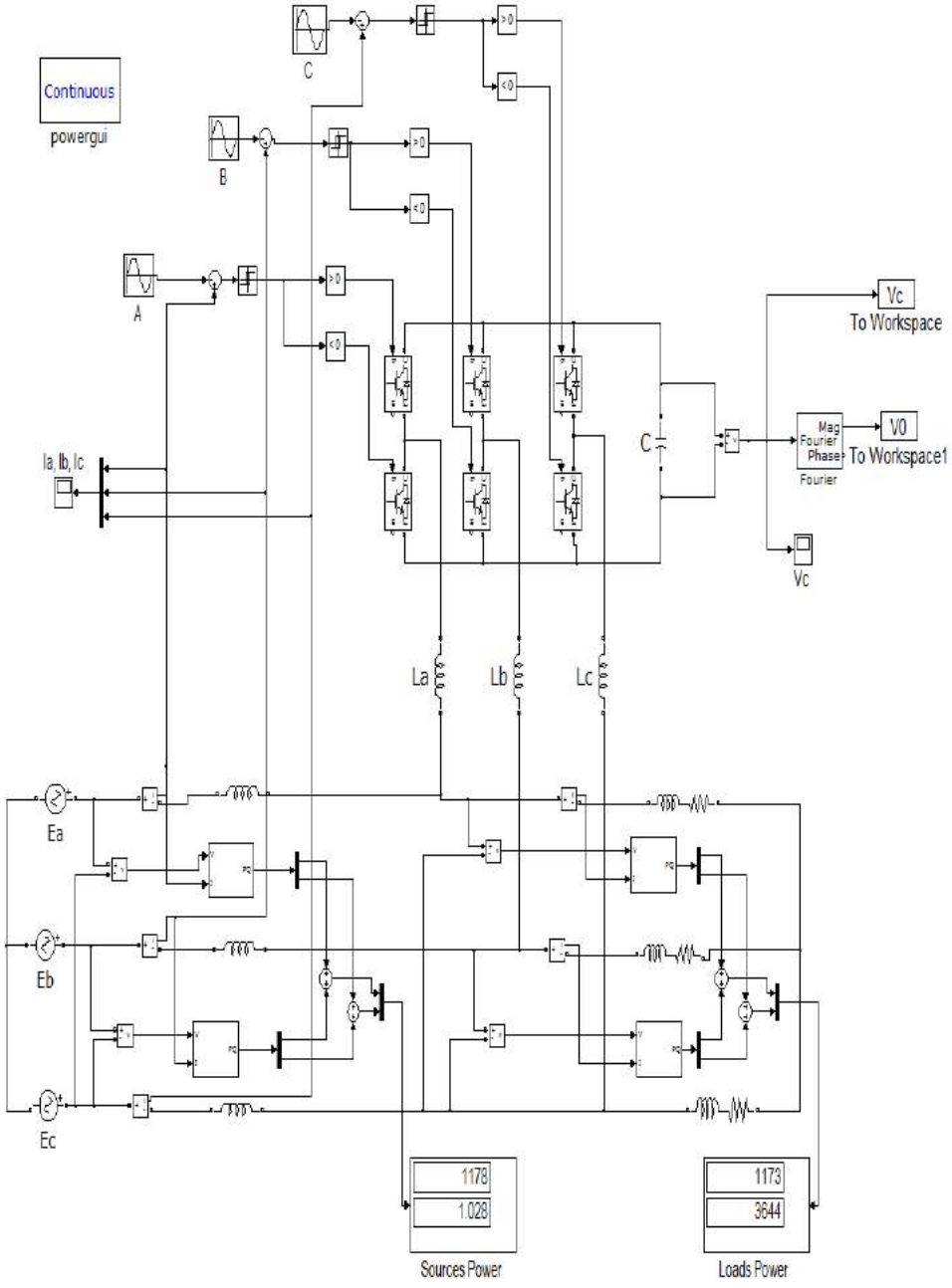


Рис. 1. Компьютерная модель несимметричной системы электроснабжения с силовым фильтром

В представленной модели источники напряжения представляют собой симметричную систему с амплитудами 100 В и частотой 50 Гц. Индуктивности линий электропередачи приняты равными L= 0.001 Гн. Несимметричная активно–индуктивная нагрузка сети по фазам *A*, *B* и *C* представлена соответствующими комплексными сопротивлениями

$$0.7 + j\omega 0.005 \text{ Ом}, \; 1.0 + j\omega 0.01 \text{ Ом}, \; 2.0 + j\omega 0.04 \text{ Ом},$$

где ω – круговая частота питающих напряжений.

При таких условиях несимметрии нагрузок без воздействия САФ амплитуды сетевых токов фаз *A*, *B* и *C* составляют соответственно 31.47, 30.99 и 10.34 А, существенными являются и сдвиги фаз сетевых токов относительно питающих напряжений [7].

В САФ емкость накопительного конденсатора *C* принята 1000 мкФ. Сформированные сигналы фильтра инжектируются в фазы системы электроснабжения через буферные реакторы, индуктивные сопротивления которых приняты равными 0.5 Ом. Управление ключами фильтра осуществляется с использованием широтно-импульсной модуляции. Эталонные сигналы задаются источниками синусоидального сигнала *A*, *B* и *C*, фазы и частоты которых совпадают с фазами и частотами соответствующих источников питающего напряжения. Амплитуда для всех источников эталонного сигнала принимается одинаковой, а ее значение является переменной поисковой оптимизации. Выходы узлов сравнения токов эталонного сигнала и токов фазы питающего источника подаются на гистерезисные элементы, настроенные таким образом, что амплитуды выходных импульсов равны единице, а ширина гистерезисной зоны задана равной 0.5 А. Для выделения положительной и отрицательной частей полученного сигнала используются элементы сравнения сигнала с нулем. Далее происходит распределение полученных сигналов на управляющие электроды IGBT-транзисторов.

В головной программе (рис. 2) в качестве глобальных переменных заданы параметры оптимизации – амплитуда эталонных токов *I* и начальное значение на накопительном конденсаторе *VC*0, а так же номер итерации *Nst* и среднее значение напряжения на конденсаторе *Vc*. Переменная *SOP* задает в модели ширину гистерезисной петли, а *L* – величину индуктивностей линии электропередачи. Поисковая оптимизация осуществляется встроенной файл-функцией fminsearch(). Параметрами этой функции являются начальное значение амплитуды эталонного сигнала и начальное напряжение на накопительном конденсаторе. Текст файла для вычисления целевой функции приведен на рис. 3.

```
warning off
global I VC0 Nst Vc
SOP = 0.5
L = 0.001
Nst = 0
Y = fminsearch('func_s3fnesim',[13.8984 150])
```

Рис. 2. Текст головной программы

```
function Nev=func_s3fnesim(x)
global I VC0 Nst Vc
I=abs(x(1)*1E-0)
VC0=abs(x(2)*1E-0)

sim model1
Nev=sqrt((Vc(5)-Vc(4))^2+(Vc(4)-Vc(3))^2+(Vc(3)-Vc(2))^2+(V0-300)^2)x
Nst=Nst+1
```

Рис.3. Текст файла для вычисления целевой функции

Для стабилизации напряжения на конденсаторе на заданном уровне блок To Workspace *Vc* передает вектор дискретных значений напряжений из модели в программу. Этот блок настроен таким образом, что значения напряжения на конденсаторе снимаются каждые 0.02 сек. Полученные данные сохраняются в массиве рабочего пространства, из элементов которого далее и формируется первая часть целевой функции *Nev* (рис. 4). Для задания определенного уровня напряжения на накопительном конденсаторе целевая функция дополнена второй частью, представляющей квадрат разницы между значением нулевой гармоники напряжения и значением, соответствующим задаваемому уровню напряжения на конденсаторе. Реализация такого расчета в модели осуществляется блоком выделения нулевой гармоники Fourier и блоком передачи данных из модели в рабочее пространство MATLAB To Workspace в виде переменой с именем *V*0. Целевая функция формируется в виде шаровой метрики:

$$Nev = \sqrt{(V_{C5} - V_{C4})^2 - (V_{C4} - V_{C3})^2 - (V_{C3} - V_{C2})^2 - (V_0 - 300)^2} \quad , \qquad (1)$$

где V_{C2}, V_{C3}, V_{C4}, V_{C5} – напряжения на конденсаторе в конце 2, 3, 4 и 5 периодов;

V_0 – среднее значение напряжения на конденсаторе.

Следует отметить, что в целевой функции не используются значения напряжения в первый период колебания, так как в этот момент времени происходит переходный процесс, и данные из этого промежутка времени не являются информативными. Время прогона модели настроено на 0.1 сек., метод расчета выбран ode23s (stiff/Mod. Rosenbrock), шаг интегрирования задан равным 0.000005 сек.

Поисковая оптимизация была завершена после выполнения 298 итераций, в результате чего была определена амплитуда эталонного сигнала равная *I* = 7.7875 А и начальное напряжение на конденсаторе VC0 = 301.2154 В. При этом токи стали симметричными, а их фазы стали совпадать с соответствующими фазами источников напряжений (рис. 5).

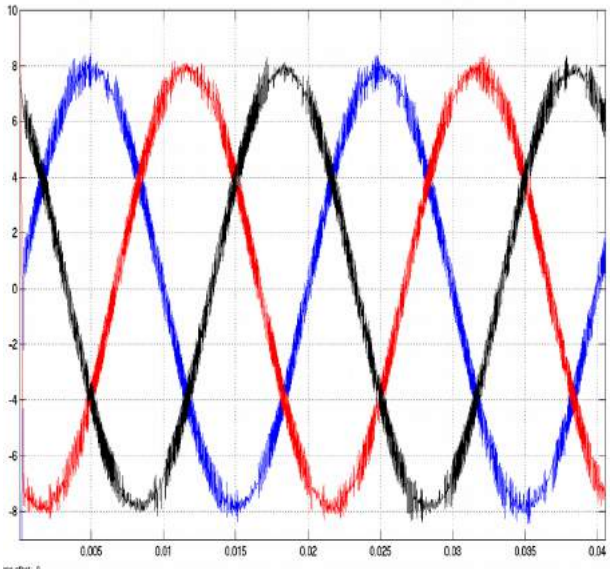


Рис.4. Диаграммы сетевых токов при работе САФ

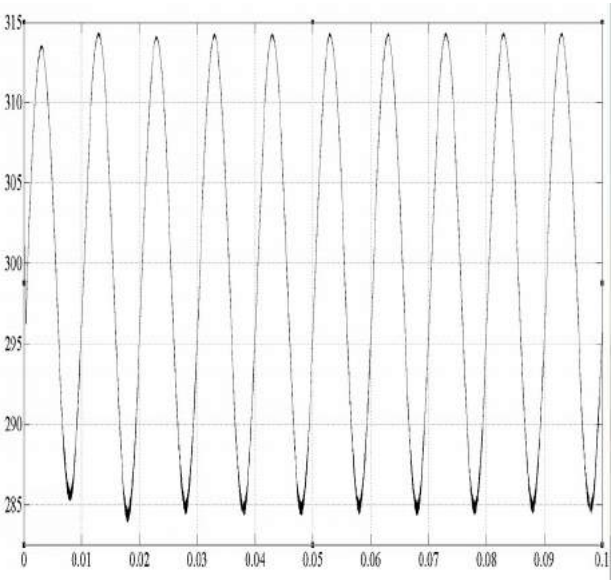


Рис 5. Пульсации напряжения на конденсаторе САФ

На рис. 5 представлена временная диаграмма напряжения на накопительном конденсаторе силового активного фильтра. Как видно из рисунка, напряжение практически сразу установилось на уровне 300 В, что обеспечивает работу фильтра в нормальном режиме. Активная мощность на стороне источников (1178 Вт) отличается на 5 Вт от мощности на стороне нагрузки (1173 Вт), что свидетельствует о том, что эта небольшая часть активной мощности потребляется самим САФ. Реактивная мощность на стороне источников стала практически равной нулю (1.028 ВАр), таким образом можно сделать вывод о том, что источники работают в оптимальном режиме, отдавая лишь активную мощность 1178 Вт.

Выводы. Обоснован критерий оптимизации, обеспечивающий возможность стабилизации напряжения на накопительном конденсаторе САФ на заданном уровне, что обусловливает оптимальную работу САФ. С использованием компьютерной модели трехфазной системы электроснабжения с несимметричной нагрузкой и программы поисковой оптимизации по разработанному критерию определен эталонный ток системы управления САФ, при котором происходит симметрирование системы и полная компенсация реактивной мощности в системе. В результате поисковой оптимизации фазные токи стали симметричными, их амплитуды существенно уменьшились, а источники питания стали работать в режиме равномерной загрузки по фазам с отдачей лишь активной мощности. Разработанный метод позволяет определить режим в трехфазной системе электроснабжения с параллельным САФ без использования относительно сложной системы управления САФ. Кроме того, предложенные алгоритмы могут быть реализованы в микропроцессорной системе управления САФ, основанной на применении поисковой оптимизации.

Список литературы: **1**. Железко Ю.С. Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии: Руководство для практических расчетов. [Текст] // Ю.С. Железко – М.: ЭНАС. – 2009. – 456 с. **2.** Шидловский А.К. Повышение качества энергии в электрических сетях. [Текст] // А.К. Шидловский В.Г. Кузнецов. – К.: Наукова думка, 1985. – 268 с. **3.** Akagi H. Power Theory and Applications to Power Conditioning [Text] // H. Akagi, E.H. Watanabe, M. Aredes – Instantaneous – IEEE Press. – 2007. – 379 p. **4.** A. Agrawal. Comparison of Various Configurations of Hybrid Active Filter With Three Different Control Strategies [Text] // Agrawal A.– International Journal of Engineering Research & Technology. 2014. – V. 3. – Issue 5. – P. 1672 –1678. **5.** Ягуп В.Г. Модель активного фильтра для трехфазной электрической системы с несимметричной нагрузкой и управлением по оптимизационному алгоритму [Текст] // В. Г. Ягуп, Е. В. Ягуп – Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Випуск 3/2015 (31). – С. 103 – 109. **6**. Тугай Д.В. Методика выбора индуктивностей фазных реакторов силового активного фильтра [Текст] // Д.В. Тугай. - Електротехніка і електромеханіка. – 2016. - № 6. – С. 31 - 38. **7**. Ягуп В.Г. Применение оптимизационных методов для решения задач улучшения показателей электрических систем [Текст] // В. Г. Ягуп, Е. В. Ягуп. – Харьков: ХНУГХ им. А. Н. Бекетова. - 2017. – 170 с.

Bibliography (transliterated): 1. Zhelezko YU.S. Poteri elektroenergii. Reaktivnaya moshchnost'. Kachestvo elektroenergii: Rukovodstvo dlya prakticheskikh raschetov. [Text] // YU.S. Zhelezko – M. : ENAS. – 2009. – 456 s. **2.** Shidlovskiy A.K. Povysheniye kachestva energii v elektricheskikh setyakh. [Text] // A.K. Shidlovskiy V.G. Kuznetsov. – K.: Naukova dumka, 1985. – 268 s. **3.** Akagi H. Power Theory and Applications to Power Conditioning [Text] // H. Akagi, E.H. Watanabe, M. Aredes – Instantaneous – IEEE Press. – 2007. – 379 p. **4.** A. Agrawal. Comparison of Various Configurations of Hybrid Active Filter With Three Different Control Strategies [Text] // Agrawal A.– International Journal of Engineering Research & Technology. 2014. – V. 3. – Issue 5. – P. 1672 –1678. **5.** Yagup V.G. Model' aktivnogo fil'tra dlya trekhfaznoy elektricheskoy sistemy s nesimmetrichnoy nagruzkoy i upravleniyem po optimizatsionnomu algoritmu [Text] // V. G. Yagup, Ye. V. Yagup – Yelektromekhanichni i yenergozberigayuchi sistemi. Vipusk 3/2015 (31). – S. 103 – 109. **6.** Tugay D.V. Metodika vybora induktivnostey faznykh reaktorov silovogo aktivnogo fil'tra [Text] // D.V. Tugay Yelektrotekhnika i yelektromekhanika. – 2016. № 6. – S. 31 38. **7.** Yagup V.G. Primeneniye optimizatsionnykh metodov dlya resheniya zadach uluchsheniya pokazateley elektricheskikh sistem [Text] // V. G. Yagup, Ye. V. Yagup. – Khar'kov: KHNUGKH im. A. N. Beketova. – 2017. – 170 s.

Поступила 26.05.2017

УДК 621.314

В. С. СМИРНОВ, докт. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ»;
Ю. М. КОВРИГО, канд. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ»;
О. В. САМКОВ, докт. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електодинаміки НАНУ, Київ;
О. Й. ШТІФЗОН, ст. викл., Національний технічний університет України «КПІ»;
С. В. ЛЮБИЦЬКИЙ, ст. викл., Національний технічний університет України «КПІ».

СИСТЕМНИЙ АНАЛІЗ ІНВАРІАНТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ З БАГАТОРАЗОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ДЛЯ АПАРАТНИХ ЗАСОБІВ АВТОНОМНИХ ОБ'ЄКТІВ

Вступ. Удосконалення автономних систем електропостачання (СЕП) має велике значення для розвитку багатьох галузей народного господарства. При цьому великий діапазон функціонального використання і різноманітність завдань що вирішують сучасні автономні об'єкти (АО), зумовили використання як первинних СЕП різних джерел енергії, що відрізняються видом електроенергії що виробляється. Сучасні АО характеризується великою кількістю споживачів, які вимагають для забезпечення нормального функціонування електроенергію певного виду і якості. Тому системи вторинного електроживлення повинні забезпечувати перетворення електроенергії, що надходить з первинних джерел енергії, в електроенергію необхідних для споживачів виду та якості з заданими параметрами енергетичних координат.

При цьому до систем вторинного електроживлення висувається вимога реалізації заданих параметрів функціонування за умови найбільш повного забезпечення інваріантності вихідних енергетичних координат системи.

До складу СЕП автономних об'єктів, як правило, входить ряд напівпровідникових перетворювачів (НП) параметрів електроенергії, а ефективність СЕП в основному залежить від енергетичних і динамічних характеристик НП, тому їх вдосконаленню постійно приділяється велика увага. Переважне поширення в СЕП отримали імпульсні модуляційні методи синтезування вихідного сигналу [1,4].

Доцільність використання модуляційних методів обумовлена можливістю усунення вихідних енергетичних фільтрів, жорсткістю зовнішньої характеристики НП, узгодження з ключовим характером роботи силових напівпровідникових приладів, що забезпечує високий ККД, можливість поєднання функцій формування і регулювання напруги в єдиному функціональному вузлі. Порівняння різних способів імпульсної модуляції напруги показало, що при побудові НП раціонально використовувати багаторівневу кусочно–постійну апроксимацію вихідного сигналу. Реалізація такої апроксимації можлива за допомогою АІМ, зокрема, ступінчастої модуляції (СМ). Істотним недоліком НП із ступінчастою апроксимацією вихідної напруги є необхідність застосування значної кількості ключових елементів, тобто низький коефіцієнт ефективності використання ключових елементів, що представляє собою відношення числа реалізованих рівнів напруги до числа ключових елементів. Крім цього, до числа недоліків існуючих структур НП слід віднести відсутність багатофункціональності, що приводить до необхідності зміни структури і алгоритму перетворення при синтезі різних за формою напруг або в разі довільної форми напруги живлення.

Найкращим методом усунення зазначених недоліків є розробка структур НП, що використовують при синтезі напруги необхідної форми дискретні види модуляції, наприклад, імпульсно–кодова модуляція (ІКМ). Використання принципів ІКМ, методів і засобів цифрової техніки дозволяє реалізувати найбільш ефективні алгоритми управління НП і змінювати їх на програмному рівні. Застосування ІКМ дає можливість створення структур, які зберігають свою працездатність при живленні від джерел як постійної, так і змінної напруги.

Постановка задачі. На шляху максимального використання резервів управління НП ефективним засобом поліпшення їх статичних і динамічних характеристик є застосування ідей і методів теорії інваріантності. Основною для теорії інваріантності є задача синтезу системи управління при мінімальній апріорній інформації щодо зовнішніх збурень $Z(t)$. Зазвичай в якості такої інформації приймають обмеженість $Z(t)$ по модулю. Сукупність проблем, що розглядаються в теорії інваріантної прийнято ділити на дві групи: проблеми математичного обґрунтування інваріантності і проблеми фізичної реалізації принципу інваріантності.

Основним завданням теорії інваріантності є відшукання таких умов структурної побудови перетворювальної системи, за виконання яких рух однієї або декількох координат системи не залежить від одного або більшого числа вхідних впливів, що подаються на систему. При цьому помилку неузгодженості руху основного контуру та бажаного еталонного руху необхідно мати інваріантною по відношенню до зовнішніх впливів. В ідеальному випадку ця помилка повинна тотожно дорівнювати нулю, незалежно від вхідних управляючих впливів, координатних та параметричних збурень. Вочевидь, в цьому випадку структурна інваріантність має на увазі незалежність структурної організації від вигляду вхідних та вихідних сигналів які формуються та контролюються (а також їх параметрів), іншими словами, можна вести мову про інваріантність структурної організації по відношенню до вхідних і вихідних напруг що контролюються та формуються.

Багато об'єктів управління описується істотно нестаціонарними диференціальними рівняннями, і для таких об'єктів методи аналізу і синтезу стаціонарних систем непридатні. Проблема ще більше ускладнюється, коли

© В.С. Смирнов, Ю.М. Ковриго, О.В. Самков, О.Й. Штіфзон, С.В. Любицький, 2017

закони зміни змінних коефіцієнтів нестаціонарної системи в часі заздалегідь невідомі. Одним з методів вирішення такого завдання є застосування адаптивного управління. Основна ідея адаптивного управління в цьому випадку є компенсація впливу нестаціонарності об'єкту на динаміку системи введенням в регулятор іншої, спеціальним чином організованої «нестаціонарності» [2].

Нестаціонарні системи у своїй більшості мають суттєві діапазони та швидкості зміни своїх динамічних характеристик [3, 4, 6]. У зв'язку з цим виникає проблема забезпечення працездатності перетворювальних систем з адаптивним координатно–параметричним управлінням та еталонною моделлю в таких умовах, а також проблема вибору алгоритмів роботи перетворювачів в умовах збереження заданих вимог. Потребує розгляду і питання використання релейних складових в алгоритмах управління, що забезпечують працездатність системи при швидкій зміні збурень.

Найбільш перспективним напрямком при вирішенні обговорюваної проблеми є пошук більш досконалих нелінійних і адаптивних алгоритмів управління нестаціонарними системами [2,3].

При цьому адаптивні системи з релейними складовими алгоритмів управління мають властивість координатної інваріантності при будь-яких допустимих вхідних впливах і будь-яких швидкостях зміни параметричних збурень, обмежених за діапазоном зміни.

Релейні складові алгоритмів управління адаптивних систем і алгоритми управління в системах зі змінною структурою за своєю організацією мають багато спільного.

Системи зі змінною структурою (СЗС) здатні вирішувати різні завдання управління, зокрема, і завдання управління нестаціонарними об'єктами. У теорії і практиці побудови СЗС великий розвиток знаходить ідея організації виродженого руху, тобто ковзний режим. Кілька структур регулятора системи переключаються з однієї на іншу таким чином, щоб отримати особливий рух, не притаманний системі ні при одній з наявних структур регулятора. Природно, що цей особливий рух має задовольняти певним бажаним вимогам. Наприклад, ковзний режим цікавий тим, що з моменту його початку рух системи визначається тільки рівнянням перемикання з одного режиму на інший і не залежить від рівняння об'єкта, в тому числі і нестаціонарного. Таким чином, якщо змусити систему рухатися в ковзному режимі, то її динамічні властивості не залежатимуть від змінних коефіцієнтів об'єкта, внаслідок чого система буде мати адаптивні властивості [2].

Високі швидкодія і точність стабілізації вихідного сигналу перетворювальної системи (ПС) – необхідні умови працездатності цифрової автоматичної системи (ЦАС), однак ці умови не вичерпують всіх тих вимог, які пред'являє практика використання ЦАС. До достатніх умов працездатності ЦАС слід віднести її стійкість, причому у всьому діапазоні регулювання.

Цифрові системи управління мають квантування за часом, що відносить їх до класу імпульсних систем, і квантування за рівнем, що робить їх нелінійними. Основним методом дослідження цифрових систем управління є їх моделювання. Однак таке моделювання не може проводиться без паралельного аналітичного дослідження, призначеного для обґрунтування структури системи, визначення основних її параметрів і якісних показників, вибору елементів. Це пред'являє до можливих аналітичних методів вимоги високої ефективності й наочності отриманих результатів.

Дослідження. Зробимо дослідження цифрової системи на прикладі ЦАС слідкуючого врівноваження. Основні труднощі, що виникають при дослідженні стійкості розглянутої ЦАС, обумовлені нелінійністю характеристики силового тракту. Узагальнений підхід до аналізу ланцюгів, що містять нелінійності, відомий. Однак цей підхід сформульований у вигляді теореми про аналог принципу накладення для нелінійних ланцюгів, доведений тільки для безперервних монотонних функцій і не поширюється на випадок кусочно–постійних функцій. У зв'язку з цим виділимо на характеристиці силового тракту (СТ) один елемент, що описується вектором {в1, в2}. Тоді наступний елемент, вочевидь, може бути отриманий з вихідного зсувом на той же вектор, тому що при такому паралельному перенесенні всі точки вихідного елемента одночасно зсуваються на цей вектор. Це відповідає переносу координатних осей при кожному зсуві вихідного елемента. Покажемо, що таке перетворення є лінійним. Нехай в лінійному (афінному) просторі існує деяка система лінійних координат і розглядається перетворення довільної точки $H(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ в точку $H'(x'_1, x'_2, \ldots, x'_n)$ заданих системою:

$$\begin{aligned} x'_1 &= a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \ldots + a_{1n}x_n + b_1, \\ &\cdots\cdots\cdots \\ x'_n &= a_{n1}x_1 + a_{n2}x_2 + \ldots + a_{nn}x_n + b_n, \end{aligned} \tag{1}$$

або в матричної формі $X' = A \cdot X + B$.

Якщо $\det A \neq 0$, то перетворення (1) є лінійним.

Нехай в лінійному просторі є фігура А, що задана рівнянням

$$F(x) = 0 \tag{2}$$

задано лінійне перетворення

$$x = \varphi(x) \tag{3}$$

Знайдемо рівняння образу A' фігури A. Знаходимо $x = \varphi - 1(x')$, підставляючи останній вираз в (2) отримаємо рівняння $F[x = \varphi - 1(x')] = 0$, якому задовольняють всі точки A'. З огляду на взаємну однозначність перетворення (3) ніяких надлишкових точок не утворюється. Тоді фігури A та A' в лінійному просторі будуть лінійно еквівалентні, а одна з фігур є образом іншої при заданому перетворенні.

Таким чином, розгляд нелінійної характеристики СТ зводиться до розгляду одного її елемента, який по суті є характеристикою релейного елемента (рис. 1, в)

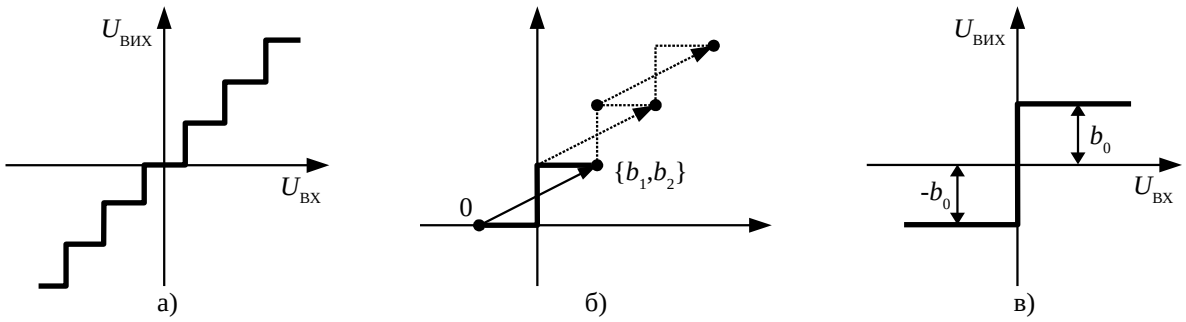


Рис. 1 Ідентифікація ЦАС інваріантної ПС: а) амплітудна характеристика СТ;
б) лінійне перетворення елемента характеристики СТ; в) характеристика релейного елемента ЦАС.

У такому випадку рівняння релейного елемента буде мати вигляд

$$U_{вих}=F(U_{вх})=\begin{cases} b_{0,} & U_{вх}\geq 0 \\ -b_{0,} & U_{вх}<0 \end{cases} \tag{4}$$

З метою ідентифікації даної ЦАС визначимо передавальні функції інших її ланок (Рис 1, а, б). Структурна схема ЦАС приведена на рис 2,а. При цьому практично всі ланки ЦАС можуть бути представлені пропорційними ланками, дискретний характер яких апроксимується ланками чистого запізнення [3].

Для подальшого розгляду доцільно в структурній схемі ЦАС виділити релейний елемент і розглядати систему як з'єднання релейного елемента і лінійної частини (рис. 2,б)

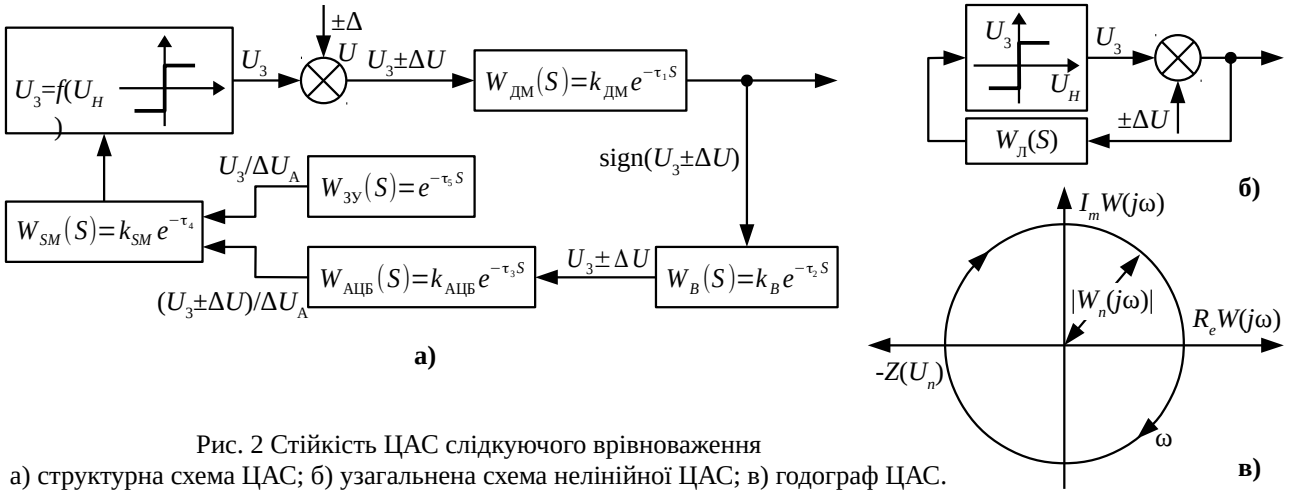


Рис. 2 Стійкість ЦАС слідкуючого врівноваження
а) структурна схема ЦАС; б) узагальнена схема нелінійної ЦАС; в) годограф ЦАС.

При цьому передатна функція лінійної частини ЦАС відповідає виразу

$$W_Л(S)=\prod_{i=1}^{n} K_i e^{-\tau_\Sigma \cdot S}, \text{ де } \tau_\Sigma=\sum_{i=1}^{n}\tau_i\,. \tag{5}$$

Таким чином, розглянуту ЦАС можна ідентифікувати як релейну систему [1, 3, 6, 7].

На відміну від безперервних та імпульсних систем, які в обмеженому діапазоні зміни регульованої величини можна розглядати як лінійні системи, релейні автоматичні системи є істотно нелінійними. Очевидно, якщо вхідна величина релейного елемента змінюється періодично, то його вихідна величина буде представляти собою послідовність прямокутних імпульсів. Тому в релейних ЦАС форма вихідного параметра релейного елемента в періодичному режимі є визначеною.

Для аналізу стійкості релейної ЦАС доцільно використовувати метод гармонійного балансу (Гольдфарба) [3, 4]. Цей досить потужний метод дослідження нелінійних автоматичних систем володіє великою універсальністю в застосуванні до різних нелінійностей. Аналіз показав (рис. 2,в), що вихідний сигнал розглянутої релейної ЦАС характеризується стійкими автоколиваннями, що мають форму прямокутних імпульсів з амплітудою, яка дорівнює кроку квантування за рівнем і періодом, кратному цілому числу інтервалів тимчасового квантування і відповідними величині часу затримки лінійної частини ЦАС.

Як було зазначено вище, точність відновлення вихідного сигналу визначається не тільки ступенем його квантування по рівню, але і величиною інтервалу квантування за часом. У зв'язку з цим становить інтерес оцінка середньоквадратичної похибки відтворення функції при квантуванні за часом.

Розглянемо безперервну на сегменті $<a,b>$ функцію $f(\upsilon)$, яка апроксимована кусочно–постійною функцією. Апроксимуюча функція з заданими точками зростання υ_i має m рівнів квантування. Тоді вираз для середньоквадратичної похибки можна записати у вигляді

$$\delta^2=\frac{1}{T}\cdot\sum_{i=1}^{m-1}\int_{\upsilon_i}^{\upsilon_{i+1}}\left[f(\upsilon)-f(\upsilon_i)\right]^2 d\upsilon \quad \text{, де } T=b-a \tag{6}$$

На підставі теореми про кінцеве прирощення отримаємо

$$f(\upsilon)-f'(\upsilon_i)=f'(\tau_i)\cdot(\upsilon-\upsilon_i);\ \upsilon_i<\tau_i<\upsilon_{i+1}\ .$$

Позначимо $\sup|f'(\upsilon)|=\mu$. Тоді вираз (6) набуде вигляду

$$\delta^2=\frac{1}{T}\mu^2\cdot\sum_{i=1}^{m-1}\int_{\upsilon_i}^{\upsilon_{i+1}}[\upsilon-\upsilon_i]^2 d\upsilon=\frac{1}{3T}\mu^2\cdot\sum_{i=1}^{m-1}(\Delta\upsilon_i)^3 \tag{7}$$

де $\Delta\upsilon_i=\upsilon_{i+1}-\upsilon_i$.

Неважко помітити, що величина $\Delta\upsilon_i$ є інтервалом часового квантування h, а $\sum_{i=1}^{m-1}(\Delta\upsilon_i)^3=T$.

В цьому випадку вираз (7) запишеться в такий спосіб

$$\delta^2\le\frac{1}{3}(\mu\cdot h)^2 \tag{8}$$

Таким чином, з виразу (8) випливає, що для підвищення точності відновлення вихідного сигналу необхідно зменшувати інтервал часового квантування, причому, чим більше частота вихідного сигналу, тим менше повинен бути цей інтервал.

Однак слід підкреслити, що вираз (8) є функціоналом якості, тому що забезпечує якісну оцінку похибки відновлення функції, визначаючи її максимально можливе значення.

Висновки. Адаптивне координатно-параметричне управління, що використовує релейні складові в алгоритмах управління, здатне значно розширити можливості управління істотно нестаціонарними об'єктами. Розроблені алгоритми перетворення і принципи організації інваріантних ПС дозволяють синтезувати вихідну напругу необхідної форми, включаючи постійну, заданої величини і полярності, при довільній формі напруги живлення. При цьому функціональна організація ППС передбачає високочастотне перетворення електроенергії, дозволяє принципово усунути необхідність проміжного отримання постійної напруги, що дає можливість істотно поліпшити техніко-економічні показники ПС.

Список літератури: 1. *Алиев Р.А.* Принцип инвариантности и его применение для проектирования промышленных систем управления. – М.6 Энергоатомиздат, 1985. 128с. **2.** Адаптивные системы автоматического управления *В.Н. Антонов, А.М.Пришвин, В.А.Терехов, А.Э.Янчевский* Под ред. *В Б.Яковлева*. - Л.:изд-во Ленингр. Ун-та, 1984.-204с. **3.** *Фомин В.П., Фрадков А.Л., Якубович В.А.* Адаптивное управление динамическими объектами. - М.: Наука, 1981.-448с. **4.** Перетворювальна техніка. Підручник. Ч. 2 / *Гончаров Ю.П., Будьонний О.В., Морозов В.Г. Панасенко М.В., Ромашко В.Я., Руденко В.С.* / За ред. *В.С. Руденка*,- Харків: Фоліо, 2000.-360 с. **5.** *Смирнов В.С., Лизанец В.В., Самков А.В.* Теоретические аспекты анализа и проектирования структурно-инвариантных преобразовательных систем инфокоммуникационного оборудования // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. – К:ІЕД НАНУ 2012. – Ч.3. – С. 90-94. **6.** *Смирнов В.С., Беленок Н.В., Иванченко Е.В.* Теоретические основы организации структурно-инвариантных преобразовательных систем автономных объектов для возобновляемой энергетики. // Відновлювана енергетика – К:ІВЕ НАНУ. – 2016.- №4(47)- с. 20-29. **7.** *Смирнов В.С., Самков А.В., Беленок Н.В., Иванченко Е.В.* Структурный синтез инвариантных преобразовательных систем с использованием теории нечетких множеств. // Гідроенергетика України. 2015.- №1-2.- с. 46-49.

Bibliography (transliterated): 1. *Aliev R.A.* Printsip invariantnosti i ego primenenie dlya proektirovaniya promyishlennyih sistem upravleniya. — M.6 Energoatomizdat, 1985. 128s. **2.** Adaptivnyie sistemyi avtomaticheskogo upravleniya *V.N. Antonov, A.M.Prishvin, V.A.Terehov, A.E.Yanchevskiy* Pod red. *V B.Yakovleva.* - L.:izd-vo Leningr. Un-ta, 1984.-204s. **3.** *Fomin V.P., Fradkov A.L., Yakubovich B.A.* Adaptivnoe upravlenie dinamicheskimi ob'ektami. - M.: Nauka, 1981.-448s. **4.** Peretvoryuvalna tehnIka. PIdruchnik. Ch. 2 / *Goncharov Yu.P., Budonniy O.V., Morozov V.G. Panasenko M.V., Romashko V.Ya., Rudenko B.C.* / Za red. *B.C. Rudenka*,- HarkIv: FolIo, 2000.-360 s. **5.** *Smirnov V.S., Lizanets V.V., Samkov A.V.* Teoreticheskie aspektyi analiza i proektirovanniya strukturno-invariantnyih preobrazovatelnyih sistem infokommunikatsionnogo oborudovaniya // TehnIchna elektrodinamIka. Silova elektronIka ta energoefektivnIst.- K:IED NANU 2012. – Ch.3. – S. 90-94. **6.** *Smirnov V.S., Belenok N.V., Ivanchenko E.V.* Teoreticheskie osnovyi organizatsii strukturno-invariantnyih preobrazovatelnyih sistem avtonomnyih ob'ektov dlya vozobnovlyaemoy energetiki. // VIdnovlyuvana energetika – K:IVE NANU.- 2016.- #4(47)- s. 20-29. **7.** *Smirnov V.S., Samkov A.V., Belenok N.V., Ivanchenko E.V.* Strukturnyiy sintez invariantnyih preobrazovatelnyih sistem s ispolzovaniem teorii nechetkih mnozhestv. // GIdroenergetika UkraYini. 2015.- #1-2.- s. 46-49.

Надійшла 22.06.2017

УДК 621.314

В. В. МАРТЫНОВ, канд. техн. наук, вед. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
Ю. В. РУДЕНКО, канд. техн. наук, ст. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев.

НАГРУЗОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИММЕТРИЧНОГО ИНВЕРТОРА С МАГНИТОСВЯЗАННЫМ ДРОССЕЛЕМ

Введение. Мощные источники электропитания с гальванической развязкой и постоянным выходным напряжением находят широкое применение в различных электротехнологических установках, например, для электроннолучевых и плазменных технологий. Одной из основных проблем, возникающих в подобных технологических установках, являются межэлектродные пробои и образование дуговых разрядов на поверхности обрабатываемых деталей (электрической дуги). Причин для их образования существует достаточно много. К ним относятся как загрязнение поверхности обрабатываемого изделия, так и микронеровности поверхности, газовыделения, пылевые частицы, переходные процессы в источнике электропитания и другие. Возникающая электрическая дуга на поверхности, или пробой, является ожидаемым и свойственным явлением в названных электротехнологических установках, однако, при больших мощностях источников электропитания, требует быстродействующего ограничения тока при минимальном запасе энергии в выходных цепях электропитания [1]. Это требование вступает в противоречие с необходимым качеством электроэнергии, в частности по уровню пульсаций напряжения (ISO14744-1:2000), что традиционно обеспечивается применением в выходных цепях электропитания энергоемких электрических фильтров, но которые в свою очередь провоцируют дугообразование в технологической нагрузке. Применение источников электропитания с высокочастотной импульсной модуляцией позволяет существенно уменьшить энергоемкость фильтров. Однако, обязательное гальваническое разделение входной и выходной цепи, осуществляемое обычно с применением трансформатора, приводит к необходимости учитывать влияние полей рассеяния, которые могут быть существенными в мощных высокочастотных трансформаторах. В этой связи, важное значение приобретает минимизация продольных индуктивностей всего тракта передачи энергии для достижения требуемых параметров качества электроэнергии с одновременной минимизацией энергии, запасаемой в выходных цепях преобразователя для уменьшения вероятности дугообразования в технологической нагрузке.

Одним из способов решения названных проблем является использование схемы асимметричного инвертора с магнитосвязанным дросселем и выходным трансформатором [2]. Преобразователь по схеме асимметричного инвертора (рис. 1) может лежать в основе построения источников электропитания для плазменных и электронно-лучевых установок. Устройство представляет собой трехфазный регулируемый инвертор с высокочастотной импульсной модуляцией.

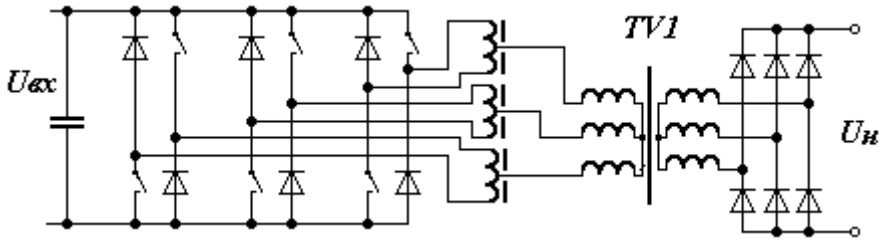


Рис.1. Структурная схема трехфазного инвертора

Важным этапом при разработке такого инвертора является расчет оптимальных параметров его элементов, обеспечивающих заданные энергетические характеристики.

Целью данной работы является анализ влияния индуктивности рассеяния трансформатора на нагрузочные характеристики инвертора с магнитосвязанным дросселем. Анализ электромагнитных процессов в трехфазном инверторе (рис. 1) является достаточно сложной задачей, поскольку устройство содержит 18 вентилей, что приводит к большому числу возможных конфигураций электрической цепи и их последовательный перебор при анализе неэффективен. Исследовать некоторые процессы в таком преобразователе можно на примере однофазного инвертора, приведенного на рис. 2.

Однофазный инвертор содержит четыре вентиля, причем вентили *VT*1 и *VT*2 – управляемые. Длительность сигналов управления, смещенных друг относительно друга во времени на длительность полупериода, может изменяться от нуля до полупериода. Для анализа нагрузочной характеристики инвертора построим математическую модель, воспользовавшись подходом, изложенным в работе [3]. Для этого будем считать, что переключающие элементы в схеме являются идеальными: сопротивление в открытом состоянии ключей и время их коммутации равны нулю. Пульсации напряжения на конденсаторах пренебрежимо малы, что дает возможность заменить их источниками постоянной э.д.с.

© В.В. Мартынов, Ю.В. Руденко, 2017

Изменение токов в индуктивностях схемы также будем считать практически линейным. Неидеальность силового трансформатора выразим в виде индуктивности рассеяния его обмоток. Индуктивности дросселей $L1$ и $L2$ считаем строго одинаковыми, а магнитную связь между ними – идеальной.

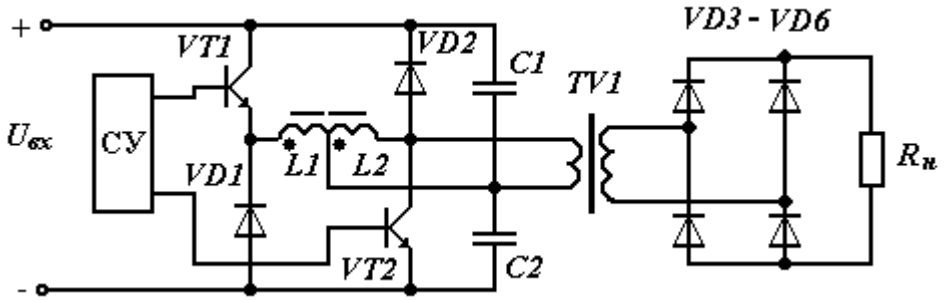
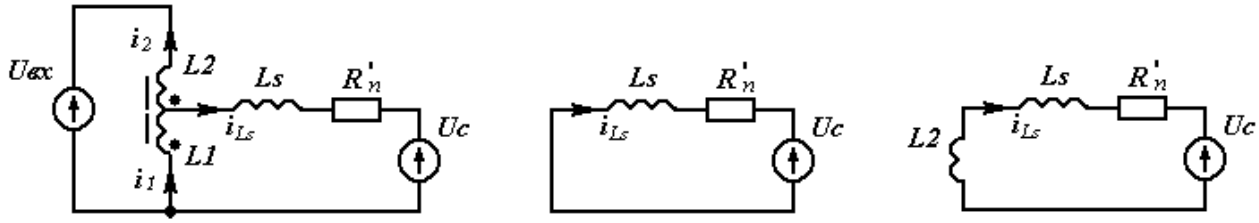


Рис.2. Структурная схема однофазного инвертора

Для построения математической модели инвертора определим эквивалентные схемы замещения. Так как в течении периода работы устройства процессы в нем повторяются дважды относительно выпрямленного тока нагрузки, то достаточно рассматривать работу инвертора относительно одного полупериода. Как показывает анализ электромагнитных процессов, в наиболее широко используемом на практике диапазоне параметров элементов схемы для инвертора характерны три интервала постоянства структуры за полупериод. Определим первый интервал, начинающийся с момента запирания транзистора $VT1$. На этом интервале ток дросселя $L1$ продолжает протекать в том же направлении, что и на предыдущем интервале, через нагрузку инвертора, однако по замкнутому контуру через открывшийся диод $VD1$. Из-за влияния магнитной связи между дросселями появляется составляющая тока в дросселе $L2$, протекающего через диод $VD2$, источник входного напряжения $U_{вх}$ и диод $VD1$. Эквивалентная схема, соответствующая первому интервалу работы, изображена на рис. 3,а. На схеме обозначено: L_S – индуктивность рассеяния обмоток трансформатора, приведенная к первичной стороне, $R'_н$ – сопротивление нагрузки, приведенное к первичной стороне, $U_c = U_{вх} / 2$ – напряжение на конденсаторах $C1$, $C2$ инвертора.

Второй интервал работы инвертора начинается с момента отпирания транзистора $VT2$. Ток дросселя $L1$ продолжает протекать по тому же контуру, что и на первом интервале через диод $VD1$. Ток дросселя $L2$ протекает через открывшийся транзистор $VT2$, нагрузку и конденсатор $C2$. В виду того, что скорости изменения токов в дросселях на этом интервале одинаковы, но противоположны по знаку, то в силу магнитной связи между дросселями, суммарное напряжение на дросселях равно нулю и эквивалентная схема инвертора на втором интервале вырождается к виду, изображенному на рис. 3,б.



а) б) в)

Рис. 3. Схемы замещения инвертора

Начало третьего интервала работы инвертора соответствует моменту, когда ток дросселя $L1$ становится равным нулю и диод $VD1$ закрывается. На этом интервале ток дросселя $L2$ протекает через транзистор $VT2$ и через нагрузку, достигая своего максимума в момент запирания транзистора $VT2$ (окончания интервала). Эквивалентная схема инвертора на данном интервале изображена на рис. 3,в.

Составим систему дифференциальных уравнений для каждого из интервалов работы инвертора.

Для первого интервала система уравнений имеет вид:

$$L\left(\frac{di_1}{dt}-\frac{di_2}{dt}\right)+Ls\frac{di_{Ls}}{dt}+R'_н i_{Ls}=U_c\,. \tag{1}$$

$$2L\left(\frac{di_1}{dt}-\frac{di_2}{dt}\right)=U_{вх}\,. \tag{2}$$

Для второго интервала запишем:

$$L_s \frac{di_{Ls}}{dt} + R_н^{'} i_{Ls} = U_c \,. \tag{3}$$

Для третьего интервала:

$$L \frac{di_2}{dt} + Ls \frac{di_{Ls}}{dt} + R_н^{'} i_{Ls} = U_c \,. \tag{4}$$

Перейдем далее от системы дифференциальных уравнений (1) ÷ (4) к системе усредненных уравнений на каждом из соответствующих интервалов постоянства структуры.

Для первого интервала введем следующие обозначения:

$\Delta I_{1а}$ – приращение тока дросселя $L1$ на первом интервале; $\Delta I_{2а}$ – приращение тока дросселя $L2$ на первом интервале; $\Delta I_{Lsа} = \Delta I_{1а} + \Delta I_{2а}$ – приращение тока первичной обмотки на первом интервале; $I_{Lscpа}$ – среднее значение тока первичной обмотки на первом интервале; $\Delta t_а$ – длительность первого интервала.

Для второго интервала примем такие обозначения:

$\Delta I_{Lsб} = 2\Delta I_{1б} = 2\Delta I_{2б}$ – соответствующие приращения токов первичной обмотки и токов дросселей $L1$. $L2$ на втором интервале; $I_{Lscpб}$ – среднее значение тока первичной обмотки на втором интервале; $\Delta t_б$ – длительность второго интервала.

На третьем интервале учтем, что в установившемся режиме величина приращения тока дросселя $L2$ равна разности приращений токов дросселей первого интервала $\Delta I_{2в} = \Delta I_{1а} - \Delta I_{2а}$. Обозначим также для третьего интервала среднее значение тока первичной обмотки как $I_{Lscpв}$.

С учетом принятых обозначений запишем на основе дифференциальных уравнений (1)-(4) усредненную систему уравнений инвертора на всех трех интервалах, минимизируя количество независимых переменных и учитывая знаки производных на интервалах:

$$L\left(\frac{\Delta I_{1а}}{\Delta t_а} - \frac{\Delta I_{2а}}{\Delta t_а}\right) + L_S \frac{\left(\Delta I_{1а} + \Delta I_{2а}\right)}{\Delta t_а} - R_н^{'} I_{Lscpа} = U_c \,. \tag{5}$$

$$L\left(\frac{\Delta I_{1а}}{\Delta t_а} - \frac{\Delta I_{2а}}{\Delta t_а}\right) = U_c \,. \tag{6}$$

$$L_S \frac{2\Delta I_{1б}}{\Delta t_б} + R_н^{'} I_{Ls\,срб} = U_c \,. \tag{7}$$

$$(L + L_S)\frac{\left(\Delta I_{1а} - \Delta I_{2а}\right)}{T_и - \Delta t_б} + R_н^{'} I_{Lscpв} = U_c \,. \tag{8}$$

где $I_{Lscpа} = \Delta I_{1б} + 1/2\left(\Delta I_{1а} - \Delta I_{2а}\right)$; $I_{Lscpб} = \Delta I_{2а}$; $I_{Lscpв} = \Delta I_{1б} + 1/2\left(\Delta I_{1а} + \Delta I_{2а}\right)$, $T_и$ – заданная величина длительности открытого состояния транзисторов инвертора.

В полученной системе из четырех усредненных уравнений имеем четыре неизвестных параметра: приращения токов дросселей на первом интервале $\Delta I_{1а}$, $\Delta I_{2а}$ приращения токов дросселей на втором интервале $\Delta I_{1б} = \Delta I_{2б}$. длительность второго интервала $\Delta t_б$. Решение такой системы алгебраических уравнений с помощью численных методов позволяет определить не только названные параметры, но и другие параметры установившегося процесса:

среднее значение тока нагрузки $I_{нср} = K_{TP}\left(I_{Lscpа} + \frac{\left(\Delta I_{1б}^2 + \Delta I_{2а}^2\right)}{2\Delta I_{1б}} + I_{Lscpв}\right)/3$ и максимальное значение токов дросселей $I_{Lmax} = \Delta I_{1а} + \Delta I_{1б}$.

Определим нагрузочные характеристики рассматриваемого асимметричного инвертора для следующих параметров: входное напряжение $U_{вх}$ = 540 В, рабочая частота инвертора f = 20 кГц, заданная длительность управляющих импульсов $T_и$ = 20 мкс, индуктивность дросселей $L1 = L2$ = 300 мкГн. На рис. 4 представлены нагрузочные характеристики выходного напряжения инвертора при различных значениях индуктивности рассеяния и при единичном коэффициенте трансформации силового трансформатора. В левой части рисунка представлены графики, полученные с помощью расчета, используя разработанную математическую модель инвертора на основе усредненных уравнений (5)÷(8). В правой части рисунка представлены графики, определенные по результатам имитационного моделирования.

Выводы. Сравнение полученных нагрузочных характеристик с помощью разработанной математической модели и по результатам имитационного моделирования показывает достаточную сходимость результатов, что свидетельствует об адекватности разработанной математической модели и полученных результатов. Анализ полученных характеристик показывает, что для достижения мощности более 20 кВт при рассматриваемых параметрах силовой части инвертора общая продольная индуктивность (рассеяния) не должна превышать 5 мкГн.

Проведенные исследования позволяют обосновать выбор параметров рассмотренного инвертора, обеспечивающих заданные выходные характеристики устройства в зависимости от требуемого уровня гальванической изоляции силового трансформатора.

Аналогично может быть проведен расчет выходных характеристик асимметричного инвертора и при других параметрах элементов схемы.

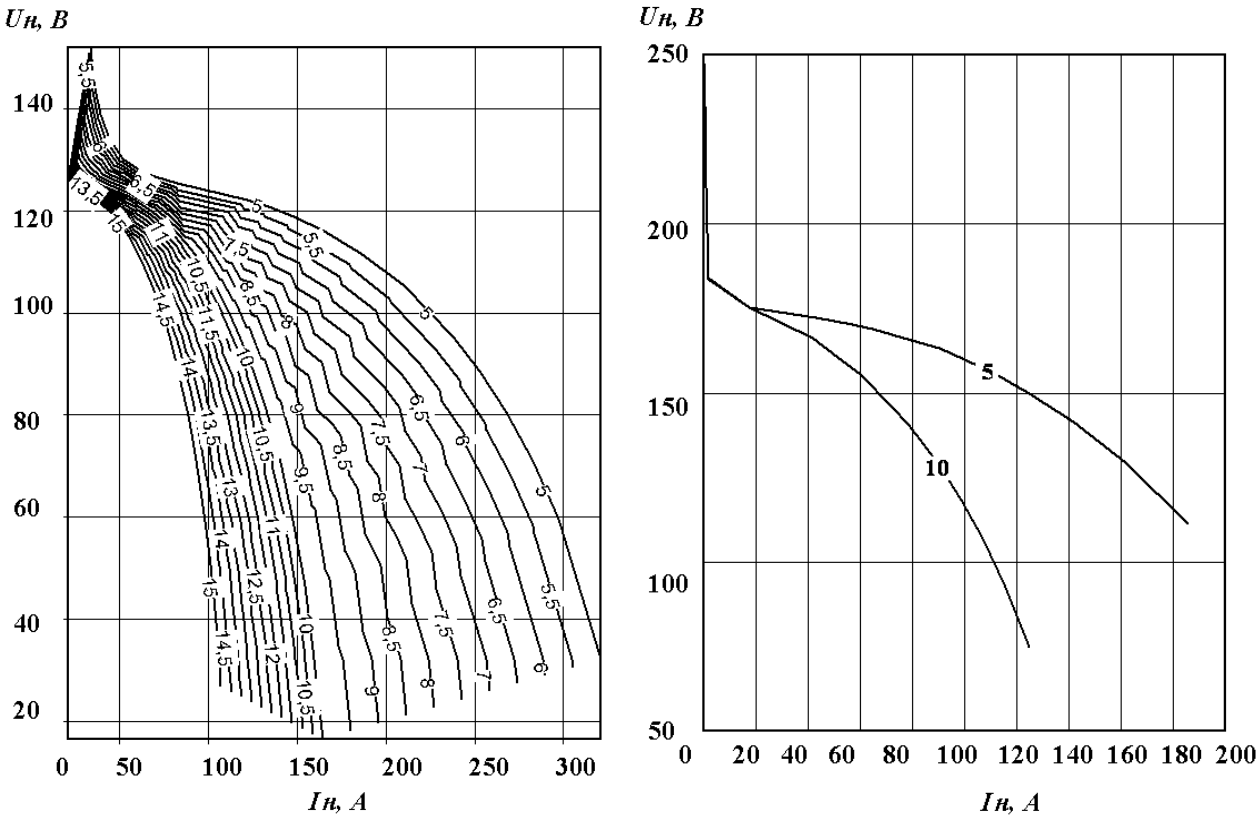


Рис.4. Нагрузочные характеристики инвертора

Список литературы: 1. *Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Монжеран Ю.П.* Дослідження взаємодії силових транзисторних перетворювачів з дуговими, плазмовими та променевими технологічними навантаженнями // Праці Інституту електродинаміки НАНУ: зб. наук. праць. – Київ: ІЕД НАНУ, 2010. – Вип.25. – С.- 145 – 159. **2.** Пат. України №29547. Пристрій електроживлення електронно-променевої установки / М.С. Комаров, В.В. Мартинов // Промислова власність.-№6, 15.11.2000. **3.** *Руденко Ю.В.* Анализ процессов в обратноходовом преобразователе с учетом неидеальности трансформатора // Праці Інституту електродинаміки НАНУ: зб. наук. праць. – Київ: ІЕД НАНУ, 2011. – Вип.30 . – С.108-116.

Bibliography (translirerated): 1. *Martynov V.V., Rudenko Yu.V., Monzheran Yu.P.* Doslidzhennia vzayemodii sylovykh tranzystornykh peretvoriuvachiv z dugovymy, plazmovymy ta promenevymy tekhnologichnymy navantazhenniamy // Pratsi Instytutu Electrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy: zbirnyk naukovykh prats. – Kyiv: IED NANU, 2010. – Vyp.25. – Pp 145-159. **2.** Patent Ukrainy #29547. Prystriy electrozhyvlennia electronno-promenevoi ustanovky / M.C. Komarov, Martynov V.V. // Promyslova vlasnist'. - #6, 15.11.2000. **3.** *Rudenko Yu.V.* Analiz processov v obratnokhodovom preobrazovatele s uchetom neidealnosti transformatora // Pratsi Instytutu Electrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy: zbirnyk naukovykh prats. – Kyiv:IED NANU, 2011. – Vyp.30. – Pp 108-116.

Поступила 03.05.2017

УДК 621.3.019.3:621.314

О. Ф. БОНДАРЕНКО, канд. техн. наук, докторант, Національний технічний університет України «КПІ»;
Ю. В. БОНДАРЕНКО, канд. техн. наук, доц., Донбаський державний технічний університет, Лисичанськ;
П. С. САФРОНОВ, канд. техн. наук, доц., Одеський національний політехнічний університет;
О. О. КАЛОШИН, аспірант, Національний технічний університет України «КПІ».

ПРОБЛЕМИ ОЦІНКИ НАДІЙНОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ З МОДУЛЬНОЮ ТОПОЛОГІЄЮ

Вступ. Використання модульного принципу є наразі актуальним трендом при побудові джерел живлення різного призначення та їхніх складових, в тому числі багаторівневих інверторів, випрямлячів, імпульсних перетворювачів постійної напруги, багатофазних коректорів коефіцієнту потужності [1-7] та ін. На відміну від централізованої топології, за якої основні вузли перетворювачів представляють собою великогабаритні блоки, побудовані на потужних силових напівпровідникових елементах, модульна топологія передбачає розподіл структури перетворювача у вигляді певної кількості компактних уніфікованих модулів порівняно невеликої потужності.

Схеми, побудовані згідно централізованого принципу, відрізняються від модульних безумовною простотою і малою кількістю елементів, тоді як модульність дає можливість забезпечити будь-які необхідні значення струму або напруги з покращенням форми їх кривої шляхом нарощування кількості ідентичних перетворювальних комірок, використати елементи меншої потужності, підвищити ККД схеми, реалізувати покращені алгоритми керування, виконати резервування блоків, знизити габарити реактивних елементів, зменшити розміри радіаторів або виключити їх зовсім [2, 4, 6, 8]. В залежності від конкретних вимог, що пред'являються до джерела живлення, модульний принцип може бути застосований по відношенню до його окремих найбільш відповідальних функціональних вузлів або до всієї схеми. Кожен уніфікований модуль, що входить до складу джерела живлення, може містити силові транзистори, кола керування, захисні кола, елементи вирівнювання струму або напруги.

Необхідно зазначити, що при всіх перевагах модульного підходу до побудови джерел живлення перед розробником постає питання забезпечення надійності функціонування таких джерел, оскільки модульність завжди передбачає збільшення кількості компонентів схеми та ускладнення алгоритмів її роботи.

Надійність є комплексним поняттям, що включає багато різних складових. У загальному значенні під надійністю розуміють можливість безперервної роботи пристрою впродовж запланованого періоду часу в певних експлуатаційних умовах і під впливом певних факторів навколишнього середовища. На сьогоднішній день відома велика кількість різних методів оцінки надійності. Вона може виконуватися шляхом спостереження параметрів досліджуваного пристрою та обробки статистичних даних протягом всього терміну його експлуатації. Також, дуже важливо адекватно прогнозувати надійність роботи пристрою на етапі проектування, яку зазвичай оцінюють шляхом розрахунку ймовірності його безвідмовної роботи протягом певного проміжку часу [9-11]. У деяких випадках оцінка надійності може бути досить складною. Часто, у зв'язку з особливостями структури або режиму роботи досліджуваного пристрою для оцінки надійності його функціонування є необхідним індивідуальний підхід [12, 13].

Слід підкреслити, що коректна оцінка надійності є принципово важливою при проектуванні складного електронного обладнання відповідального призначення (обладнання для електронного виробництва, прецизійного приладобудування, космічних технологій та ін.), що зазвичай має унікальну схемотехніку та високу вартість. Покращення основних технічних характеристик пристроїв такого роду (наприклад, плавність регулювання параметрів, точність відтворення сигналу і т. п.) зазвичай пов'язане з підвищенням складності їх схемотехніки та режимів роботи.

Таким чином, дослідження в напрямку забезпечення високої надійності функціонування електронних перетворювальних пристроїв з модульною структурою є безсумнівно актуальними. Метою даної роботи є виокремлення проблем, що виникають при проектній оцінці надійності, характерних саме для сучасних перетворювальних систем зі складною модульною топологією. Для досягнення мети необхідним представляється виконання наступних завдань: огляд різновидів перетворювальних структур, побудованих за модульним принципом; аналіз існуючих підходів до виконання проектної оцінки надійності роботи таких структур; виявлення проблемних питань щодо оцінки надійності сучасних складних модульних топологій.

Огляд різновидів модульних топологій перетворювачів. В залежності від функціонального призначення та очікуваних характеристик перетворювачі електроенергії можуть мати різну модульну топологію. Шляхом застосування різних способів з'єднання модулів між собою отримують необхідні вихідні рівні струму або напруги, а в поєднанні з використанням спеціальних алгоритмів керування модулями отримують різні форми кривих вихідних параметрів. Приклади модульних топологій, які застосовують для побудови сучасних перетворювачів, наведені на рис. 1 *а – є*.

На рис. 1 *а* зображено модульну перетворювальну структуру, в якій модулі з'єднані паралельно як по входу, так і по виходу. Таке з'єднання дозволяє розподілити між модулями вхідний і вихідний струми.

© О.Ф. Бондаренко, Ю.В. Бондаренко, П.С. Сафронов, О.О. Калошин, 2017

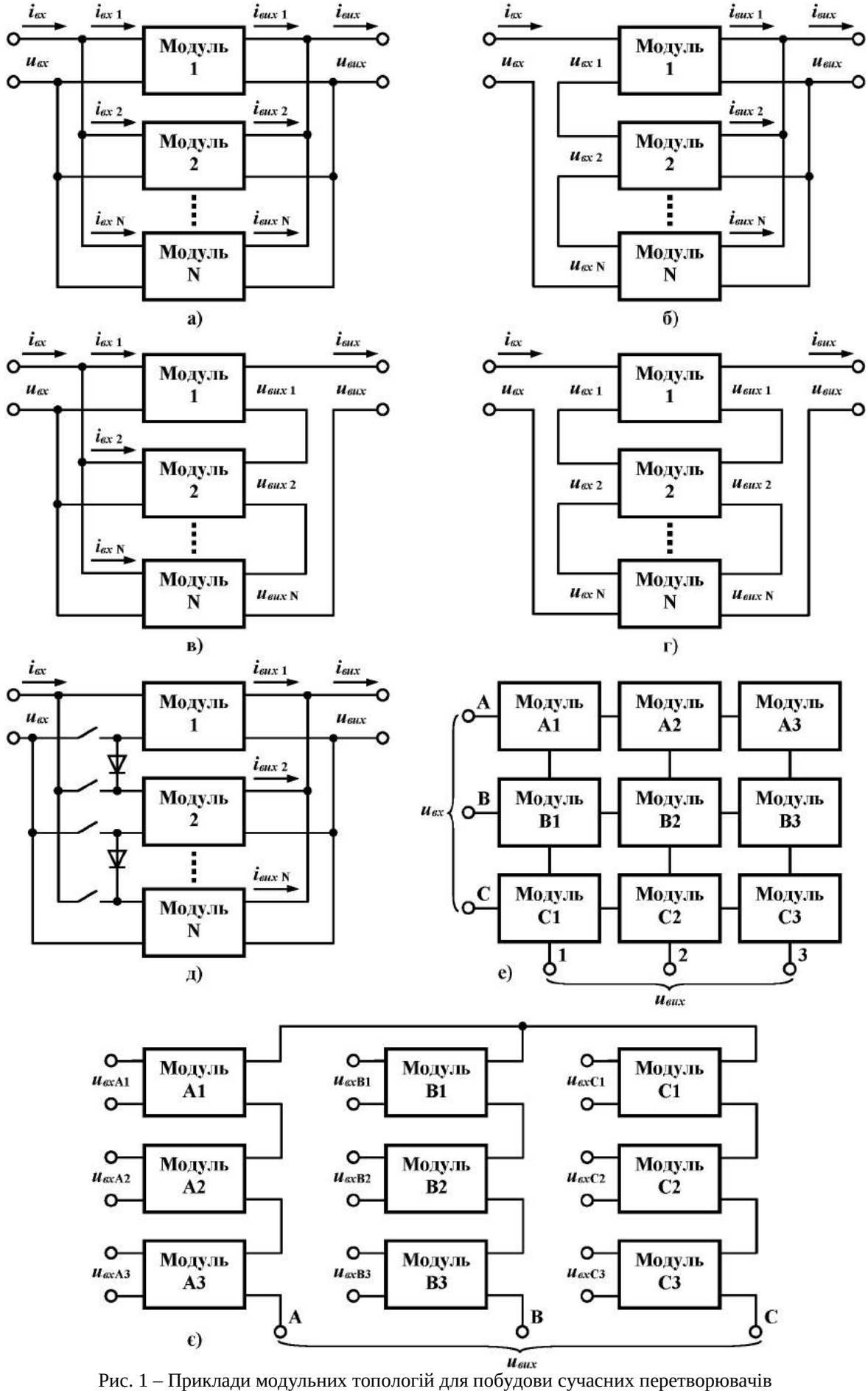


Рис. 1 – Приклади модульних топологій для побудови сучасних перетворювачів

Воно може використовуватися для перетворення струмів значних амплітуд, як, наприклад, в джерелах живлення для зварювання, або для формування певної кривої струму за допомогою фазового зсуву струмів окремих модулів, як, наприклад, в схемах багатофазних коректорів коефіцієнту потужності.

Модульна топологія, зображена на рис. 1 *б*, передбачає послідовне з'єднання модулів по входу і паралельне з'єднання по виходу, що дозволяє розподілити між модулями вхідну напругу і вихідний струм. Така структура може використовуватись за необхідності живлення пристрою від джерела високої напруги і забезпечення певної форми кривої вихідного струму, як, наприклад, у перетворювачах високовольтних перетворювальних підстанцій постійного струму для ліній передачі постійного струму високої напруги (HVDC).

Модульна топологія з паралельним з'єднанням модулів по входу і послідовним з'єднанням по виходу, як показано на рис. 1 *в*, дозволяє розподілити між модулями вхідний струм і вихідну напругу, що може бути корисним для випадків, коли необхідно живити пристрій струмом з певними вимогами до форми кривої та отримати на виході значну напругу. Цей варіант з'єднання застосовується при побудові багатофазних транзисторних інверторів з вихідною напругою, близькою до синусоїдальної, яка формується шляхом арифметичного складання вихідних напруг окремих модулів з їх певним фазовим зсувом. Також ця топологія використовується для побудови імпульсних джерел анодного живлення високочастотних генераторів та зарядних пристроїв ємнісних накопичувачів енергії.

На рис. 1 *г* наведено модульну топологію з послідовним з'єднанням модулів як по входу, так і по виходу, яка передбачає арифметичне складання вхідних і вихідних напруг модулів відповідно між собою. Така топологія може бути використана при побудові перетворювачів, що живляться від джерел живлення високої напруги та мають забезпечувати високу вихідну напругу (постійну або змінну). Прикладами використання цього варіанту побудови схем можуть бути перетворювачі високовольтних підстанцій постійного струму для ліній передачі постійного струму високої напруги та зарядні пристрої ємнісних накопичувачів енергії.

Крім того відомі модульні топології, що перемикаються. Застосовуючи додаткові комутаційні елементи, в таких структурах за необхідності можна змінювати спосіб з'єднання модулів для отримання необхідних характеристик. Приклад топології з перемиканням наведено на рис. 1 *д*. При замиканні ключів на вході перетворювача отримуємо паралельне з'єднання модулів по входу. Розмикання ключів призводить до послідовного з'єднання модулів через діоди.

Використовуються і перетворювачі з більш складними топологіями, як, наприклад, каскадна або матрична, які також називають високомодульними. Каскадна топологія (рис. 1 *є*) передбачає послідовне з'єднання кількох модулів для формування кожної фази, що забезпечує можливість живлення пристрою від джерел низької напруги та застосування виключно низьковольтних компонентів для побудови модулів. Матрична топологія (рис. 1 *е*), відповідно, передбачає з'єднання модулів у виглядів матриці з певною кількістю рядків та стовпців, при цьому кожна вихідна фаза може бути з'єднана з будь-якою вхідною фазою. Каскадна і матрична топології широко використовуються при побудові перетворювачів частоти для живлення двигунів.

Можливо також використовувати різноманітні комбінації описаних вище варіантів схем у вигляді послідовно-паралельного з'єднання модулів задля отримання нових функціональних можливостей та характеристик перетворювачів.

Таким чином, як ми бачимо, на сьогоднішній день існує велика кількість різновидів модульних топологій, які знаходять використання при побудові джерел живлення різного призначення. Щодо надійності функціонування таких джерел, то, з одного боку, є очевидним, що високий ступінь уніфікації їх конструкції безумовно сприяє підвищенню надійності через покращення ремонтопридатності та широкі можливості резервування, проте, з іншого боку, збільшення кількості елементів схеми, ускладнення системи керування та, відповідно, алгоритмів роботи неминуче має вести до її зниження. Крім того представляється утрудненим використання стандартних підходів до виконання оцінки надійності роботи модульних перетворювальних структур та обрання заходів для її підвищення. Далі зроблено спробу розкрити цю проблему більш докладно за допомогою конкретних прикладів.

Проблеми оцінки надійності модульних структур. При виконанні оцінки надійності роботи пристрою на етапі проектування найчастіше використовують такі показники як імовірність його безвідмовної роботи за певний період часу та час напрацювання на відмову (середній час безвідмовної роботи), які безпосередньо залежать від топології схеми.

З точки зору надійності, розділяють два основні варіанти побудови схем: з послідовним і з паралельним з'єднанням елементів [9-14]. В послідовній системі відмова хоча б одного її елементу призводить до відмови системи в цілому. В паралельній системі тільки відмова всіх її елементів призводить до відмови системи в цілому. Формули для обчислення ймовірності безвідмовної роботи послідовної та паралельної систем, відповідно P_{serial} і $P_{parallel}$, наведені нижче:

$$P_{serial} = \prod_{i=1}^{n} P_i \quad , \tag{1}$$

$$P_{parallel} = 1 - \prod_{i=1}^{n} (1 - P_i) \quad , \tag{2}$$

де i – номер елементу системи, n – кількість елементів в системі.

Оскільки ймовірність завжди є меншою за одиницю, то, як видно з формул (1) і (2), в разі послідовного з'єднання елементів при нарощуванні їх кількості надійність системи знижується, якщо ж елементи з'єднані паралельно, збільшення їх кількості підвищує надійність системи.

При виконанні оцінки надійності роботи пристроїв будь-яка складна схема зі змішаною структурою шляхом застосування стандартних перетворень зводиться до послідовної або паралельної структури [13, 14]. Для пристроїв з модульною топологією спочатку виконують оцінку надійності роботи окремого модуля як підсистеми зі своєю внутрішньою структурою, а потім оцінюють надійність роботи системи загалом, де модулі вже розглядаються як її цілісні компоненти.

В залежності від типу структури перетворювача обирають відповідні заходи для підвищення надійності його роботи. Так, наприклад, для класичної паралельної топології підвищення надійності забезпечують додаванням в ряд основних модулів необхідної кількості надлишкових модулів. Застосування такого підходу для послідовної топології не є ефективним і навіть викликає зворотний ефект. Надлишковість у випадку послідовної структури може бути ефективною, якщо додаткові модулі підключаються паралельно до кожного основного модуля або до групи основних модулів, однак тоді ця резервована структура перестає бути послідовною і стає змішаною.

Має значення також тип можливих відмов модулів: коротке замикання або обрив. Обрив є критичним для послідовних структур, тоді як коротке замикання є критичним для паралельних [14]. На етапі проектування пристрою важливо передбачити, який тип відмови для конкретного перетворювача є більш ймовірним, оскільки різні типи відмов вимагають різних заходів для їх попередження.

Проте слід прийняти до уваги, що для модульних схем спосіб з'єднання модулів не є єдиним фактором, який має визначати підхід до оцінки їх надійності та обрання заходів для її підвищення. Не менш важливими факторами є також алгоритм керування модулями та режими їх роботи, які можуть суттєво впливати на інтерпретацію структури з точки зору надійності. Розглянемо конкретний приклад.

Для порівняння візьмемо два перетворювачі, які мають ідентичні паралельні модульні структури, що відповідають топології на рис. 1 *а*, але різні режими та алгоритми роботи модулів. Обидві схеми є перетворювачами для джерел живлення установок контактного мікрозварювання. Модулі являють собою силові транзисторні комірки, які виконують високоточне регулювання зварювального струму значної амплітуди (сотні ампер – одиниці кілоампер) за необхідним законом.

Модулі однієї схеми (рис. 2 *а*) працюють в лінійному режимі роботи транзисторів і мають загальний канал керування, тобто зварювальний струм кожного моменту часу рівномірно перерозподіляється між всіма модулями перетворювача. Кожен модуль містить силовий транзистор і елементи вирівнювання струму.

Модулі другої схеми (рис. 2 *б*) працюють зі спільним використанням лінійного та імпульсного режимів роботи транзисторів. Таке рішення дозволяє підвищити енергоефективність схеми, в порівнянні з варіантом на рис. 2 *а*, зі збереженням високої точності формування струму в навантаженні [15, 16]. Кожен модуль містить простий понижувальний перетворювач з імпульсним керуванням та ще один перетворювач, керований в лінійному режимі. Перший забезпечує приблизний рівень струму в навантаженні, тоді як другий корегує його відповідно до еталонного сигналу [15, 16]. Модулі контролюються системою керування індивідуально і вступають в роботу не одночасно як в схемі на рис. 2 *а*, а поступово, один за одним, по мірі наростання еталонного сигналу. Необхідно наголосити, що в даному випадку за відсутності резервування відмова навіть одного модуля не дає змоги згенерувати зварювальний імпульс із заданими параметрами (а значить і сформувати зварну точку без дефектів), оскільки струм не перерозподіляється між робочими модулями, як в схемі на рис. 2 *а*, а обмежується системою керування на певному максимальному рівні.

Діаграми часу, що пояснюють роботу описаних перетворювачів, наведені відповідно на рис. 3 *а* і рис. 3 *б*. Сірим кольором на рисунку відзначені ділянки використання лінійного режиму роботи транзисторів. Формула для розрахунку струму кожного модуля відносно загального зварювального струму в навантаженні для схеми першого перетворювача (рис. 2 *а*, 3 *а*) виглядає як показано нижче:

$$i_k(t) = i_{weld}(t) / n, \tag{3}$$

де n – кількість паралельно з'єднаних модулів; i_k – струм одного модуля ($k = 1...n$).

Тоді як для схеми другого перетворювача (рис. 2 *б*, 3 *б*) ця формула виглядає наступним чином:

$$i_k(t) = i_{weld}(t) - (k-1) \cdot I_{max}, \tag{4}$$

де I_{max} – максимальний струм кожного модуля.

Таким чином, проаналізувавши принцип роботи обох модульних схем, можна стверджувати, що незважаючи на фактичну ідентичність топологій, перший перетворювач (рис. 2 *а*, 3 *а*) з точки зору надійності має паралельну структуру, бо здатен виконувати свою функцію, навіть якщо залишиться хоча б один справний модуль (за умови закладання необхідного запасу за потужністю), тоді як особливості режиму роботи та організації керування модулями другого перетворювача (рис. 2 *б*, 3 *б*) роблять його структуру послідовною з точки зору надійності, бо вихід з ладу хоча б одного модуля призводить до неможливості всієї системи виконати свою функцію належним чином, що в даному випадку є рівноцінним її відмові.

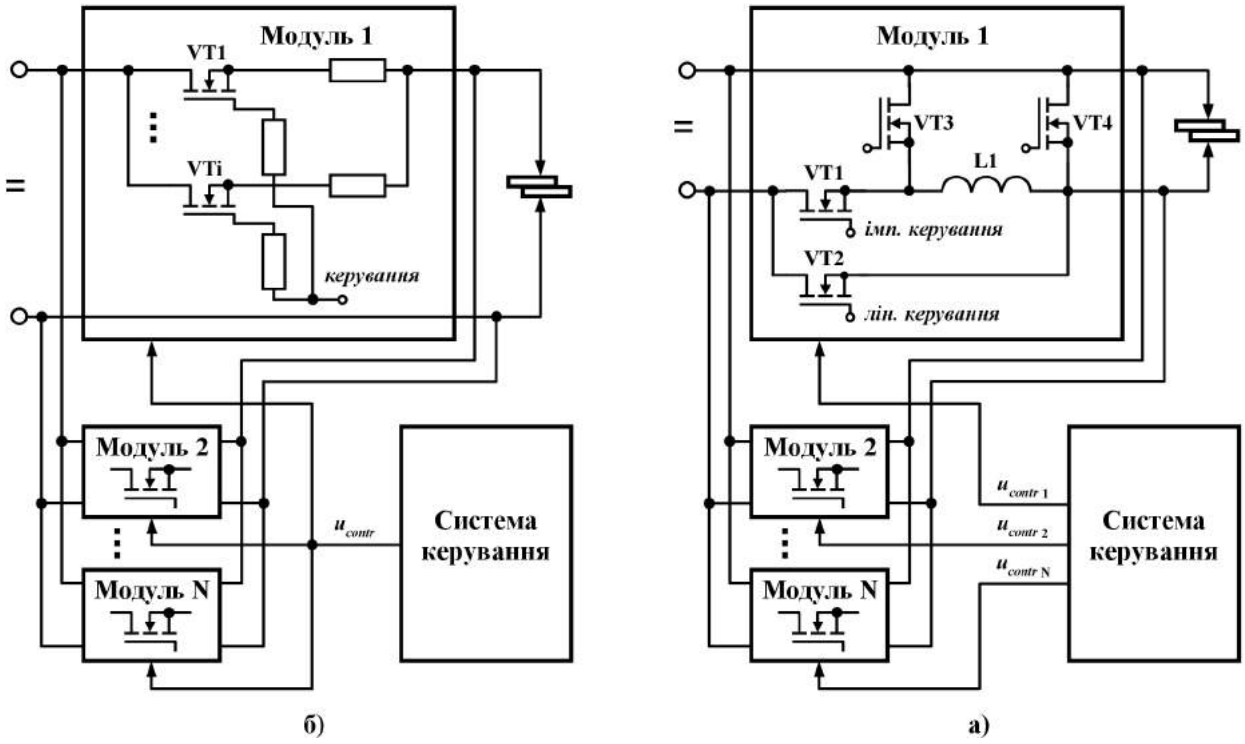


Рис. 2 – Схеми досліджуваних перетворювачів

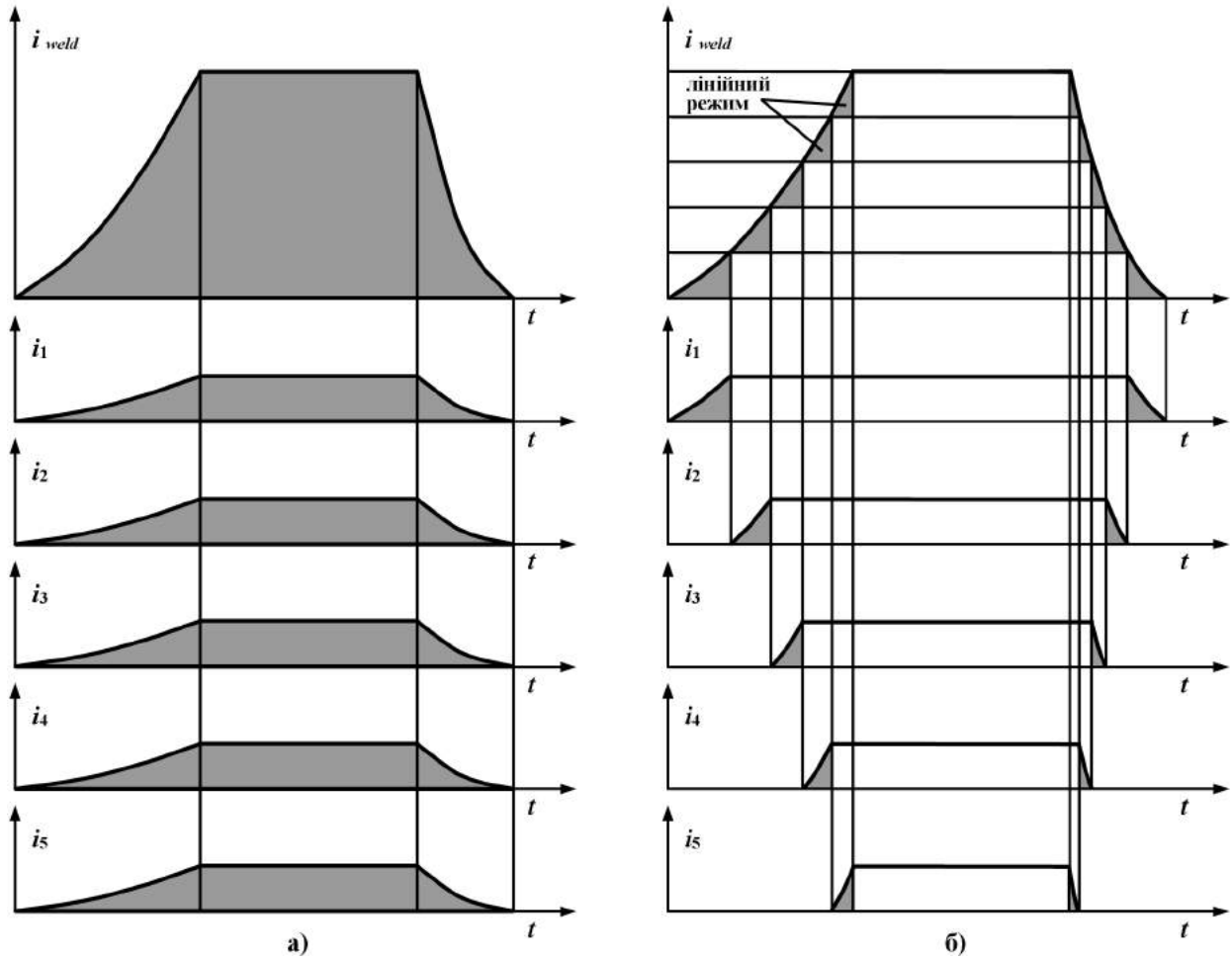


Рис. 3 – Діаграми часу, що пояснюють роботу досліджуваних перетворювачів

Щодо заходів з підвищення надійності функціонування розглянутих схем, очевидно, що тут також є відмінності. Для першого варіанту (рис. 2 *а*, 3 *а*) ефективним способом підвищення надійності є введення надлишковості. При цьому однаково ефективними можуть бути як гаряче резервування, яке передбачає постійне задіяння надлишкових модулів в роботі з перерозподілом струмів між справними модулями при відключенні одного або кількох несправних, так і холодне резервування, яке передбачає вступ в роботу резервних модулів тільки після виходу з ладу основних. Для другого варіанту (рис. 2 *б*, 3 *б*) можливе тільки холодне резервування, тоді як гаряче взагалі є неприйнятним, оскільки, як було зазначено, максимальний рівень струму окремого модуля є жорстко фіксованим, що обумовлене специфічним режимом функціонування схеми.

Висновки. Представлений огляд перетворювачів з модульною структурою дає певне уявлення про різноманітність їх топологій та галузі застосування, а наведений приклад аналізу двох перетворювачів наочно демонструє складності, які виникають при виконанні оцінки надійності функціонування таких перетворювачів на етапі проектування. З проведеного порівняльного аналізу модульних перетворювачів з ідентичною топологією і різними режимами та алгоритмами роботи модулів стає очевидним, що для коректної оцінки надійності роботи пристрою та обрання ефективних заходів для її підвищення принципово необхідно брати до уваги не тільки його структуру, але й особливості функціонування. Через велику кількість модульних топологій та способів організації роботи модулів формалізація підходу до виконання проектної оцінки надійності перетворювачів з модульною структурою представляється доволі складною, тому в кожному конкретному випадку виправданим є використання індивідуального підходу.

Список літератури: 1. *Khomfoi S., Tolbert L.M.* Multilevel Power Converters. Power Electronics Handbook, Elsevier, 2007, pp. 451-482. **2.** *Ромаш Э.М., Драбович Ю.И., Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н.* Высокочастотные транзисторные преобразователи. М., Радио и связь, 1988, 288 с. **3.** *Зиновьев Г.С., Зотов Л.Г., Темлякова З.С.* Пути эволюции многоуровневых инверторов напряжения. Технічна електродинаміка. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки, 2008, Ч. 6, С. 58-69. **4.** *Моин В.С.* Стабилизированные транзисторные преобразователи. М., Энергоатомиздат, 1986, 376 с. **5.** Звіт про НДР. Розробка регульованого високочастотного перетворювача для установок багатостадійної електротермічної обробки деталей. № 183/ГБ (№ ДР 0110U000101). Донбаський державний технічний університет, 02.12.2011, Алчевськ, 2011, 326 с. **6.** Звіт про НДР. Розробка та дослідження формувача імпульсів струму на основі багатокоміркового транзисторного перетворювача з комбінованим керуванням. № 31/К (№ ДР 0110U007765). Донбаський державний технічний університет, 28.10.2011, Алчевськ, 2011, 69 с. **7.** *Schafmeister F.* Scalable multi phase interleaved boundary mode PFC concept enabling energy- and cost efficient PSUs in the kW-range, Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010, pp. 3831-3835. **8.** *Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н., Гуцалюк В.Я.* Силовые высоконадёжные переключающие модули на основе параллельной работы преобразовательных ячеек. Технічна електродинаміка. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки, 2000, Ч. 3, С. 45-50. **9.** U.S. DOD, Military Handbook MIL-HDBK-217F, Reliability Prediction of Electronic Equipment, Washington, DC, Dec. 1991. **10.** *Bailey C., Tilford T., Lu H.* Reliability analysis for power electronics modules, 30th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2007, pp. 12-17. **11.** *Kaboli S., Oraee H.* Reliability in Power Electronics and Electrical Machines: Industrial Applications and Performance Models. IGI Global, 2016. **12.** *Song Y., Wang B.* Survey on reliability of power electronic systems, IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, vol. 28, no. 1, pp. 591-604. **13.** *Rausand M., Høyland A.* System reliability theory: models, statistical methods, and applications, 2nd ed., John Wiley & Sons, 2004. **14.** *Биргер И.А., Шорр Б.Ф., Иосилевич Г.Б.* Расчет на прочность деталей машин. Справочник, 4-е изд., перераб. и доп. М., Машиностроение, 1993, 640 с. **15.** *Paerand Y.E., Bondarenko O.F., Bondarenko I.V.* Transistor converter with multicell structure and combined control for micro resistance welding machines, Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review), 2012, vol. 88, no. 1A, pp. 86-90. **16.** *Бондаренко Ю.В., Сидорець В.М., Сафронов П.С., Бондаренко О.Ф.* Оцінка точності регулювання струму багатокоміркового транзисторного перетворювача з комбінованим керуванням, Технічна електродинаміка, 2012, №2, с. 67-68.

Bibliography (transliterated): 1. *Khomfoi S., Tolbert L.M.* Multilevel Power Converters. Power Electronics Handbook, Elsevier, 2007, pp. 451-482. **2.** *Romash E.M., Drabovich Yu.I., Yurchenko N.N., Shevchenko P.N.* High-frequency transistor converters. Moscow, Radio i svyaz, 1988, 288 p. **3.** *Zinoviev G.S., Zotov L.G., Temliakova Z.S.* The evolution ways of multilevel voltage inverters, Tekhnichna elektrodynamika. Special issue Problemy suchasnoi elektrotekhniky, 2008, vol. 6, pp. 58-69. **4.** *Moin V.S.* Stabilized transistor converters. Moscow, Energoatomizdat, 1986, 376 p. **5.** Report. The development of regulated high-frequency converter for the equipment of multistage electrothermal treatment of parts, № 183/ГБ (№ ДР 0110U000101). Donbas State Technical University, 02.12.2011, Alchevsk, 2011, 326 p. **6.** Report. Development and investigation of current pulse former based on the multicell-type transistor converter with combined control, № 31/К (№ ДР 0110U007765). Donbas State Technical University, 28.10.2011, Alchevsk, 2011, 69 p. **7.** *Schafmeister F.* Scalable multi phase interleaved boundary mode PFC concept enabling energy- and cost efficient PSUs in the kW-range, Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010, pp. 3831-3835. **8.** *Yurchenko N.N., Shevchenko P.N., Gutsaluk V.Ya.* Power highly reliable switching modules based on parallel work of converter cells, Tekhnichna elektrodynamika. Special issue Problemy suchasnoi elektrotekhniky, 2000, vol. 3, pp. 45-50. **9.** U.S. DOD, Military Handbook MIL-HDBK-217F, Reliability Prediction of Electronic Equipment, Washington, DC, Dec. 1991. **10.** *Bailey C., Tilford T., Lu H.* Reliability analysis for power electronics modules, 30th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2007, pp. 12-17. **11.** *Kaboli S., Oraee H.* Reliability in Power Electronics and Electrical Machines: Industrial Applications and Performance Models. IGI Global, 2016. **12.** *Song Y., Wang B.* Survey on reliability of power electronic systems, IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, vol. 28, no. 1, pp. 591-604. **13.** *Rausand M., Høyland A.* System reliability theory: models, statistical methods, and applications, 2nd ed., John Wiley & Sons, 2004. **14.** *Birger I.A., Shorr B.F., Iosilevich G.B.* Strength analysis of machine components. Handbook, 4-th issue. Moscow, Mashinostroenie, 1993. **15.** *Paerand Y.E., Bondarenko O.F., Bondarenko I.V.* Transistor converter with multicell structure and combined control for micro resistance welding machines, Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review), 2012, vol. 88, no. 1A, pp. 86-90. **16.** *Bondarenko I.V., Sydorets V.M., Safronov P.S., Bondarenko O.F.* The evaluation of current regulation accuracy of multicell-type transistor converter with combined control, Tekhnichna elektrodynamika, 2012, no. 2, pp. 67–68.

Надійшла 23.06.2017

УДК 621.314

Я. В. ЩЕРБАК, докт. техн. наук, Харьковский национальный университитет городского хозяйства;
Е. Я. ИВАКИНА, канд.техн.наук, ст.преп., Харьковский национальный университет городского хозяйства.

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ С СЕЛЕКТИВНОЙ НЕПРЕРЫВНОЙ ЧАСТЬЮ

Введение. Повышение требований к электромагнитной совместимости систем содержащих преобразователи электроэнергии ставит задачу нормализации гармонических составов туры основано в их входной и выходной цепях. Одним из путей решения этой задачи является включение преобразователя с широтно-импульсной модуляцией второго рода в замкнутую структуру. Применение такой структуры основано на способности преобразователя реагировать без фазового сдвига на гармоническое воздействие вплоть до граничной частоты полосы пропускания. То обстоятельство, что преобразователь имеет ограниченную полосу пропускания частот, в которой принципиально возможна передача информации, а сам процесс передачи информации носит дискретный характер, предопределяет возможное количество регулируемых субгармоник и возможность уменьшения их величин в замкнутой структуре.

Постановка проблемы. Применение замкнутой структуры для регулирования субгармонических составляющих основано на способности преобразователя реагировать без фазового сдвига на гармонический входной сигнал [1,2,3] вплоть до граничной частоты воздействия, определяемой теоремой Котельникова [4,6]. Из общих положений теории автоматического управления также известно действие отрицательной обратной связи при регулировании тех или иных параметров замкнутой системы. Данные обстоятельства являются предпосылками для суждения о возможности оптимизации амплитуд субгармонических составляющих преобразователя в замкнутой структуре. В работах [2,3,4,5] показано, что при анализе замкнутых структур, содержащих преобразователь, интерпретируемый при малых приращениях управляющего воздействия как динамическое звено с широтно–импульсной модуляцией второго рода [4], необходимо учитывать его специфические особенности, связанные с его дискретностью и эффектом изменения контурного коэффициента усиления системы под действием пульсационной составляющей выходного напряжения, попадающей на вход по каналу обратной связи. Анализ таких систем базируется на применении импульсных моделей и математического аппарата описания дискретных систем, в частности, одного из его разновидностей – модифицированного Z-преобразования [6].

Целью данной работы является исследование особенностей частотной характеристики импульсной системы, содержащую преобразователь с широтно-импульсной модуляцией второго рода и селективной приведенной непрерывной частью.

Материалы исследований. В работах [7, 8] показано, что для регулирования величин субгармоник преобразователя наиболее рациональным является применение в качестве приведенной непрерывной части системы звена, обладающего резонансными свойствами в зоне частоты субгармоники гармоники ω_ν и имеющего сравнительно низкое усиление во всем остальном диапазоне частот

$$G(p)=\frac{T_\nu p}{T_\nu^2 p^2+2x T_\nu p+1}\ , \qquad (1)$$

где: T_ν – постоянная времени, соответствующая частоте ω_ν ; ξ – коэффициент демпфирования.

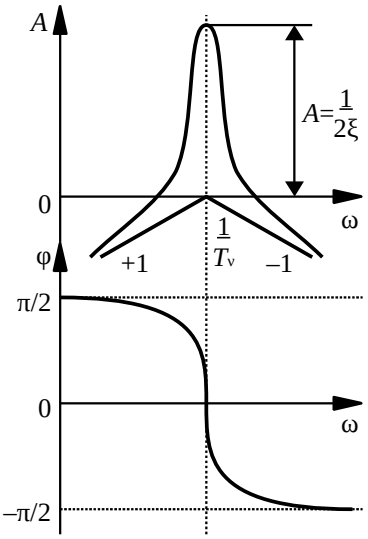


Рис. 1 Частотные характеристики звена $G(p)$

Амплитудная частотная характеристика такой системы (рис. 1) имеет затухание в зоне низких и высоких частот 20 дб/дек и фазовый сдвиг, не превышающий 90°, что позволяет сделать вывод о достаточно большом запасе устойчивости системы к автоколебаниям на основ ной и низшей субгармониках в достаточно широком диапазоне изменений регулируемого параметра. В то же время, дифференциальные свойства звена в зоне низких частот позволяют сохранить неизменным статический коэффициент передачи преобразователя, что является важным, когда он одновременно используется в системе автоматического регулирования какой-либо основной координаты.

Для исследования частотных свойств импульсной системы рассмотрим прохождение сигнала $x(t)$ через импульсную систему (рис. 2), содержащую два идеальных синхронных импульсных элемента с периодом квантования T и приведенной непрерывной линейной частью $G(p)$. Первый импульсный элемент осуществляет квантование входного сигнала $x(t)$. Так как интерес представляют параметры системы в тактовые моменты времени, то в выходную цепь системы введен фиктивный импульсный элемент. При анализе будем считать, что в системе действуют нулевые начальные условия и все сигналы определены для $t \geq 0$.

© Я.В. Щербак, Е.Я. Ивакина, 2017

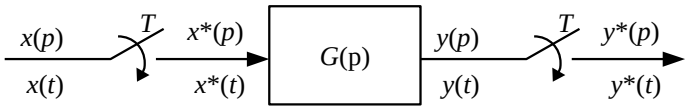


Рис. 2 Структурная схема импульсной системы

На приведенную непрерывную часть системы воздействует промодулированная входным сигналом $x(t)$ последовательность единичных импульсов

$$z^*(t)=\sum_{n=0}^{\infty} x(nT)\cdot d(t-nT)\,. \tag{2}$$

Спектр одиночного $\delta(t-nT)$ импульса, определяемый интегральным преобразованием Фурье, равен $e^{-jn\omega T}$. С учетом этого выражение (2) приобретает вид

$$x^*(j\omega)=\sum_{n=0}^{\infty} x(nT)\cdot e^{-j\omega nT}\,. \tag{3}$$

Последовательность (3) не изменится, если частоту ω заменить на

$$\omega + k_u\omega_u\,, \tag{4}$$

где: $\omega_u = 2\pi / T$, k – целое число, определяющее отношение частоты $x(t)$ и частоты квантования импульсного элемента.

Тогда, выражение (3) приобретает вид

$$x^*(j\omega)=\sum_{n=0}^{\infty} x(nT)\cdot e^{-j(\omega+k_u\omega_u)nT}=\sum_{n=0}^{\infty} x(nT)\cdot e^{-j\omega nT}e^{-jk_u\omega_u nT}\,. \tag{5}$$

Из (5) следует, что спектр дискретного сигнала $x^*(t)$ является периодической функцией с периодом $\omega_u = 2\pi / T$. Это дает возможность рассматривать спектр дискретного сигнала с учетом его симметрии в диапазоне частот $0 \le \omega \le \omega / 2$.

Спектр выходного сигнала непрерывной части определяется следующим выражением

$$y(j\omega)=G(j\omega)\cdot x^*(j\omega)\,, \tag{6}$$

где $x^*(j\omega)=\frac{1}{T}\sum_{k_u=-\infty}^{\infty}\int_0^{\infty} x(t)e^{-j(\omega+\omega_u k_u)t}dt=\sum_{k_u=-\infty}^{\infty} X[j(\omega+\omega_u k_u)]$.

Если в выражении для $x^*(j\omega)$ выделить слагаемое, соответствующее $k_u = 0$, то

$$y(j\omega)=\frac{1}{T}\sum_{k_u=-\infty}^{\infty}\int_0^{\infty} x(t)e^{-j(\omega+k_u\omega_u)t}dt=\sum_{k_u=-\infty}^{\infty} X[j(\omega+k_u\omega_u)]\,. \tag{7}$$

В выражении (7) первое слагаемое представляет спектр выходного сигнала непрерывной системы с частотной характеристикой $A(j\omega)=\frac{1}{T}G(j\omega)$.

Второе слагаемое, содержащее сумму транспонированных спектральных составляющих, отражает влияние импульсного элемента. Наличие импульсного элемента приводит к появлению в спектре выходного сигнала высокочастотных составляющих. Когда частотная характеристика звена $G(p)$ ограничена частотой $\omega_{гр}$, причем

$$\omega_u \ge \omega_{гр u} + \omega_{гр}\,, \tag{8}$$

где $\omega_{гр u}$ – граничная частота спектра импульсного элемента, в выражении (7) сохраняется только первое слагаемое. Таким образом, при увеличении частоты квантования ω_u импульсная система с точностью до множителя $1 / T$ приближается к непрерывной. А при выполнении условия (8) свойства импульсной и непрерывной систем становятся тождественными.

Сигнал $y^*(t)$ на выходе импульсной системы получается квантованием фиктивным импульсным элементом реакции $y(t)$ звена $G(p)$. По аналогии с (6) получаем выражение для спектра выходного сигнала импульсной системы

$$y^*(j\omega)=G^*(j\omega)\cdot X^*(j\omega)\,, \tag{9}$$

где $G^*(j\omega)=\frac{1}{T}\sum_{k_u=-\infty}^{\infty} G[j(\omega+k_u\omega_u)]$.

Отсюда следует, что $G^*(j\omega)$ является коэффициентом, связующим спектры $x^*(j\omega)$ и $y^*(j\omega)$. Комплексный коэффициент передачи $G^*(j\omega)$ обладает всеми свойствами спектров дискретных сигналов и определяет частотную характеристику импульсной системы.

На сходимость ряда (9), определяющего $G^*(j\omega)$, оказывает влияние зависимость модуля коэффициента передачи звена $G(p)$ от частоты. В случае быстрого убывания коэффициента передачи сумма ряда (для наименьших значений ω) определяется двумя составляющими

$$G^*(j\omega) \approx \frac{1}{T}\left[G(j\omega) + G[j(\omega - \omega_u)]\right]. \quad (10)$$

Точность выполнения условия (10) зависит от соотношения полос пропускания импульсного элемента и приведенной непрерывной части системы. Выражение (10) достаточно строго описывает частотные свойства импульсной системы с селективной приведенной непрерывной частью (2). В этом случае комплексный коэффициент передачи, записанный в форме z–преобразования [1,2,3] имеет вид

$$G^*(z) = \frac{T}{aT_v} \cdot \frac{e^{-x\frac{T}{T_v}} \cdot z\left(a\cos a\frac{T}{T_v} - x\sin a\frac{T}{T_v}\right) - a e^{-x\frac{T}{T_v}}}{z^2 - 2ze^{-x\frac{T}{T_v}}\cos a\frac{T}{T_v} + e^{-2x\frac{T}{T_v}}}, \quad (11)$$

где $a = \sqrt{1 - x^2}$.

Частотный спектр выходного сигнала импульсной системы получаем подстановкой в (11) $z = e^{i\omega T}$

$$y^*(j\omega) = x^*(j\omega)\frac{T}{2T_v} \cdot \frac{\cos a\frac{T}{T_v} - \frac{x}{a}\sin a\frac{T}{T_v} - e^{-x\frac{T}{T_v}}\cos\omega T + je^{-x\frac{T}{T_v}}\sin\omega T}{ch\xi\frac{T}{T_v}\cos\omega T - \cos a\frac{T}{T_v} + jsh\xi\frac{T}{T_v}\sin\omega T}, \quad (12)$$

где $0 < \omega \le \pi / T$.

Тогда, амплитудная частотная характеристика системы

$$A(\omega) = \frac{T}{2T_v}\sqrt{\frac{\left(\cos a\frac{T}{T_v} - \frac{\xi}{a}\sin a\frac{T}{T_v} - e^{-\xi\frac{T}{T_v}}\cos\omega T\right)^2 + e^{-2\xi\frac{T}{T_v}}\sin^2\omega T}{\left(ch\xi\frac{T}{T_v}\cos\omega T - \cos a\frac{T}{T_v}\right)^2 + sh^2\xi\frac{T}{T_v}\sin^2\omega T}}, \quad (13)$$

фазовая частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = arctg\frac{e^{-\xi\frac{T}{T_v}}\sin\omega T}{\cos a\frac{T}{T_v} - \frac{\xi}{a}\sin a\frac{T}{T_v} - e^{-\xi\frac{T}{T_v}}\cos\omega T} - arctg\frac{sh\xi\frac{T}{T_v}\sin\omega T}{ch\xi\frac{T}{T_v}\cos wT - \cos a\frac{T}{T_v}}. \quad (14)$$

Звено (1) характеризуется большим убыванием коэффициента передачи при изменении ω за пределами полосы пропускания. В связи с этим амплитудная частотная характеристика (рис. 3) импульсной системы для $\omega_{vi} < \omega_u / 2$ имеет два резонансных подъема коэффициента передачи. Спектральные линии центральных частот $\omega_i = 2p / T_{vi}$ расположены симметрично средины полосы квантования импульсного элемента

$$\omega_v = \omega_{vi},\ \omega_i^{'} = \omega_u - \omega_{vi}. \quad (15)$$

Коэффициент передачи импульсной системы на частоте ω_{vi} стремится к

$$A(w_{vi}) = \frac{1}{2\xi}. \quad (16)$$

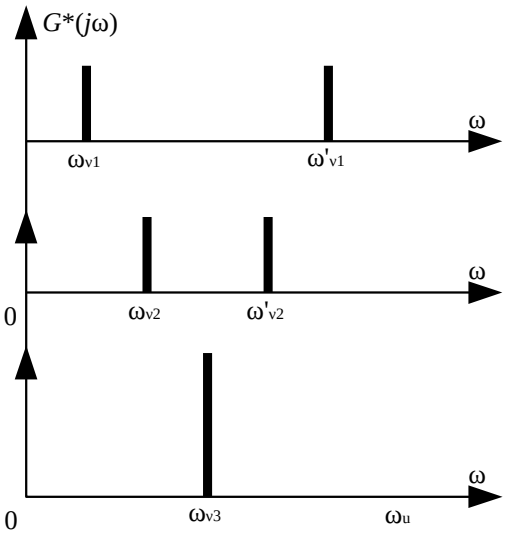


Рис. 3 Спектры импульсной системы

С увеличением ω_{vi} сдвиг между спектральными линиями уменьшается. При $\omega_{vi} < \omega_u / 2$ процесс передачи информации претерпевает качественный скачек, проявляющийся в том, что на интервале дискретности происходит сложение смежных спектральных линий. В результате этого коэффициент передачи импульсной системы вдвое больше по сравнению с (16).

На рис. 4 приведены рассчитанные по (13) частотные характеристики для разных значений f_v.

Данная особенность передачи информации в импульсной системе может быть охарактеризована как изменение коэффициента передачи импульсного элемента. При рассмотрении процессов в замкнутой системе регулирования необходимо учитывать, что коэффициент передачи на частоте $\omega_u / 2$ будет в два раза больше чем на частоте $\omega < \omega_u / 2$, что естественно накладывает отпечаток на характеристики замкнутой системы в целом.

Выводы. Особенностью импульсной системы является то, что на граничной частоте полосы пропускания преобразователя процесс передачи информации претерпевает качественный скачек, проявляющийся в том, что на интервале дискретности происходит сложение смежных спектральных линий в результате чего происходит двукратное увеличение коэффициента передачи. Данное свойство необходимо учитывать при создании замкнутых систем автоматического регулирования, содержащих полупроводниковые преобразователи электрической энергии.

Список литературы: 1. Шипилло В.П. Автоматизированный вентильный электропривод.–М.:Энергия.–1969.–400 с. **2.** Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Под ред. доктора техн. наук А.Д. Поздеева.–М.: Энергоатомиздат, 1984.–351 с. **3.** Чикотило И.И. Исследование устойчивости и переходных режимов тиристорных широтно–импульсных преобразователей в быстродействующих замкнутых системах. – Дис ... канд. техн. наук:05.09.12. – Харьков, 1979.–239 с. **4.** Bjaresten N. A. The Statik Converter as a High–Speed Power Amplifier // Direct Current.–1963.–Vol.6.–P.154–165. **5.** Шипилло В.П. Вентильный преобразователь как элемент системы автоматического регулирования // Электричество.–1967.–№11.–С.63–70. **6.** Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования. – М.: Физматиздат, 1963.–455 с. **7.** Щербак Я.В. Замкнутые системы компенсации неканонических гармоник полупроводниковых преобразователей. – Харьков: ХФИ «Транспорт Украины». – 1999.–255 с. **8.** Щербак Я.В. Теоретические основы и методы регулирования субгармоник полупроводниковых преобразователей электроэнергии. – Дис ... док. техн. наук:05.09.12. – Харьков, 2001. – 409 с.

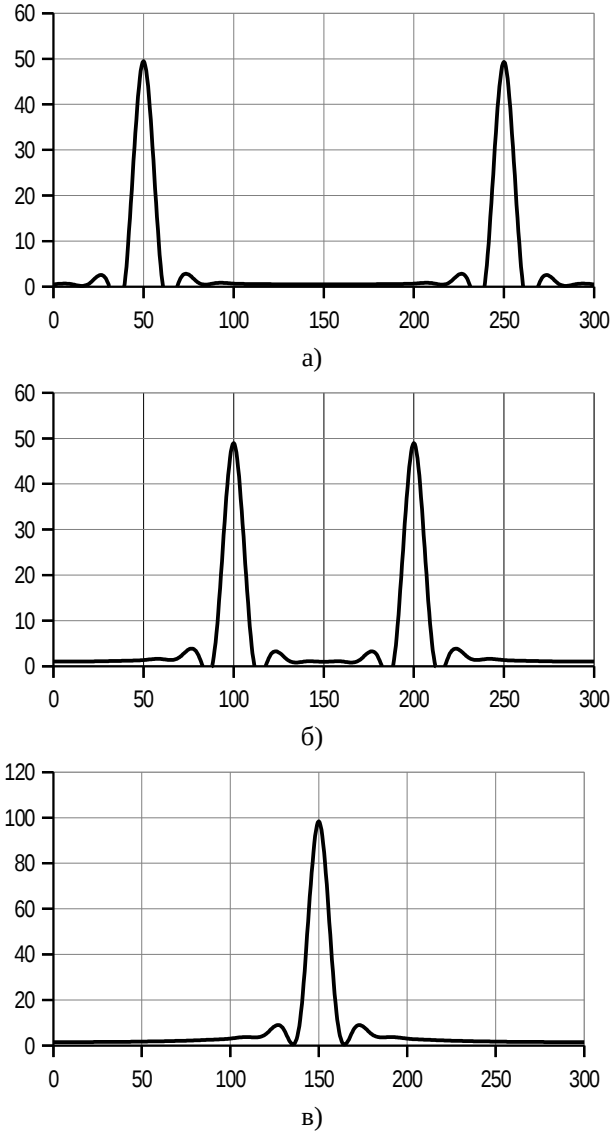


Рис. 4 АЧХ импульсной системы с f_u = 300 Гц и ξ = 0,01 а) f_v = 50 Гц; б) f_v = 100 Гц; в) f_v = 150 Гц.

References (transliterated): 1. Shipilo V.P. Automated valve electric drive.–M .: Энергия.–1969.–400 c. **2.** Managed rectifier in automatic control systems / Ed. Doctor of technology. A.D. Pozdeeva. – M.: Energoatomizdat, 1984.–351 c. **3.** Chikotilo II Investigation of the stability and transient modes of thyristor pulse–width converters in high–speed closed systems. – Disk. Tech. Sciences: 05.09.12 .– Kharkov, 1979.–239 c. **4.** Bjaresten N. A. The Statik Converter as a High–Speed Power Amplifier // Direct Current.–1963.–Vol.6.–P.154–165. **5.** Shipilo V.P. Valve converter as an element of the automatic control system / / Electricity.–1967.–No. 11.–P.63–70. **6.** Dzhuri E. Pulse systems of automatic regulation.–Moscow: Fizmatizdat, 1963.–455s. **7.** Shcherbak Ya.V. Closed systems for compensation of noncanonical harmonics of semiconductor converters. – Kharkov: HFI «Transport of Ukraine». – 1999.–255c. **8.** Shcherbak Ya.V. Theoretical foundations and methods for regulating subharmonics of semiconductor power converters. – Disk. Dok. Tech. Sciences: 05.09.12 .– Kharkov, 2001. – 409 s.

Поступила 12.07.2017

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

- **Общетеоретические вопросы энергоэффективности электромеханических систем;**
- **Частотно-регулируемый электропривод машин и механизмов;**
- **Оптимизация энергоэффективных электромеханических систем;**
- **Электромобили.**

УДК 621.316

М. Я. ОСТРОВЕРХОВ, докт. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ»;
М. О. РЕУЦЬКИЙ, канд. техн. наук, доц., Національний технічний університет України «КПІ»;
Д. Я. ТРІНЧУК, аспірант, Національний технічний університет України «КПІ».

ЕФЕКТИВНІСТЬ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ В НЕЛІНІЙНОМУ ЕЛЕКТРИЧНОМУ КОЛІ ЕЛЕКТРОСКУТЕРА, ЩО ПРАЦЮЄ НА МІСЬКИЙ ЇЗДОВИЙ ЦИКЛ

Постановка проблеми. З кожним роком в транспортній галузі прискорюється розвиток електромобілів, які стають все більш серйознішими конкурентами автомобілям на двигунах внутрішнього згорання. В електромобілях в якості джерела енергії зазвичай використовуються літій–іонні акумулятори, котрі мають одні з найвищих показників питомої енергії. Одним з можливих перетворювачів енергії є двигун постійного струму (ДПС) [1], а регулювальним пристроєм – перетворювач з широтно–імпульсною модуляцією (ШІМ). Така система має чимало недоліків: великий внутрішній опір акумулятора обмежує пускову потужність електромобіля та зменшує ККД привода; акумулятор є уразливим до струмів перехідних процесів, зокрема великих пускових струмів, які утворюються при розгоні електромобіля.

Для усунення даних недоліків розглядається можливість зменшення внутрішнього опору джерела живлення шляхом підключення паралельно до акумулятора батареї суперконденсаторів, оскільки останні мають суттєво менший активний опір, ніж літій-іонні акумулятори, та менш чутливі до ударних струмів [2].

Метою дослідження є оцінка ефективності роботи електричного привода транспортного засобу, у якому в якості джерела живлення використовується паралельне з'єднання акумулятора і суперконденсатора.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Для вирішення проблеми великого внутрішнього опору джерела живлення був запропонований варіант використання паралельно із акумулятором суперконденсатора [2]. В даній роботі були проведені дослідження впливу суперконденсатора на акумулятор при роботі на навантаження, проте не було досліджень впливу такого підключення на саме навантаження, тобто на електродвигун.

Більш детальні дослідження такої системи електропривода були проведені в роботах [3,4]. В них показана ефективність такого виду живлення для гібридних транспортних засобів. В роботах [5-7] були навіть запропоновані схеми для найбільш ефективного застосування такого з'єднання. У гібридних автомобілях електропривод живиться від силового генератора або від акумулятора. Такий режим роботи є «важким» як для акумулятора, так і для двигуна, на відміну від чистого електромобіля тому використання суперконденсаторів в таких системах є більш доцільним.

В роботі [8] досліджено вплив системи живлення «акумулятор–суперконденсатор» на двигун гіпотетичного електромобіля. Але це дослідження базується лише на абстрактних об'єктах, без прив'язки до реальних транспортних засобів та їхніх навантажувальних характеристик.

Для розширення досліджень з даної тематики в даній роботі проведено аналіз роботи електропривода транспортного засобу з автономним живленням на прикладі електроскутера, який працює за міським їздовим циклом. Проведене дослідження електромеханічних процесів в електроприводі під час розгону та змодельована робота привода при навантаженні, яке відповідає міському їздовому циклу, що дозволяє точніше оцінити ефективність використання такої системи.

Вибір об'єктів електропривода, що досліджується. Дослідження електропривода проведено на прикладі транспортного засобу у вигляді електроскутера Genata Gtle 250 з наступними характеристиками:

- потужність – 1,6 кВт;
- максимальна швидкість – 55 км/год;
- максимальна відстань – 80 км при швидкості 30 км/год;
- маса – 45 кг;
- максимальне завантаження – 150 кг.

В якості електромеханічного перетворювача для привода електроскутера обрано двигун постійного струму марки ИУС–0.8. Основні заводські параметри двигуна наступні:

- напруга живлення – 28 В;
- корисна механічна потужність – 800 Вт;
- номінальний коефіцієнт корисної дії – 0,74;
- частота обертання ротора – 6500÷7700 об/хв;
- маса – 8,7 кг.

Для отримання необхідної потужності електроскутера 1,6 кВт можливе використання двох таких двигунів, працюючих паралельно. Додаткові необхідні параметри двигуна, такі як опори та індуктивності обмоток, момент тертя були визначенні із проведеного розрахунку двигуна на базі заводських параметрів.

Для живлення електропривода, враховуючи високі вимоги з питомої енергії, енергоефективності та низького внутрішнього опору, було вибрано батарею літій–полімерних акумуляторів Polymer Lithium–ion Rechargeable Battery з наступними параметрами:

© М.Я. Островерхов, М.О. Реуцький, Д.Я. Трінчук, 2017

– напруга – 27 В; – внутрішній опір – 100 мОм;
– ємність – 40 А·год; – маса – 5,6 кг.

Розглянуті елементи разом із ШІМ–перетворювачем створюють систему електропривода, що живиться лише від акумулятора. Для вибору батареї суперконденсаторів з метою ефективного покращення роботи електропривода необхідно розрахувати потрібну ємність суперконденсаторів.

Цей розрахунок проводиться на основі допущення, що при розгоні електроскутера енергія батареї суперконденсаторів переходить в кінетичну енергію. Проте при цьому напруга на акумуляторі має зменшитися лише до певного значення U_p – ΔU, де ΔU – допустиме тимчасове падіння напруги. Напруга на двигуні в номінальному режимі роботи з урахуванням падіння напруги на внутрішньому опорі акумулятора

$$U_p = U_н - I_н \cdot r_{ак.} = 27 - 40 \cdot 0{,}1 = 23\,\text{В}, \quad (1)$$

де $U_н$ = 27 В – ЕРС акумулятора;

$I_н$ = 40 А – номінальний струм ДПС;

$r_{ак}$ = 0,1 Ом – внутрішній опір акумулятора.

Виходячи із закону збереження енергії знаходиться ємність батареї суперконденсаторів

$$\eta \cdot \left(\frac{2c \cdot U_1^2}{2} - \frac{2c \cdot U_2^2}{2} \right) = \frac{m \cdot v^2}{2}; \quad (2)$$

$$c = \frac{m \cdot v^2}{2 \cdot \eta \cdot \left(U_1^2 - U_2^2 \right)} = \frac{m \cdot v^2}{2 \cdot \eta \cdot \left(U_н^2 - (U_p - \Delta U)^2 \right)} = \frac{115 \cdot 15^2}{2 \cdot 0.74 \cdot \left(27^2 - (23 - 0.5)^2 \right)} = 78.5\,\Phi,$$

де m = 45+70 = 115 кг – маса електроскутера із середньостатистичним водієм;

v = 55 км/год = 15 м/с – максимальна швидкість електроскутера;

ΔU = 0,5 В – допустиме тимчасове «просідання» напруги.

η = 0,74 – ККД двигуна;

Для покращення характеристик живлення була вибрана батарея суперконденсаторів, що складається із 11–ти з'єднаних послідовно суперконденсаторів WIMA SuperCap C. Параметрами наведені у таблиці:

Таблиця 1

Параметри	Суперконденсатор	Батарея
номінальна напруга	2,5 В	27,5 В
ємність	1200 Ф	109,1 Ф
внутрішній опір	0,5 мОм	5,5 мОм
маса	235 г	2,585 кг

Моделювання динамічних режимів роботи. Для моделювання робочих режимів в програмному пакеті Matlab Simulink буда створена модель привода електроскутера, яка зображена на рис. 1.

Модель навантаження двигуна постійного струму зі змішаним збудженням 2 складається з двох частин: постійного моменту 3, який визначається силою тертя кочення шин коліс і силою тяжіння при русі схилом та змінного моменту 4, що визначається силою опору повітря та пропорційний до квадрату швидкості. Причому обидва ці навантаження вважаються корисними при розрахунку потужності та ККД електроприводу.

Швидкість руху електроскутера регулюється на основі зворотного зв'язку за швидкістю 8 за допомогою силового перетворювача з ШІМ 6. Необхідна величина швидкості задається блоком 9. Для протікання струму через обмотку якоря двигуна при розімкненому ключі перетворювача використовується зворотний діод 7. Суперконденсатор 5 з ємністю 109,1 Ф та опором 5,5 мОм може бути підключено паралельно до акумулятора 1 з напругою 27 В та опором 0,1 Ом або відключено від нього.

Нормальний режим роботи електроскутера визначається за нормальних безвітряних погодних умов при перевезенні людини масою 70 кг асфальтованою дорогою без нахилу.

Для моделювання роботи електропривода скутера необхідно визначити величину його навантаження. Навантаження електроскутера під час його руху складається із сили тертя кочення по асфальту та аеродинамічної сили опору повітря.

Сила тертя кочення дорівнює

$$F_{т.} = \mu \cdot m \cdot g \cdot \cos\alpha = 0.015 \cdot (45 + 70) \cdot 9.9 \cdot 1 = 16.9\,\text{Н};$$
$$F_{т.к.} = \mu \cdot m \cdot g \cdot \cos\alpha = 0.015 \cdot (45 + 70 + 2.6) \cdot 9.9 \cdot 1 = 17.3\,\text{Н}, \quad (3)$$

де m = 45+70 кг – маса транспортного засобу з пасажиром;

g = 9,8 м/с^2 – прискорення вільного падіння;

μ = 0,015 – коефіцієнт тертя повністю накачаних шин по асфальту.

Аеродинамічна сила опору повітря становить

$$F_{оп.} = c_x \cdot s \cdot \rho \cdot (v + v_в)^2 / 2 = 1.0 \cdot 0.5 \cdot 1.29 \cdot v^2 / 2 = 0.3225 \cdot v^2, \quad (4)$$

де c_x = 1,0 – коефіцієнт аеродинамічного опору;

s = 0,5 м^2 – площа перетину лобової поверхні;

ρ = 1,29 кг/м^3 – густина повітря за нормальних умов;

v – швидкість транспортного засобу, м/с.

Таким чином, навантаження електроскутера визначається на основі рівнянь (3) і (4). Залежність сили опору повітря від швидкості є квадратично зростаючою, причому ця сила для електроскутера складає значно більшу частку порівняно з іншими транспортними засобами. На відміну від електромобілів, в яких форма спеціально розроблена для мінімального опору повітрю, в електроскутерах великий опір спричинений несприятливою формою лобової поверхні.

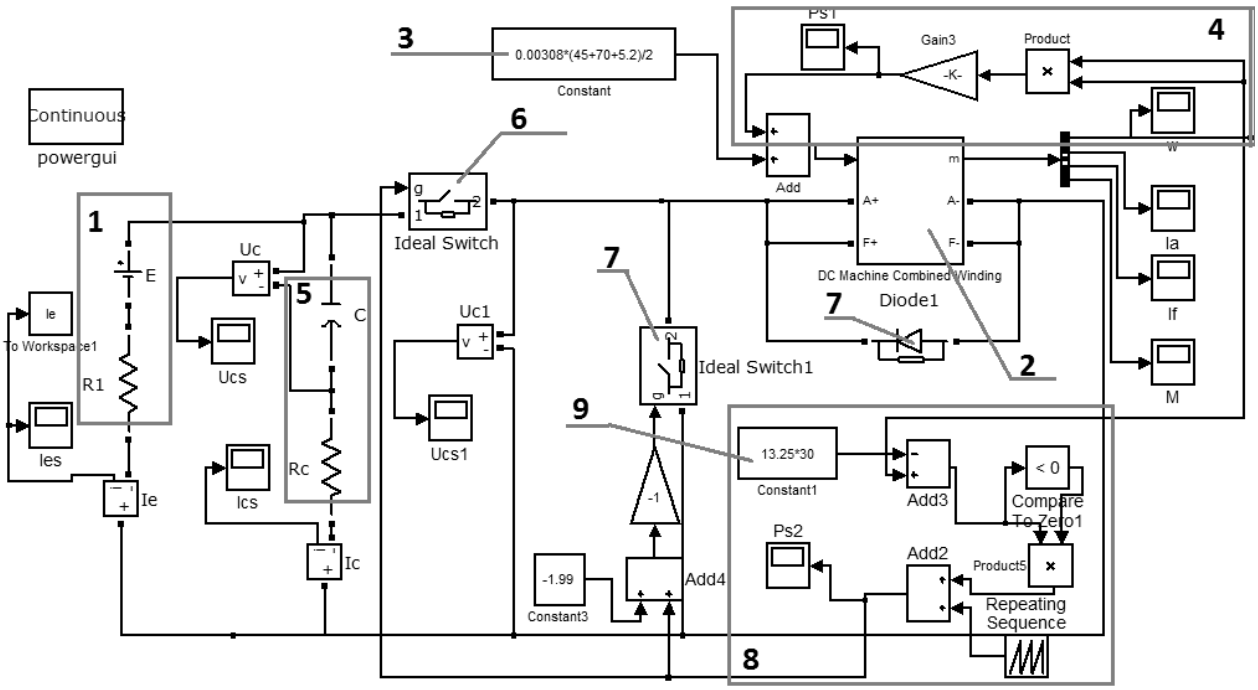


Рисунок 1 – Комп’ютерна модель привода електроскутера

Моделювання та дослідження робочих режимів при розгоні електроскутера. Перехідні процеси – найважливіші режими роботи для привода електротранспорта, а особливо для літій-іонних акумуляторів. Найважчим перехідним процесом для транспортного засобу є його розгін з нульової швидкості тобто старт. Саме величина ударних пускових струмів визначає тривалість роботи як акумуляторів, так і власне двигуна. Окрім того, пускова потужність або час розгону електроскутера до усталеної швидкості є однією з основних характеристик транспортних засобів, яка цікавить користувача. Тому зменшення ударних пускових струмів через акумулятор під час розгону електроскутера є дуже важливою проблемою при проектуванні електропривода.

На рис. 2. представлено результати дослідження перехідних процесів при розгоні електроскутера до максимальної швидкості для нормального режиму роботи. З графіків можна зробити висновок, що система електропривода з суперконденсатором має всі переваги в даному режимі. По–перше, при наявності суперконденсатора зменшується час перехідного процесу при розгоні. Саме більший час розгону транспортного засобу, що обумовлений невисокою максимальною потужністю акумулятора, порівняно з системою на двигуні внутрішнього згорання є одним з недоліків електротранспорту, який відлякує споживачів. Використання суперконденсатора допомагає вирішити цю проблему.

Другою перевагою системи з суперконденсатором є суттєво менший ударний струм. Високі ударні струми через акумулятор призводять до його швидкого старіння та виходу з ладу. Суперконденсатор, який є менш вразливим до високих струмів, може суттєво збільшити термін служби джерела живлення транспортних засобів.

Різноманіття можливих динамічних режимів роботи транспортних засобів дуже велике. Вони різняться в залежності від того, де саме цей транспортний засіб використовується. Так, наприклад, на міжміських трасах швидкість руху транспорту можна вважати постійною, в той час як для міста характерні часті зупинки й старти, рух на різних швидкостях, менших за номінальну. Для оцінки енергетичної та екологічної ефективності двигунів були розроблені так звані їздові цикли – часові навантажувальні діаграми, які репрезентують середньостатистичну навантажувальну характеристику транспортних засобів. Їздові цикли розробляються різними країнами, в залежності від характеру руху транспортних засобів у них. Вони представлені у вигляді діаграм залежності швидкості руху транспортного засобу від часу.

Оскільки електроскутер зазвичай застосовується для їзди в межах міста, то для дослідження його привода був обраний європейський міський цикл The UN/ECE Elementary Urban Cycle. Цей їздовий цикл був запрограмований та промодельований за допомогою представленої моделі привода електроскутера при застосуванні суперконденсатора та без нього. Результати досліджень зображені на рис. 3.

Графіки на рис. 3а, по суті, мають вигляд міського їздового циклу. Рис. 3а відображає, як змінюється швидкість транспортного засобу з часом. На ньому також помітно, що при наявності суперконденсатора електроскутер розганяється до заданих швидкостей швидше. Рис. 3г демонструє, що в цьому режимі роботи суперконденсатор тримає достатній для задовільної роботи рівень напруги.

Для порівняння витрат енергії на один і той самий їздовий цикл без використання суперконденсатора та з ним необхідно врахувати енергію для дозарядки суперконденсатора до напруги 27 В.

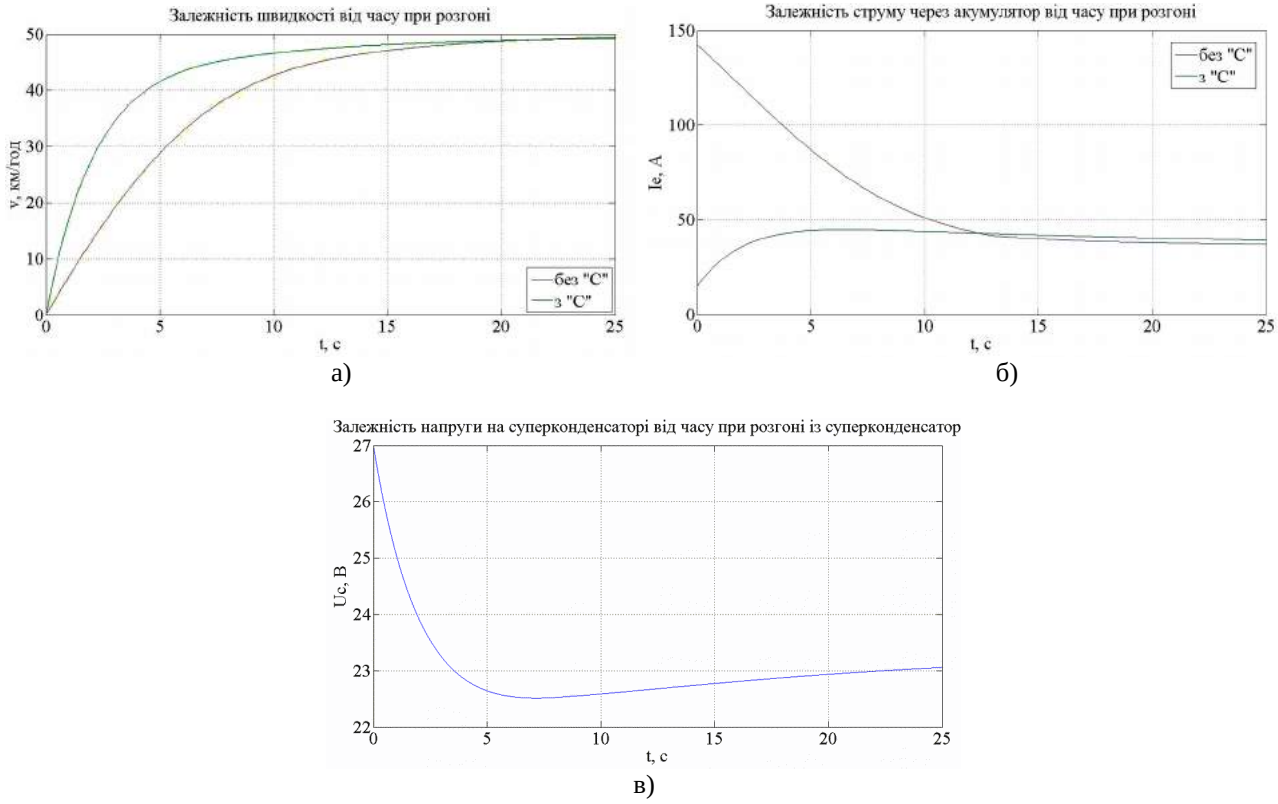


Рисунок 2 – Графіки перехідних процесів при розгоні до максимальної швидкості електроскутера без суперконденсатора та з ним:
а) швидкість електроскутера; б) струм через акумулятор; в) напруга на суперконденсаторі

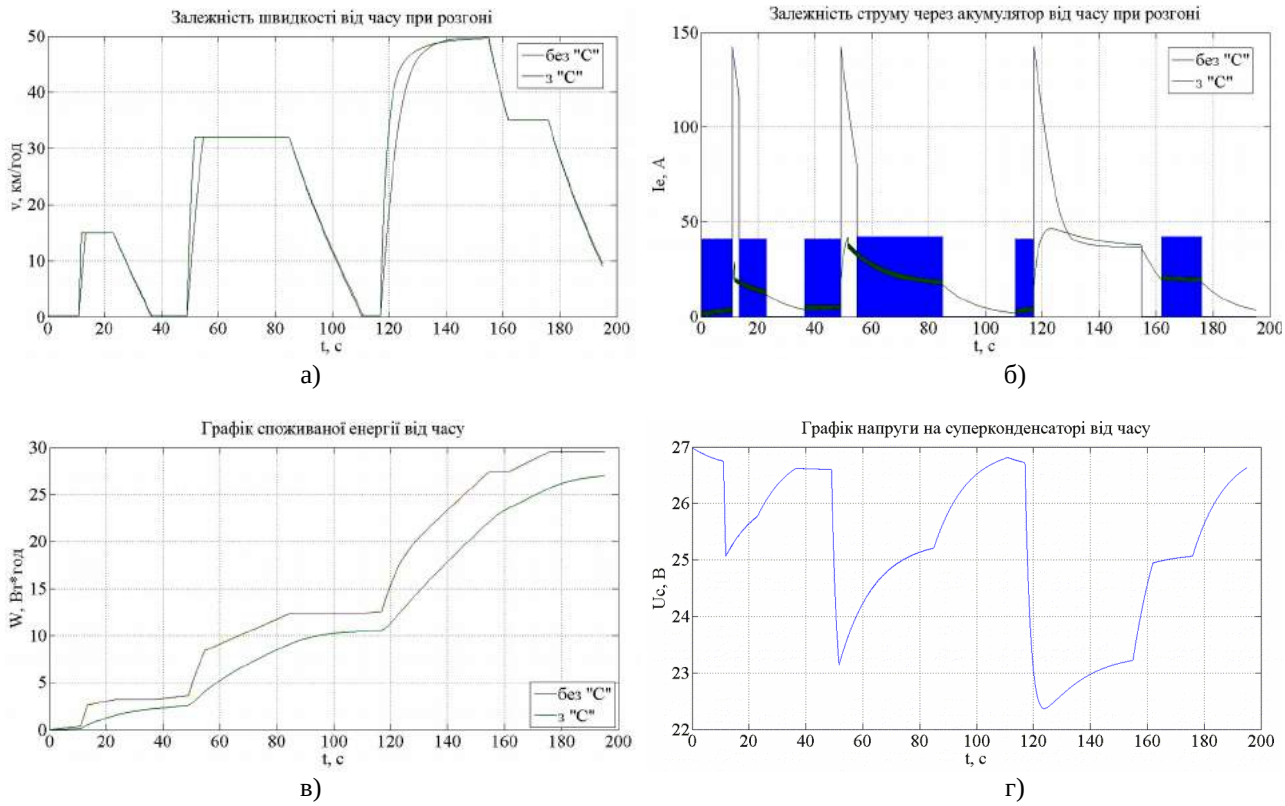


Рисунок 3 – Міський їздовий цикл:
а) швидкість електроскутера; б) струм через акумулятор;
в) спожита енергії; г) напруга на суперконденсаторі

$$\Delta W = \frac{c \cdot U_{н}^2}{2} - \frac{c \cdot U_{к}^2}{2} = \frac{109{,}1}{2} \cdot \left(27^2 - 26{,}63^2\right) = 1082.4 \text{ Дж} = 0{,}30 \text{ Вт} \cdot \text{год}, \quad (5)$$

де c = 109,1 Ф – ємність суперконденсатора;

$U_н$ = 27 В – напруга акумулятора;

$U_к$ = 26,63 В – напруга на суперконденсаторі на момент закінчення їздового циклу.

Отже загальні витрати енергії без використання суперконденсатора склали 28,52 Вт·год, а з ним – 26,95 + 0,30 = 27,25 Вт·год. Це означає, що окрім інших переваг суперконденсатор дозволяє зекономити 4,5% енергії на міському їздовому циклі.

Висновки. Дослідження ефективності перетворення енергії в нелінійному електричному колі електроскутера показали, що використання в системі живлення суперконденсатора дозволяє зекономити 4,5% енергії на міському їздовому циклі. Це дозволить покращити економію енергії для електричного транспортного засобу, зробити пересування дешевшим та збільшити відстань, яку може він проїхати між підзарядками акумулятора. Окрім того, дослідження перехідних процесів при розгоні електротраспорту підтверджують, що застосування суперконденсатора значно зменшує навантаження на акумулятор, що забезпечує збільшення тривалості його роботи.

Список літератури: 1. *Zhi Yang, Fei Shang, Ian P. Brown, Mahesh Krishnamurthy*. Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction and Switched reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications // IEEE Transactions on Transportation Electrification. - 2015. – Iss 1/3. – PP. 245-254. **2.** *Шидловский А.К., Павлов В.Б., Попов А.В.* Применение суперконденсаторов в автономном аккумуляторном электротранспорте // Технічна електродинаміка. – 2008. – № 4. – С. 43–47. **3.** *Cristina Pitorac.* Using Li-Ion accumulators as traction batteries in the automotive industry. Cost reduction using ultra-capacitors // International Conference on Development and Application Systems. – 2016. – p. 212-218. **4.** *Anupama Singh, P.B. Karandikar.* Lead-acid battery for HEV using fuzzy controller and ultracapacitor // Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE). – 2016. – p. 1-5. **5.** *Sanfeng Liu, Jun Peng, Liran Li, Xiaohui Gong, Honghai Lu*. A MPC based energy management strategy for battery-supercapacitor combined energy storage system of HEV // 35th Chinese Control Conference. – 2016. – p. 8727-8731. **6.** *S. Butterbach, B. Vulturescu, G. Coquery, Ch. Forgez, G. Friedrich.* Design of a supercapacitor-battery storage system for a waste collection vehicle // IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. – 2010. – p. 1-6. **7.** *Victor Isaac Herrera, Haizea Gaztanga, Aitor Milo, Txomin Nieva, Ion Etxeberria-Otadui.* Optimal Operation Mode Control and Sizing of a Battery-Supercapacitor Based Tramway // IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. – 2015. – p. 1-6. **8.** *Реуцький М.О., Трінчук Д.Я., Дешко А.О.* «Застосування суперконденсаторів у приводі електромобіля на базі двигуна постійного струму з незалежним збудженням». Міжнародна науково-технічна конференція молодих учених, аспірантів, студентів. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики – Київ, 2014 р.

Bibliography (transliterated): 1. Zhi Yang, Fei Shang, Ian P. Brown, Mahesh Krishnamurthy. (2015). Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction and Switched reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification,* 1/3, 245-254. **2**. Shidlovskyi A., Pavlov V., Popov A. (2008). Supercapacitor usage in independent accumulator electric vehicles. *Technical electrodynamics,* 4, 43-47. **3**. Cristina Pitorac. (2016). Using Li-Ion accumulators as traction batteries in the automotive industry. Cost reduction using ultra-capacitors. *International Conference on Development and Application Systems*, 212-218. **4**. Anupama Singh, P.B. Karandikar. (2016). Lead-acid battery for HEV using fuzzy controller and ultracapacitor. *Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE),* 1-5. **5**. Sanfeng Liu, Jun Peng, Liran Li, Xiaohui Gong, Honghai Lu. (2016). A MPC based energy management strategy for battery-supercapacitor combined energy storage system of HEV. *35th Chinese Control Conference*, 8727-8731. **6**. S. Butterbach, B. Vulturescu, G. Coquery, Ch. Forgez, G. Friedrich. (2010). Design of a supercapacitor-battery storage system for a waste collection vehicle. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 1-6. **7**. Victor Isaac Herrera, Haizea Gaztanga, Aitor Milo, Txomin Nieva, Ion Etxeberria-Otadui. (2015). Optimal Operation Mode Control and Sizing of a Battery-Supercapacitor Based Tramway. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference,* 1-6. **8**. Reutskyi M., Trinchuk D., Deshko A. (2014). Supercapacitor usage in electric vehicle drives on the example of DC motor with independent excitation. *International Scientific-Engineering Conference of Young Scientists, Post-Graduates, Students. Modern Problems of Electric Power Engineering and Automatics.*

Надійшла 26.04.2017

УДК 621. 316.12

П. Д. АНДРИЕНКО, докт. техн. наук, проф., Запорожский национальный технический университет;
А. А. АНДРИЕНКО, аспир., ЗНТУ, Запорожский национальный технический университет;
Д. С. АНДРИЕНКО, аспир., ЗНТУ, Запорожский национальный технический университет;
В. П. МЕТЕЛЬСКИЙ, канд. техн. наук, проф., Запорожский национальный технический университет;
О. В. НЕМЫКИНА, канд. тех. наук, доц., Запорожский национальный технический университет.

ЭНЕРОЭФФЕКТИВНЫЙ КРАНОВЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Введение. В настоящее время в эксплуатации находится большое количество крановых установок, электроприводы механизмов которых выполнены с различными модификациями реостатно–контакторного управления в сочетании с элементами силовой электроники. Наиболее существенными недостатками таких приводов являются большие энергозатраты, повышенные динамические моменты, приводящие к более интенсивному износу металлоконструкций и соответственно сокращения срока службы. Наметившееся в последнее время использование частотно-регулируемого привода (ЧРП) в основном позволяет устранить недостатки, имеющихся электроприводов: повысить плавность хода, уменьшить динамические нагрузки, обеспечить энергосбережения.

Проведенные в последнее время ряд исследований [1,2] показывают, что применение системы «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» (ПЧ–АД) относительно высокой стоимости и сложности не всегда оправдано. В [1] предложена унифицированная система кранового электропривода и даны рекомендации по обоснованию выбора типа привода в зависимости от частоты включений в час: квазичастотный, унифицированный традиционный с параметрическим управлением, частотный.

В [2] даны рекомендации использования системы ПЧ–АД в зависимости от времени работы на пониженной скорости.

Необходимо отметить, что из всех типов приводов привод с ПЧ–АД позволяет обеспечить удовлетворительные характеристики при наличии упругих связей, что очень важно для высокодинамичных приводов. Отметим, что предложенная в [1] унифицированная система кранового электропривода и квазичастотного управления из-за наличия активных сопротивлений в цепи ротора является энергозатратной, а схема квазичастотного управления обладает повышенными пульсациями тока статора.

Постановка задачи. Целью данной работы является разработка схемы , обладающей регулировочными свойствами аналогичными ПЧ–АД и обладающей меньшей установленной мощностью силовых элементов.

Материалы исследования. Для решения поставленной задачи проведем анализ схемы представленной на рис. 1, которая выполняет функции аналогичные предложенной ученными НТУ «ХПИ» [1] и обладает свойствами энергросбережения и плавности хода по аналогии с ПЧ–АД.

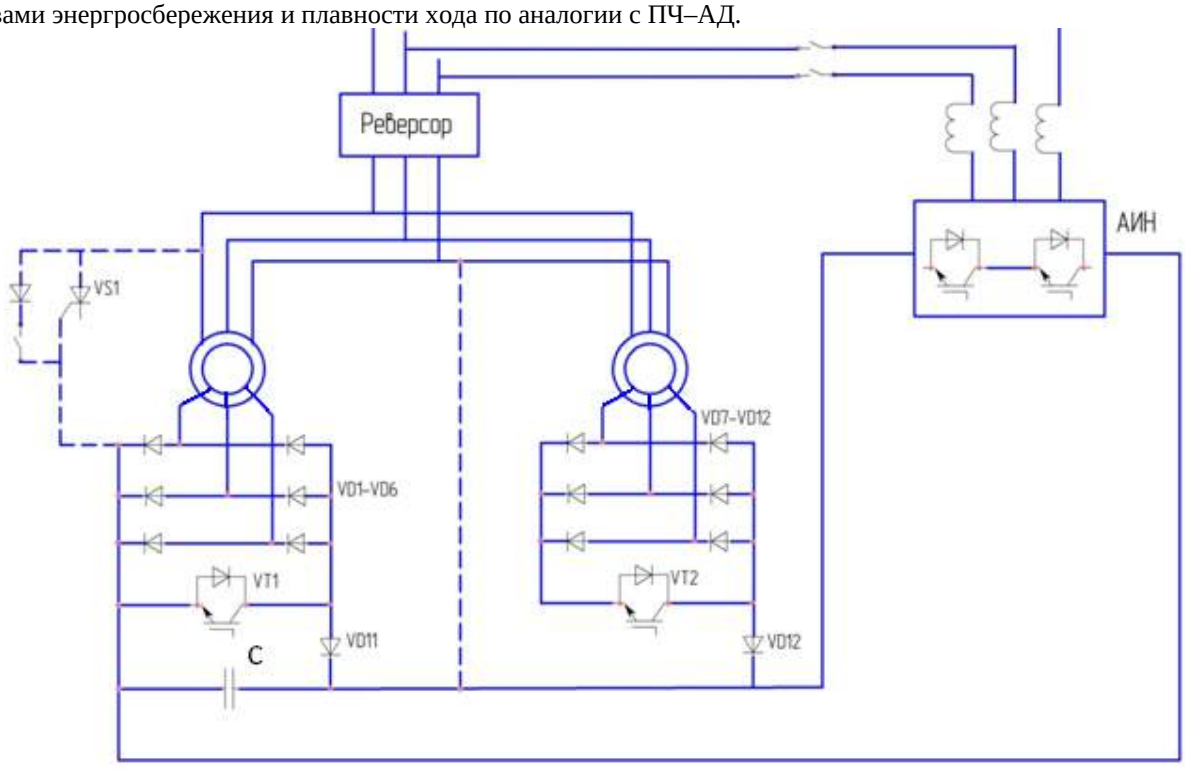


Рис. 1 – схема силовых цепей кранового электропривода

© П.Д. Андриенко, А.А. Андриенко, Д.С. Андриенко, В.П. Метельский, О.В. Немыкина, 2017

Принцип работы схемы основан на импульсном регулировании частоты вращения ротора путем регулировании скважности работы транзисторов VT1 и VT2, которые формируют заданный ток ротора. При включении транзисторов VT1 (VT2) ток ротора нарастает . При достижении заданного значения они выключаются, а энергия скольжения и энергия запасенная в индуктивностях двигателя сбрасывается в конденсатор С с последующей рекуперацией энергии в сеть при помощи автономного инвертора напряжения (АИН). Механические характеристики в двигательном и тормозном режимах показаны на рис. 2.

Приемлемая частота коммутации находится в пределах 1,2÷1,5 кГц [3].

Регулируя величину тока ротора, обеспечивают заданное значение момента не зависимо от отклонений параметров ротора и, соответственно, укоренение электропривода.

Поддержание постоянства момента обеспечивает постоянство ускорения, что способствует уменьшению колебательности системы. Возврат энергии в сеть придает системе свойства вентильного каскада. Установленная мощность АИН определяется режимом работы механизма и количеством двигателей. Поскольку напряжение ротора (*Ur*) крановых двигателей мощностью до 80 кВт меньше напряжения сети U_c = 380 В, то установленная мощность АИН меньше на величину $k_C = \sum_{i=1}^{n} k_i = \frac{U_{ri}}{U_C}$.

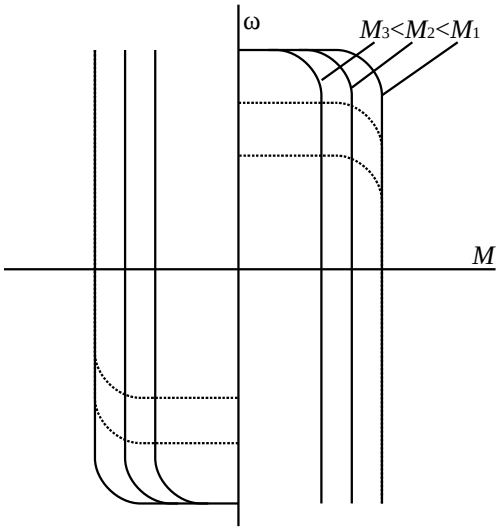


Рис. 2 – Механические характеристики

В установившимся режиме суммарная установленная мощность АИН равна сумме мощностей скольжения двигателей

$$P_{\text{АИН}} = \sum_{i=1}^{n} k_i \cdot P_{ном.i} \cdot s_i \; . \qquad (1)$$

Наличие АИН позволяет обеспечить компенсацию реактивного тока асинхронных двигателей путем сдвига синхронизации работы ключей в сторону опережения. При этом возможны два режима работы инвертора :

– режим формирования синусоидального тока;

– режим формирования прямоугольного тока с 120° проводимостью.

На рис 3 приведены компьютерные осциллограммы в режиме компенсации и без нее при синусоидальном формировании тока. Из рис 3 видно, что схема позволяет обеспечить работу электропривода с коэффициентом мощности равным 1 в установившимся режиме при постоянном угле опережения. Для обеспечения постоянства во всем диапазоне регулирования необходимо ввести в схему регулятор , обеспечивающий компенсацию реактивной мощности во всех режимах работы. Колебательный характер коэффициента мощности в начальный момент пуска объясняется колебаниями потока статора при включении реверсора.

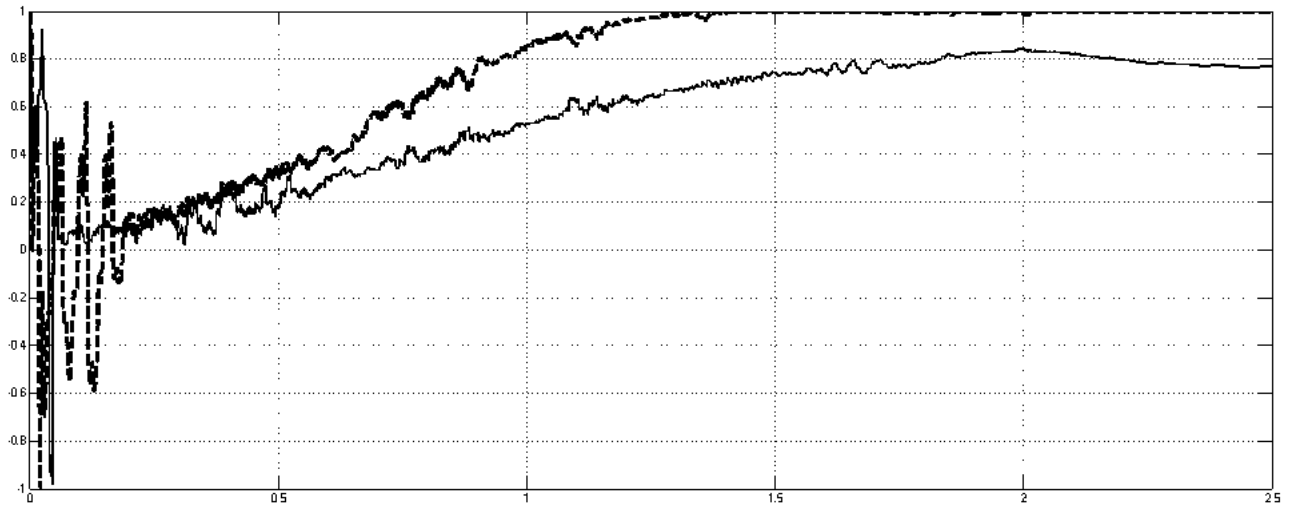
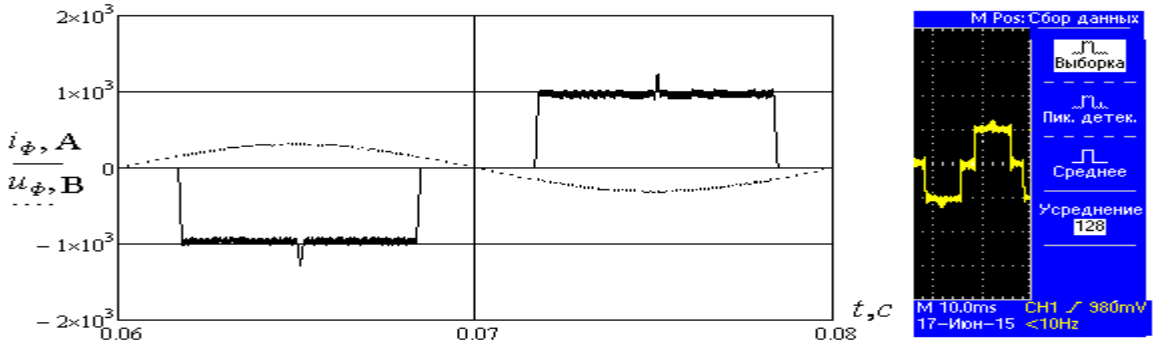


Рис 3 – Компьютерная осциллограмма коэффициента мощности электропривода при пуске АД при формировании синусоидального тока с постоянном углом опережения:
верхняя (пунктирная) при угле опережения – 30 град
нижняя без компенсации – угол опережения 0 град

Исключить колебательный характер коэффициента мощности возможно введением в алгоритм управления ключами VT1 и VT2 задержки на 2÷3 периода питающей сети, при которой обеспечивается затухание потокосцепления статора при включении реверсора.

Режим работы с прямоугольным током фазы приведен на рис 4. Поскольку форма тока близка к теоретической коэффициент мощности в режиме рекуперации равен 0,99 [4,5,6].



а б

Рис. 4 – Осциллограммы входного фазного тока ($i_ф$) на распределительном пункте – 0,4кВ на модели (*а*) и экспериментальная (*б*) в режиме рекуперации (РР); $U_{кз}$ = 7,6%

Для обеспечения устойчивой работы электропривода необходимо обеспечить баланс мощностей, развиваемых ротором и АИН, который определяется из условия:

$$E_{d0rн} \cdot S \cdot I_{dr} = E_{dU} \cdot I_{dU} \,, \tag{2}$$

где $E_{d0rн}$ – выпрямленная эдс ротора и входное напряжение инвертора;

I_{dr} ; I_{dU} – выпрямленный ток ротора и входной ток инвертора;

S – скольжение ротора.

Пренебрегая потерями напряжения в инверторе с учетом (1), из (2) получаем:

$$I_{dU} = K_1 \cdot S \cdot I_{dr} \,, \tag{3}$$

т.е. ток инвертора пропорционален скольжению и в установившемся режиме меньше тока ротора в пропорции отношений напряжений ротора и сети, что подтверждает уменьшение установленной мощности инвертора по сравнению с частичным управлением АД.

Если ток уставки токоограничения импульсного преобразователя меньше номинального тока двигателя, то ключи VT1 (VT2) постоянно включены, и двигатель работает на естественной характеристике, жесткость которой несколько меньшая за счет вносимых сопротивлений в ротор выпрямителем и ключами.

Уравнение баланса напряжений ротора

$$E_{dU} = K\left(S \cdot E_{dr\,н} - I_{dr} \cdot R_э\right) \,, \tag{4}$$

где K – коэффициент усиления по напряжению импульсного преобразователя;

$R_э$ – эквивалентное сопротивление роторного выпрямителя.

После несложных преобразований с учетом (3) и $K \cdot I_{dU} = I_{dr}$, получим:

$$K_{max} = \frac{1}{2\,R_э^* \cdot K_1 \cdot I_{dr}^*} \,, \tag{5}$$

где $R_э = \frac{R_э}{R_н}$; $R_н = \frac{E_{dr\,н}}{I_{dr\,н}}$; $I_{dr}^* = \frac{I_{dr}}{I_{dr\,н}}$.

Таким образом, максимальный коэффициент усиления определяется параметрами роторной цепи $R_э^*$; K1 и относительным значением тока инвертора. При скольжениях, близких к минимальному, ток инвертора снижается и максимальный коэффициент усиления увеличивается (теоретически – к бесконечности), что подтверждает возможность рекуперации энергии ротора во всех режимах работы электропривода, выполненного по схеме рис. 1.

Предложенная схема позволяет обеспечить жесткие характеристики промежуточных частот вращения без датчиков на валу двигателя путем измерения амплитуды ЭДС или ее частоты. При раздельной работе VT1 и VT2 возможно реализовать синхронное вращение ротора двигателей.

Анализ (1) показывает, что установленная мощность оборудования в $\sum_{i=1}^{n} k_i \cdot s_i$ меньше, чем установленная мощность ПЧ–АД , который рассчитывается на полную мощность электроприводов, что обеспечивает меньшую стоимость предложенной схеме.

Выводы. Предложенная схема позволяет обеспечить энергоэффективное управление электроприводом аналогично частотному управлению, но при меньшей установленной мощности оборудования и соответственно стоимости.

Список литературы: 1. Тищенко В.Н. Современное состояние электроприводов грузоподъемных механизмов / Тищенко В.Н., Колотило В.И. // Вестник Харьк. политех. ин-та Проблемы автоматизированного электропривода . Темат. выпуск 45 С. 303-306. **2.** Савич С.П. Альтернативные электропривода переменного тока крановых механизмов [Текст]: автореферат на соискание уч. степени кандидата технических наук 05.09.03 Одесса 2013. -19 С. **3.** Коцур М.И. Сравнительный анализ энергоэффективности систем регулирования асинхронного двигателя с фазным ротором / Коцур М.И., Андриенко П. Д., Коцур И.М. // Ползуновский вестник Барнаул АлтГТУ -2013 №4 -2 С. 114-120.**4.** Андриенко П. Д. Электромагнитная совместимость систем питания кранов с частотно-регулируемым приводом. / Андриенко П. Д., Немыкина О. В. Андриенко Д.С. //Электротехника и электромеханика. Спец выпуск XXII научно-технической конференции Силовая электроника и энергоэффективность - Харьков -2016/4(2) Том 2 С. 109-112. **5.** Немикіна О. В. Підвищення ефективності системи електроживлення кранів з частотно-регульованим приводом [Текст]: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд.техн. наук : 05.09.03 / Немикіна Ольга Володимірівна. – Одеса, 2016. – 19 с. **6.** Шавьолкін О.О. Перетворювальна техніка: навч. посіб. [Текст] / О. О. Шавьолкін, О.М. Наливайко. – Краматорськ: ДДМА, 2008. – 328 с.

Bibliography (transliterated) 1. Tischenko V.N. Sovremennoe sostoyanie elektroprivodov gruzopodemnyih mehanizmov / Tischenko V.N., Kolotilo V.I. // Vestnik Hark. politeh. in-ta Problemyi avtomatizirovannogo elektroprivoda . Temat. vyipusk 45 S. 303-306. **2**. Savich S.P. Avtoreferat na soiskanie uch. stepeni kandidata tehnicheskih nauk Alternativnyie elektroprivoda peremennogo toka kranovyih mehanizmov ONPU 2013**.3**. Kotsur M.I. Sravnitelnyiy analiz energoeffektivnosti sistem regulirovaniya asinhronnogo dvigatelya s faznyim rotorom / Kotsur M.I., Andrienko P. D., Kotsur I.M. // Polzunovskiy vestnik Barnaul AltGTU -2013 №4 -2 S. 114-120.**4.** Andrienko P. D. Elektromagnitnaya sovmestimost sistem pitaniya kranov s chastotno-reguliruemyim privodom. / Andrienko P. D., Nemikina O. V. Andrienko D.S.//Elektrotehnika i elektromehanika. Spets vyipusk HHII nauchno-tehnicheskoy konferentsii Silovaya elektronika i energoeffektivnost - Harkov -2016/4(2) Tom 2 S. 109-112. **5**. Nemikina O. V. Pidvushennya efektuvnosti sustemu elektrozhuvlennya kraniv z chastotnum pruvodom [Improving the efficiency of supply cranes with frequency-regulated drive] (2016): abstract for the degree of kand. tech. on specialty: 05.09.03, Odesa – 19 p. (In Ukraine) **6.** Shav'olkin O.O. Peretvoryuval'natekhnika: navch. posib. [Tekst] / O. O. Shav'olkin, O.M. Nalyvayko. – Kramators'k: DDMA, 2008. – 328 s.

Поступила 07.06.2017

УДК 62-83

В. А. ВОЛКОВ, канд. техн. наук., доц., Запорожская государственная инженерная академия.

ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЕ В ЧАСТОТНОРЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ ПОСРЕДСТВОМ ОПТИМИЗАЦИИ ВРЕМЕН ИХ РАЗГОНА И ТОРМОЖЕНИЯ

Введение. В связи с широким внедрением в последние годы во всех отраслях хозяйства частотно–регулируемых асинхронных электроприводов (ЧРАЭП) и одновременно наблюдающимся в Украине удорожанием электрической энергии становится чрезвычайно актуальной задача энергосбережения в указанных электроприводах за счет уменьшения в них непроизводственных потерь электроэнергии.

Постановка задачи. Известными эффективными направлениями энергосбережения в ЧРАЭП является использование оптимальных законов частотного управления для частотнорегулируемых асинхронных двигателей (ЧРАД) в установившихся [1,2] и динамических режимах их работы. Причем, несмотря на очевидную практическую востребованность, до настоящего времени вопросы энергосбережения в динамических режимах ЧРАЭП в отечественной и мировой научно–технической литературе исследованы очень недостаточно. Одним из таких подходов является формирование оптимальных энергосберегающих тахограмм разгона и торможения ЧРАД [3÷6]. В предложенной статье рассматривается другой подход к осуществлению энергосбережения – за счет определения оптимальных значений времен разгона и торможения ЧРАД, обеспечивающих минимизацию электромагнитных потерь энергии этого двигателя в пускотормозных режимах.

Материалы исследования. При исследованиях были приняты следующие допущения и условия:

– рассматриваются только основные составляющие от общих электромагнитных потерь мощности и энергии ЧРАД, создаваемые основными гармоническими составляющими фазных статорных токов двигателя;

– системой автоматического управления (САУ) электроприводом идеально поддерживается неизменным значение модуля потокосцепления ротора: $\Psi_r = const$ (равное его номинальному значения $\Psi_{гн}$);

– в ЧРАЭП посредством САУ реализуется режим торможения двигателя с возвратом (рекуперацией) накопленной кинетической энергии привода в виде электрической энергии в питающую электрическую сеть;

– пренебрегаем свободными (затухающими) составляющими статорных токов двигателя в пускотормозных режимах, так как влияние указанных составляющих при применении современных быстродействующих САУ (например, с подчиненным регулированием) на практике очень мало;

– значения статического момента M_c и момента инерции J привода (приведенные к валу электродвигателя) в исследуемых динамических режимах разгона и торможения принимаются неизменными;

– все аналитические зависимости и расчеты приводятся в общепринятой для машин переменного тока системе относительных единиц [1];

– исследованию подлежали режимы: разгона ЧРАД от нулевой скорости до максимальной $\omega_м$ и торможения от максимальной скорости $\omega_м$ – до нулевой скорости (где во всех расчетах значение $\omega_м$ в относительных единицах принималось равным единице, что, как известно, соответствует номинальной синхронной скорости электродвигателя);

– последующие исследования проводились для наиболее распространенного на практике линейного вида и известных энергосберегающих (параболического и квазиоптимального видов) траекторий изменения скорости (тахограмм) ЧРАД (рассмотренных в [3÷6]) на основе параметров асинхронного двигателя типа АДО-2000-6000-12У1 мощностью 2000 кВт и напряжением 6кВ (приведенных в [5]).

На *первом этапе* исследований получены аналитические зависимости, описывающие изменение скорости $\omega(t)$, положения $\alpha(t)$ и производной $\omega'(t)$ скорости ЧРАД (которые для режимов разгона и торможения представлены в табл. 1) при упомянутых различных видах тахограмм с временами разгона $t_р$ и торможения $t_т$. При этом, согласно [5, 6], в табл. 1 под квазиоптимальной понимается тахограмма, описываемая математически с применением функции гиперболического синуса от времени, в которой коэффициент K определяется через параметры электродвигателя, а значение поправочного коэффициента ξ^* (в расчетах принятого равным 1,3 о.е) соответствует минимальному среднеквадратичному отклонению между упомянутой квазиоптимальной тахограммой и фактически оптимальной тахограммой (определенной численными методами расчета [5]).

На *втором этапе* из зависимостей:

$$\left.\begin{aligned} \Delta P_{эм} &= a + b\left(M_c + J\omega'\right)^2 + c\cdot\omega^{1,3}, \\ \Delta W_р &= \int_0^{t_р} \Delta P_{эм}\,dt\,,\ \Delta W_т = \int_0^{t_т} \Delta P_{эм}\,dt\,. \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

рассчитывались текущие значения основных электромагнитных потерь мощности $\Delta P_{эм}$ ЧРАД и вычислялись основные электромагнитные потери энергии (ОЭПЭ) $\Delta W_р$ и $\Delta W_т$ двигателя за время разгона $t_р$ и торможения $t_т$ соответственно.

© В.А. Волков, 2017

Таблица 1 – Аналитические зависимости для рабочих координат (скорости, положения и производной скорости) ЧРАД

№ графиков	Вид тахограммы	Режим	Аналитические зависимости для: скорости $\omega(t)$	положения $\alpha(t)$	производной скорости $\omega'(t)$
1а	Квазиоптимальная	Р	$\omega_м\left\{\frac{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t\right)}{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_р\right)}\right\}$	$\frac{\omega_м}{\xi^*\sqrt{K}}\left\{\frac{\mathrm{ch}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t\right)-1}{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_р\right)}\right\}$	$\omega_м\xi^*\sqrt{K}\left[\frac{\mathrm{ch}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t\right)}{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_р\right)}\right]$
		Т	$\omega_м\left\{\frac{\mathrm{sh}\left[\xi^*\sqrt{K}\cdot(t_т-t)\right]}{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_т\right)}\right\}$	$\frac{\omega_м}{\xi^*\sqrt{K}}\left\{\frac{\mathrm{ch}\left[\xi^*\sqrt{K}\cdot t_т\right]-\mathrm{ch}\left[\xi^*\sqrt{K}\cdot(t_т-t)\right]}{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_т\right)}\right\}$	$-\omega_м\xi^*\sqrt{K}\left[\frac{\mathrm{ch}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot(t_т-t)\right)}{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_т\right)}\right]$
1б	Квазиоптимальная	Р	$\omega_м\left\{1-\frac{\mathrm{sh}\left[\xi^*\sqrt{K}\cdot(t_р-t)\right]}{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_р\right)}\right\}$	$\omega_м\left\{t+\frac{\mathrm{ch}\left[\xi^*\sqrt{K}\cdot(t_р-t)\right]-\mathrm{ch}\left[\xi^*\sqrt{K}\cdot t_р\right]}{\xi^*\sqrt{K}\cdot\mathrm{ch}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_р\right)}\right\}$	$\omega_м\xi^*\sqrt{K}\left[\frac{\mathrm{ch}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot(t_р-t)\right)}{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_р\right)}\right]$
		Т	$\omega_м\left\{1-\frac{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t\right)}{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_т\right)}\right\}$	$\omega_м\left[t-\frac{\mathrm{ch}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t\right)-1}{\xi^*\sqrt{K}\cdot\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_т\right)}\right]$	$-\omega_м\xi^*\sqrt{K}\left[\frac{\mathrm{ch}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t\right)}{\mathrm{sh}\left(\xi^*\sqrt{K}\cdot t_т\right)}\right]$
2а	Параболическая	Р	$\omega_м\left(\frac{t}{t_p}\right)^2$	$\frac{\omega_м t_p}{3}\left(\frac{t}{t_p}\right)^3$	$\frac{2\omega_м t}{t_p^2}$
		Т	$\omega_м\left(\frac{t_т-t}{t_т}\right)^2$	$\frac{\omega_м}{t_т^2}\left(t_т^2 t-t_т t+\frac{1}{3}t^3\right)$	$-\frac{2\omega_м(t_т-t)}{t_т^2}$
2б	Параболическая	Р	$\omega_м\left[1-\left(\frac{t_р-t}{t_р}\right)^2\right]$	$\frac{\omega_м}{t_р^2}\left(t_р t^2-\frac{1}{3}t^3\right)$	$+\frac{2\omega_м(t_р-t)}{t_р^2}$
		Т	$\omega_м\left(\frac{t_т^2-t^2}{t_т^2}\right)$	$\frac{\omega_м}{t_т^2}\left(t_т t^2-\frac{1}{3}t^3\right)$	$-\frac{2\omega_м t}{t_т^2}$
3	Линейная	Р	$\omega_м\left(\frac{t}{t_p}\right)$	$\frac{\omega_м t_р}{2}\cdot\left(\frac{t}{t_р}\right)^2$	$+\frac{\omega_м}{t_р}$
		Т	$\omega_м\left(\frac{t_m-t}{t_m}\right)$	$\frac{\omega_м t_т}{2}\left(\frac{2t_т t-t^2}{t_т^2}\right)$	$\frac{-\omega_м}{t_р}$

Примечания: 1) Р, Т – режимы разгона и торможения соответственно; 2) $\omega_м$ – максимальное значение скорости при разгоне и торможении; 3) в зависимостях «а» – с увеличением модуля скорости $\omega(t)$ происходит увеличение модуля ее производной $\omega'(t)$; в зависимостях «б» – с увеличением модуля скорости $\omega(t)$ происходит уменьшение модуля ее производной $\omega'(t)$; 4) расчетная зависимость для коэффициента $K = 0{,}65\cdot c / b\cdot J^2$ [5].

В зависимостях (1) используются обозначения: ω и ω' – текущие значения скорости и производной скорости соответственно; *a*, *b*, *c* – коэффициенты, определяемые через параметры двигателя:

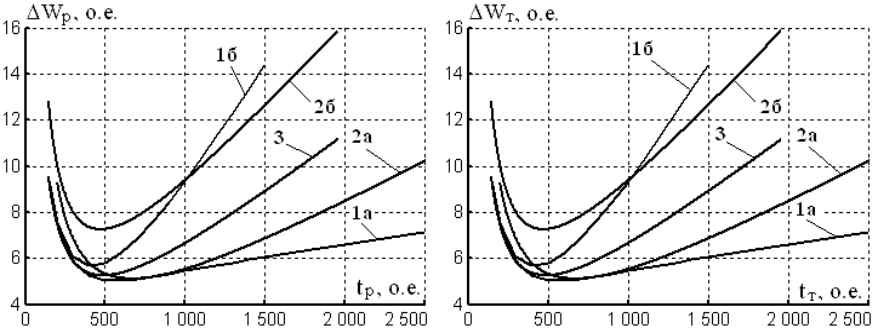
$$\left.\begin{array}{c} a=(\Psi_{rн}/L_m)^2\cdot(R_s+0{,}005\cdot P_н/\eta_н), \\ b=(R_s+k^2R_r+0{,}005\cdot P_н/\eta_н)/(k_r^2\Psi_{rн}^2), \\ c=\Delta P_{ст.н}, \end{array}\right\} \qquad (2)$$

где $P_н$ и $\eta_н$ – номинальные значения соответственно полезной мощности на валу и коэффициента полезного действия двигателя; $\Delta P_{ст.н}$ и $\Delta\Psi_{rн}$ – номинальные значения соответственно потерь в стали и модуля обобщенного вектора потокосцепления ротора двигателя; R_s и R_r – активные сопротивления соответственно статорной и роторной фазных обмоток двигателя; L_m и K_r – соответственно индуктивность намагничивания и коэффициент связи ротора двигателя.

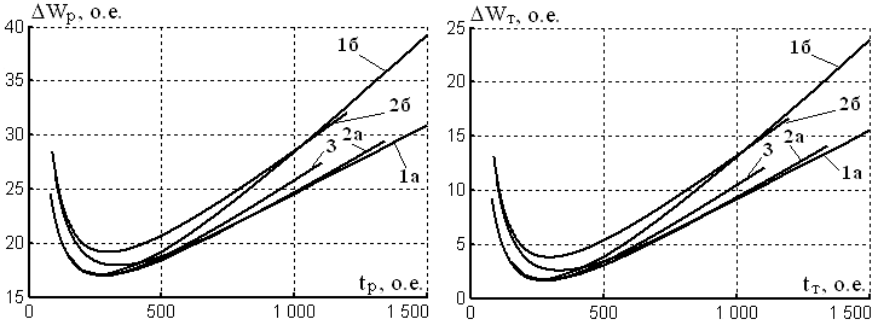
Путем варьирования значений времен разгона $t_р$ и торможения $t_т$ ЧРАД (в диапазоне от 150 до 2500 о.е.) рассчитаны из (1) для всех видов рассматриваемых тахограмм зависимости ОЭПЭ $\Delta W_р(t_р)$ и $\Delta W_т(t_т)$, которые построены в виде соответствующих графиков на рис. 1 (а – для $M_с = 0$; б – для номинального значения момента сопротивления $M_с = M_н = 0{,}745$ о.е.).

Анализ указанных графиков свидетельствует о том, что все они для рассмотренных тахограмм имеют «U»–образный вид и явно выраженный экстремум, характеризующий собой наличие определенных (оптимальных) значений времен разгона $\mathring{t}_р$ и торможения $\mathring{t}_т$, при которых потери энергии ЧРАД в пускотормозных режимах минимальны (оптимальны) и равны $\Delta\mathring{W}_р(\mathring{t}_р)$ и $\Delta\mathring{W}_т(\mathring{t}_т)$ соответственно. Полученные расчетные данные применительно к оптимальным режимам разгона и торможения представлены в табл. 2.

На *третьем этапе*, взяв производные по времени разгона $t_р$ и торможения $t_т$ от аналитических зависимостей $\Delta\dot{W}_р(\mathring{t}_р)$ и $\Delta\dot{W}_т(\mathring{t}_т)$ и приравняв их к нулю:



а)



б)

Рис.1 Изменения потерь энергии ЧРАД от времени разгона и торможения (а – при $M_с = 0$; б – при $M_с = M_н$).

Таблица 2 – Расчетные значения оптимальных времен разгона $\mathring{t}_р$ и торможения $\mathring{t}_т$ ЧРАД, а также соответствующих им минимальных ОЭПЭ $\Delta\mathring{W}_р(\mathring{t}_р)$ и $\Delta\mathring{W}_т(\mathring{t}_т)$ при разгоне и торможении, отрабатываемых положений $\alpha_р$ и $\alpha_т$, соотношений $\Delta\mathring{W}_р(\mathring{t}_р)/\alpha_р$ и $\Delta\mathring{W}_т(\mathring{t}_т)/\alpha_т$

График	Вид тахограммы	Значение $M_с$	$\mathring{t}_р$	$\mathring{t}_т$	$\Delta\mathring{W}_р(\mathring{t}_р)$	$\Delta\mathring{W}_т(\mathring{t}_т)$	$\alpha_р = \alpha_т$	$\Delta\mathring{W}_р(\mathring{t}_р)/\alpha_р$	$\Delta\mathring{W}_т(\mathring{t}_т)/\alpha_т$
Размерность			в относительных единицах (о.е.)						
1а	квазиоптимальная	0	566	566	5,0377	5,0377	232,687	0,0217	0,0217
		$M_н$	280	280	16,9440	1,5918	132,744	0,1276	0,0120
1б	квазиоптимальная	0	413,5	413,5	5,6647	5,6647	228,524	0,0248	0,0248
		$M_н$	268	268	17,0831	1,7310	140,396	0,1217	0,0123
2а	параболическая	0	671,96	671,96	5,1111	5,1111	223,988	0,0228	0,0228
		$M_н$	335,67	335,67	17,9077	2,5556	111,891	0,1600	0,0228
2б	параболическая	0	490	490	7,0155	7,0155	326,667	0,0215	0,0215
		$M_н$	299,85	299,85	18,981	3,6289	199,900	0,0950	0,0182
3	линейная	0	490,175	490,175	5,2550	5,2550	245,088	0,0214	0,0214
		$M_н$	276,90	276,90	16,979	1,6265	138,450	0,1226	0,0117

$$\frac{d}{dt_р}[\Delta W_р(t_р)]=0 \;\text{ и }\; \frac{d}{dt_т}[\Delta W_т(t_т)]=0\,, \tag{3}$$

определим из полученных выражений расчетную аналитическую зависимость для оптимальных времен разгона $\mathring{t}_р$ и торможения $\mathring{t}_т$ в виде:

$$t^o_р=t^o_т=J\cdot\omega_м\sqrt{\frac{p\cdot b}{a+b\cdot M_с^2+\left(c\cdot\omega_м^{1,3}\right)/q}}\,, \tag{4}$$

где значения коэффициентов «p» и «q» приведены в табл. 3 для соответствующего вида тахограмм ЧРАД.

Для режимов разгона и торможения ЧРАД на холостом ходу (при $M_с = 0$) последняя зависимость, очевидно, преобразуется к следующему виду:

$$t^o_{р.хх}=t^o_{т.хх}=J\cdot\omega_м\sqrt{\frac{p\cdot b}{a+\left(c\cdot\omega_м^{1,3}\right)/q}}\,. \tag{5}$$

Таблица 3 – Численные значения коэффициентов «p» и «q» в расчетных зависимостях (4) и (5) для определения оптимальных времен разгона и торможения ЧРАД при различных видах тахограмм

		Виды тахограмм ЧРАД				
		квазиоптимальная		параболическая		линейная
Нумерация тахограмм		1а	1б	2а	2б	3
Значения о.е.	p	0,9218	1,0998	4/3	1,2764	1
	q	3,7316	1,3706	3,6	1,7104	2,3

Из зависимостей (4) и (5) определим значение коэффициента λ, характеризующего соотношение между оптимальными временами разгона (торможения) ЧРАД под нагрузкой и на холостом ходу:

$$\lambda=\frac{t^o_р}{t^o_{р.хх}}=\frac{t^o_т}{t^o_{т.хх}}=\sqrt{\frac{a+\left(c\cdot\omega_м^{1,3}\right)/q}{a+b\cdot M_с^2+\left(c\cdot\omega_м^{1,3}\right)/q}}\,. \tag{6}$$

Исходя из рассчитанных значений указанного коэффициента λ, на рис.2 построены графики его изменения для различных видов тахограмм ЧРАД.

На *четвертом этапе* при оптимальных значениях времен разгона и торможения для различных видов тахограмм ЧРАД рассчитаны и построены на рис. 3 (при $M_c = 0$) и рис. 4 (при $M_c = M_н$) электромеханические $[\omega(t), \alpha(t), M(t), I_1(t)]$ и энергетические $[\Delta P_{эм}(t), \Delta W(t)]$ процессы двигателя. При определении в них электромагнитного момента $M(t)$ и модуля статорного тока $I_1(t)$ ЧРАД использовались зависимости [5]:

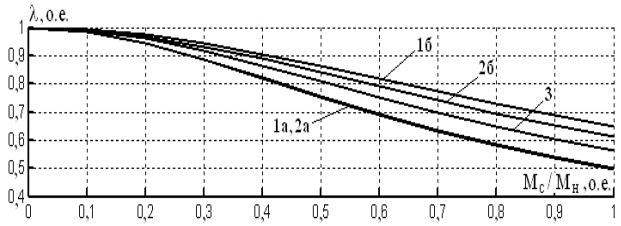


Рис.2 Изменение коэффициента λ от момента сопротивления M_c привода

$$\left.\begin{aligned} M(t) &= M_c + J\,\omega'(t), \\ I_1(t) &= \left[\left(\Psi_{r\text{н}}/L_m\right)^2 + M^2(t)/\left(k_r\,\Psi_{r\text{н}}\right)^2\right]^{0,5}. \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

Перевод размерности электромеханических и энергетических процессов из относительных единиц в абсолютные осуществляется умножением значений в относительных единицах на соответствующие базисные величины, равные: (1/3,14) с – для времени; 52,33 рад./с – для скорости; (1/6) рад. – для положения; 51,53к Нм – для электромагнитного момента двигателя и момента сопротивления привода; 367 А – для модуля статорного тока; 2696,8 кВт – для мощности; 8,5885 кДж – для энергии; 3,1358 кг·м^2 – для момента инерции привода.

Выводы.

1. Установлено (согласно рис. 1), что при всех рассмотренных известных видах тахограмм наблюдаются для ЧРАД явно выраженные минимумы значений ОЭПЭ $\Delta W_р(\mathring{t}_р)$ и $\Delta W_т(\mathring{t}_т)$ в течение режимов разгона от нуля до максимальной скорости $\omega_м$ и торможения от скорости $\omega_м$ до нуля, которым соответствуют определенные значения оптимальных времен разгона $\mathring{t}_р$ и торможения $\mathring{t}_т$. Впервые получены аналитические зависимости (4) и (5) для расчета указанных оптимальных времен, значения которых зависят прямо пропорционально от значений максимальной скорости $\omega_м$ и приведенного момента инерции J привода.

2. Исходя из этих зависимостей (5), (6) и данных из табл. 2 и табл. 3 следует, что при одинаковых видах тахограмм и равных значениях момента сопротивления M_c привода значения оптимальных времен разгона и торможения ЧРАД одинаковы между собой ($\mathring{t}_р = \mathring{t}_т$). С увеличением момента сопротивления M_c значения указанных оптимальных времен разгона $\mathring{t}_р$ и торможения $\mathring{t}_т$ уменьшаются (в соответствии со значениями коэффициента λ, вычисляемого из (6) и показанного графиком на рис. 2).

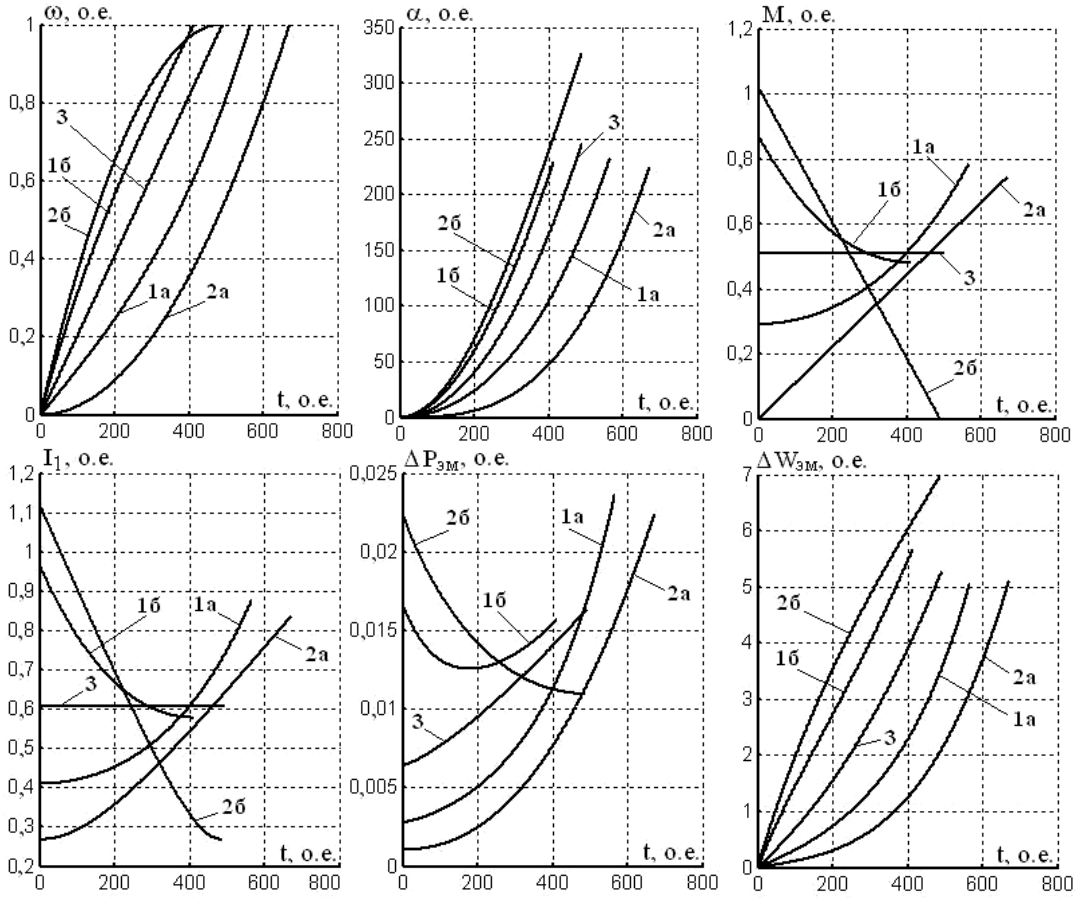
3. Согласно рис. 1 и данным из табл. 2 наименьшие минимальные значения («минимум–миниморум») ОЭПЭ при разгоне и торможении ЧРАД присущи квазиоптимальной тахограмме. Отклонение фактических времен разгона $t_р$ и торможения $t_т$ от их оптимальных значений $\mathring{t}_р$ и $\mathring{t}_т$ приводит в пускотормозных режимах ЧРАД к существенному увеличению (от десятков процентов до нескольких раз) значений ОЭПЭ $\Delta W_р(t_р)$ и $\Delta W_т(t_т)$ по сравнению с их оптимальными значениями $\Delta W_р(\mathring{t}_р)$ и $\Delta W_т(\mathring{t}_т)$.

4. При оптимальных временах разгона $\mathring{t}_р$ и торможения $\mathring{t}_т$ из всех рассмотренных типов тахограмм наилучшим (наименьшим) соотношением значения ОЭПЭ к отрабатываемому при разгоне и торможении положению ЧРАД: $\Delta W_р(\mathring{t}_р)/\alpha_р$ и $\Delta W_т(\mathring{t}_т)/\alpha_т$, – характеризуются (табл. 2) линейная 3 и параболическая (вида 2б) тахограммы.

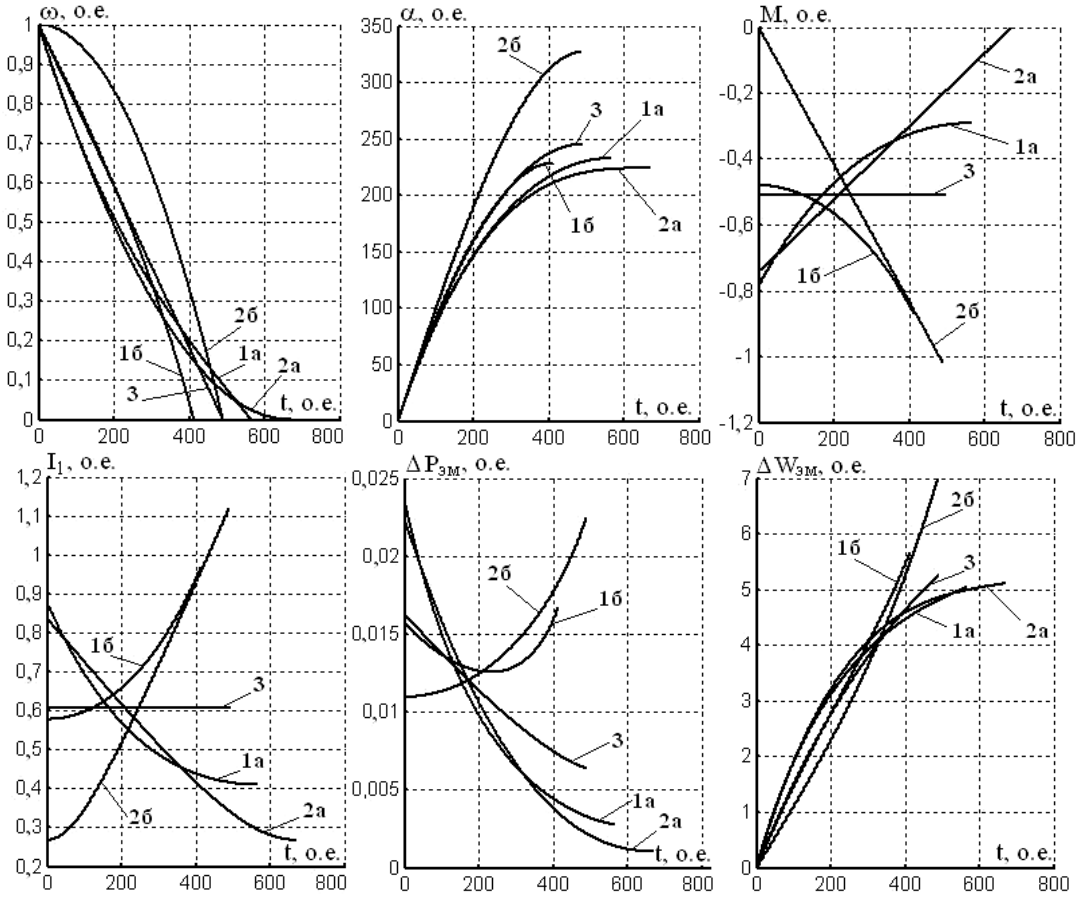
5. Задание оптимальными значений времен разгона и торможения (обеспечивающих минимизацию ОЭПЭ в динамических режимах) является для ЧРАД, функционирующих в интенсивных пускотормозных режимах (например, в приводах прокатных станов, подъемно–транспортных механизмов, столов строгальных станов и др.) эффективным способом энергосбережения, так как позволяет существенно уменьшить электромагнитные потери энергии в электродвигателе практически без дополнительного вложения капитальных затрат.

Список литературы: **1.** Шрейнер Р.Т. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / Р.Т. Шрейнер, Ю.А. Дмитренко. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224с. **2.** Поляков В.Н. Экстремальное управление электрическими двигателями / В.Н. Поляков, Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2006. – 420с. **3.** Петров Ю.П. Оптимальное управление электроприводом / Ю.П. Петров. – М.–Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 187с. **4.** Волков А.В. Энергосберегающее управление скоростью частотно-регулируемого асинхронного двигателя в пускотормозных режимах / А.В. Волков, А.А. Колесников // Электротехника. – 2013. – №5. – С.2-9. **5.** Волков В.А. Расчет оптимальных тахограмм разгона и торможения частотно-регулируемого асинхронного двигателя / В.А. Волков // Електротехніка та електроенергетика. – 2015. – № 2. – С.55 – 64. **6.** Волков В.А. Оптимальное и квазиоптимальное энергосберегающее управление положением частотно-регулируемого асинхронного двигателя / В.А. Волков // Електротехніка та електроенергетика. – 2016. – № 1. – С.25 – 34.

Bibliography (transliterated): 1. Shreyner R.T. Optimal'noye chastotnoy upravleniye asinkhronnymi elektroprivodami / R.T. Shreyner, YU.A. Dmitrenko. - Kishinev: Shtiintsa, 1982. - 224s. **2.** Polyakov V.N. Ekstremal'noye upravleniye elektricheskimi dvigatelyami / V.N. Polyakov, R.T. Shreyner. - Yekaterinburg: UGTU-UPI, 2006. - 420s. **3.** Petrov YU.P. Optimal'noye upravleniye elektropivodom / YU.P. Petrov. - M.-L.: Gosenergoizdat, 1961. - 187s. **4.** Volkov A.V. Energosberegayushcheye upravleniye skorost'yu chastotno-reguliruyemogo asinkhronnogo dvigatelya v puskotormoznykh rezhimakh / A.V. Volkov, A. A. Kolesnikov // Elektrotekhnika. - 2013. - №5. - S.2-9. **5.** Volkov V.A. Raschet optimal'nykh takhogrammy razgona i tormozheniya chastotno-reguliruyemogo asinkhronnogo dvigatelya / V.A. Volkov // Elektrotekhnika i elektroenergetika. - 2015. - № 2. - S.55 - 64. **6.** Volkov V.A. Optimal'noye i kvazioptimal'noye energosberegayushcheye upravleniye polozheniyem chastotno-reguliruyemogo asinkhronnogo dvigatelya / V.A. Volkov // Elektrotekhnika i elektroenergetika. - 2016. – № 1. - S.25 – 34.



а)



б)

Рис. 3 Электромеханические и электромагнитные процессы ЧРАД при $M_c = 0$ (а – разгон, б – торможение)

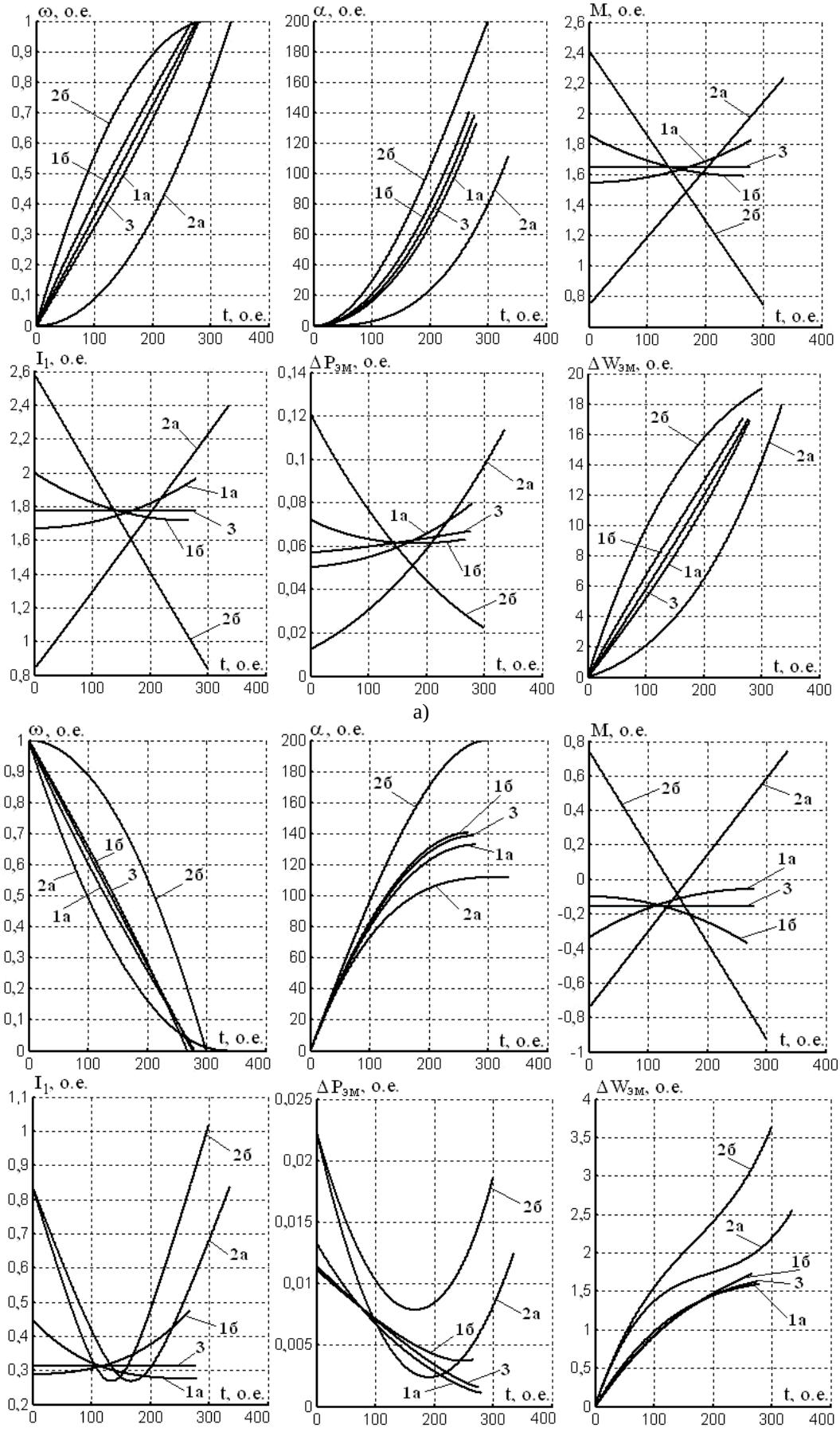


Рис. 4 Электромеханические и электромагнитные процессы ЧРАД при $M_c = M_н$ (а – разгон, б – торможение)

Поступила 09.05.2017

УДК 62-83:612.313

Ю. П. САМЧЕЛЕЕВ, канд. техн. наук, доц., Донбасский государственный технический ун-т, Лисичанск;
Г. С. БЕЛОХА, канд. техн. наук, доц., Донбасский государственный технический ун-т, Лисичанск.

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С РЕЛЕЙНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Введение. Качество работы, характеристики, технико−экономические показатели потребителя электроэнергии во многом зависят от способности источников питания (ИП) реализовать требования, которые предъявляются к ним со стороны потребителя.

Одним из классификационных признаков источников питания является вид их внешней характеристики, в соответствии с которым ИП реализует режим источника напряжения (ИН) $U = const$, источника тока (ИТ) $I = const$, источника мощности (ИМ) $P = const$.

Чтобы иметь право называться источником напряжения, источником тока или источником мощности, ИП должен максимально точно реализовать условия $U = const$, или $I = const$, или $P = const$, т.е. речь идет о реализации предельных возможностей конкретного схемотехнического решения ИП, определяющих его эффективность и, как следствие, области его рационального применения.

Известно, что с ростом количества нелинейных нагрузок, являющихся генераторами высших гармоник в сеть, проблема качества электроэнергии еще больше обостряется.

Поэтому проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) нелинейных нагрузок с сетью по−прежнему стоит на первом месте при разработке любых преобразователей параметров электрической энергии.

В настоящее время наиболее эффективным средством комплексного решения этой проблемы (компенсация неактивной составляющей полной мощности и мощности искажений) являются силовые активные фильтры (САФ) параллельного и последовательного типов.

Поскольку САФ является дополнением к любой преобразовательной системе, то, естественно, усложняется силовая ее часть (возрастает количество полупроводниковых ключей) и система управления.

Одним из возможных путей существенного упрощения преобразовательных систем при высокой степени ЭМС, обеспечения предельного быстродействия и малой чувствительности к действию возмущений является разработка следящих систем с релейным управлением и с приданием им свойств источника тока либо источника напряжения, либо источника мощности. Объединение указанных свойств в одном источнике является предпосылкой к реализации универсального источника питания.

Авторами работы предложено улучшать качество электроэнергии не путем компенсации гармоник, а принудительным, с максимально возможной точностью, приближением действительного тока к величине и форме тока задания. Точность воспроизведения (отслеживания) сигнала задания будет определяться шириной петли гистерезиса релейных регуляторов, т.е. реализуется следящая система с релейным управлением.

Таким образом, работы, направленные на разработку новых схемотехнических преобразовательных систем, реализующих режимы ИТ, ИН и ИМ и обеспечивающие высокое качество потребляемой электроэнергии, более простых чем известные, являются актуальными и востребованными.

Цель работы. Продемонстрировать возможность построения универсального источника питания с широкими функциональными возможностями, высокой степенью электромагнитной совместимости и релейным управлением.

Материал и результаты исследований. В [1] показана возможность построения источников питания реализующих режим $I = const$. Функциональная схема одного из возможных вариантов приведена на рисунке 1.

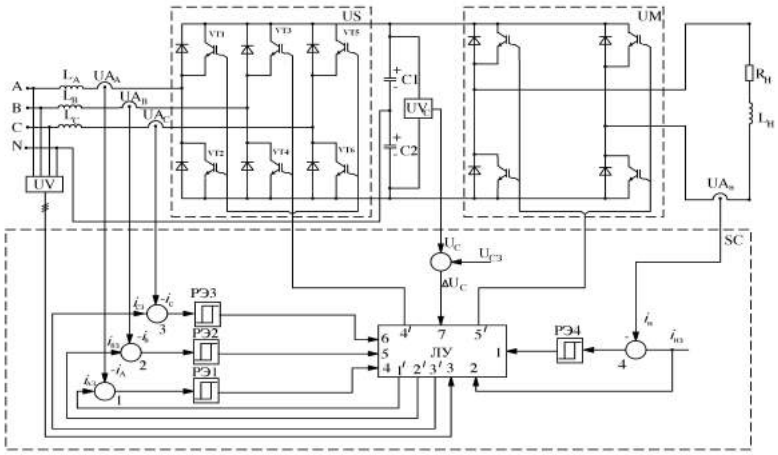


Рис. 1 Функциональная схема источника тока

© Ю.П. Самчелеев, Г.С. Белоха, 2017

Принцип действия, анализ процессов и выбор основных параметров приведен в [1,2]. Процесс формирования токов и реакция на действие возмущений приведены на рисунке 2.

В момент времени t = 0.042 с (рис. 2а) уменьшилось напряжение сети, а в момент времени t = 0.047 с (рис. 2б) уменьшилось сопротивление нагрузки. Видно, что в обоих случаях источник тока нечувствителен к действию возмущений, синусоидальность потребляемых из сети токов и cosφ = 1 сохранились.

На рисунке 2в показана возможность формирования, например, синусоидального тока в нагрузке с изменяемой частотой и амплитудой, при этом ЭМС также не нарушается.

Пример применения ИТ в электроприводе постоянного тока приведен в [3].

На рисунке 3 приведена функциональная схема источника напряжения.

Процесс формирования потребляемых токов, напряжения на нагрузке и реакция ИН на возмущения приведены на рисунке 4. В момент времени t = 0,042 с и t = 0,065 с и соответственно уменьшилось напряжение сети и увеличило сопротивлении нагрузки. Источник не чувствителен к действию возмущений и электромагнитно совместимый с сетью.

На рисунке 4б показаны процессы формирования в нагрузке напряжения синусоидальной формы с возможностью регулирования частоты и амплитуды.

Источник остается электромагнитно совместимым с сетью.

Существует ряд потребителей электрической энергии, которые требуют стабильности подведенной к ним мощности при изменении сопротивления нагрузки в широких пределах.

На рисунке 5 представлен функциональная схема источника, реализующего $P = const$.

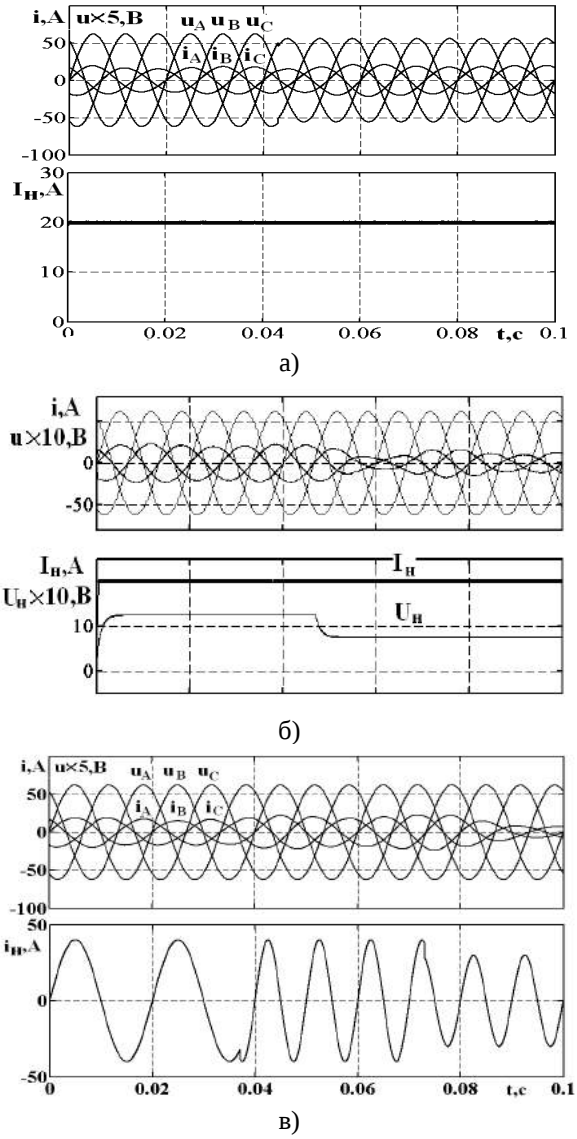


Рис. 2 Процесс формирования постоянного тока нагрузки и реакция на изменения напряжения сети (а), сопротивления нагрузки (б) и формирование переменного тока (в)

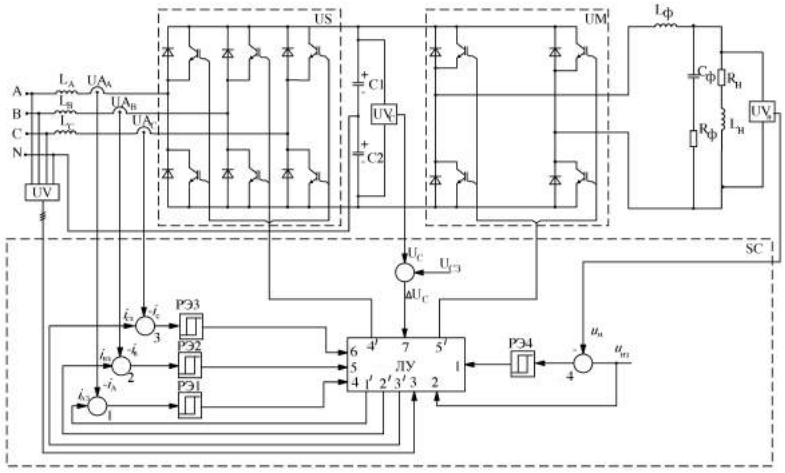
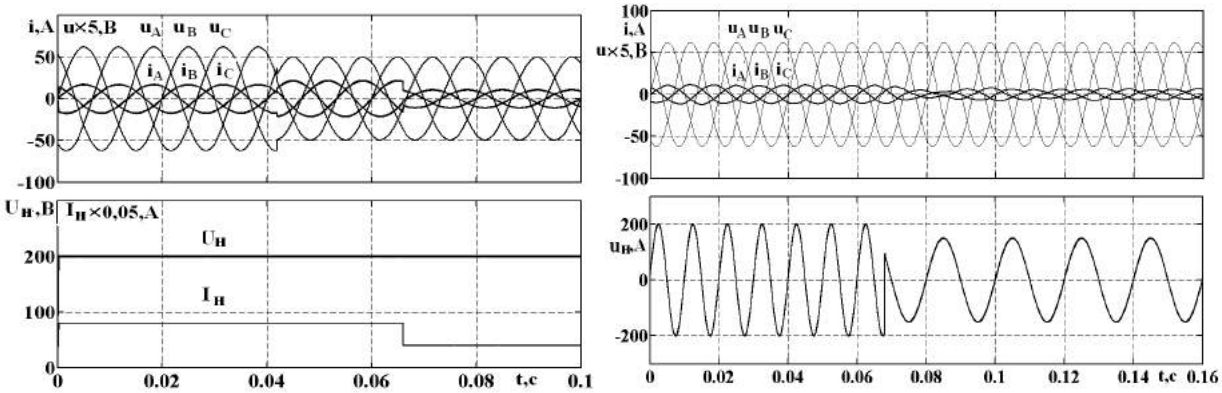


Рис. 3 Функциональная схема источника напряжения



а) б)

Рис. 4 Процесс формирования постоянного напряжения на нагрузке и реакция на возмущения (а) и формирование переменного напряжения (б)

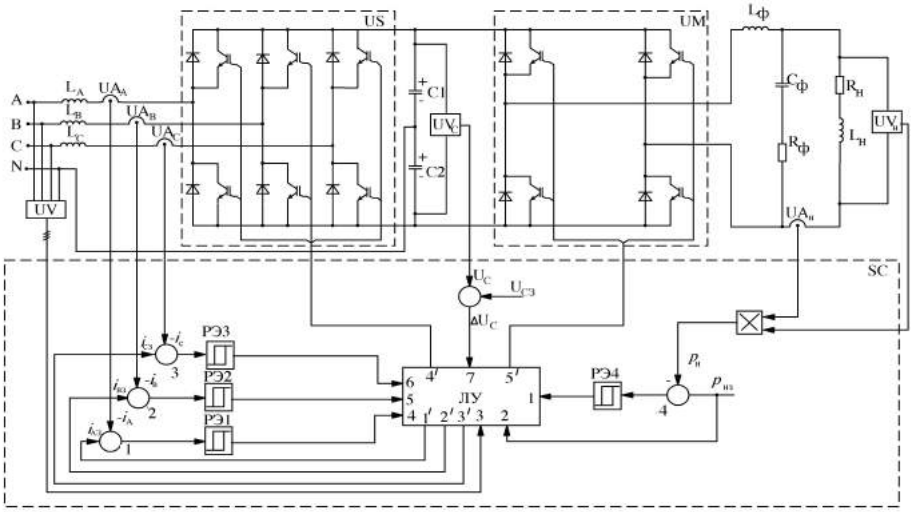


Рис. 5 Функциональная схема источника мощности

Как и в предыдущих случаях на рисунке 6 представлены процессы формирования потребляемых токов, но при реализации режима $P = const$, а также реакция ИМ на действие возмущений. В момент времени t = 0,052 с и t = 0,082 с соответственно уменьшилось напряжение сети и увеличилось сопротивление нагрузки. ИМ не чувствителен к действию этих возмущений и электромагнитно совместим с сетью.

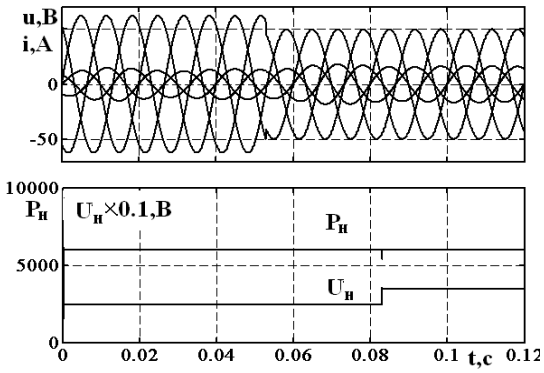


Рис. 6 Процесс формирования токов, мощности на нагрузке и реакция на возмущения

Сравнив схемотехнические решения источников питания, приведенные на рисунках 1, 3, 5, можно сделать вывод, что силовые части и системы управления у них одинаковы. Отличие заключается лишь в выборе параметра обратно связи (ток, напряжение, мощность). Это явилось предпосылкой к созданию универсального источника питания способного реализовать любой из рассмотренных выше режимов.

Функциональная схема универсального источника питания приведена на рисунке 7.

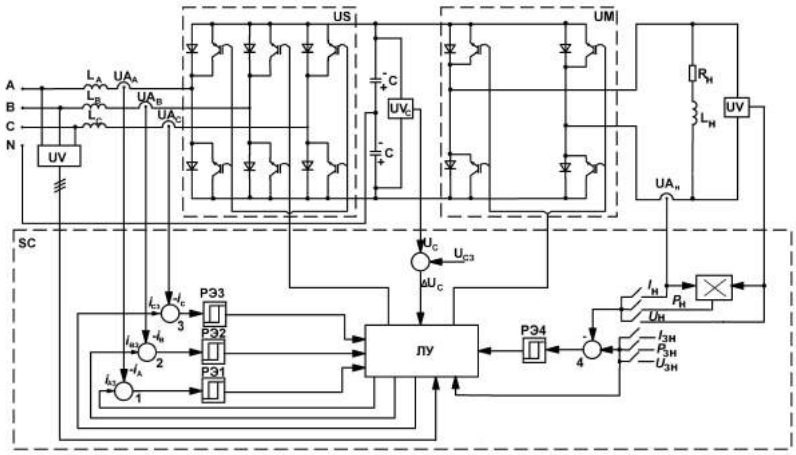


Рис. 7 Схема универсального источника питания

В дополнении к рассмотренным выше режимам можно реализовать режим преобразователя частоты (ПЧ). Для этого необходимо к выходным зажимам UM подключить однофазную сеть переменного тока, а к входным зажимам US трехфазную нагрузку, соединенную по схеме звезды. Процессы формирования трехфазной системы напряжений (аналогично и для тока) при питании от однофазной сети с возможностью регулирования частоты и амплитуды представлены на рисунке 8.

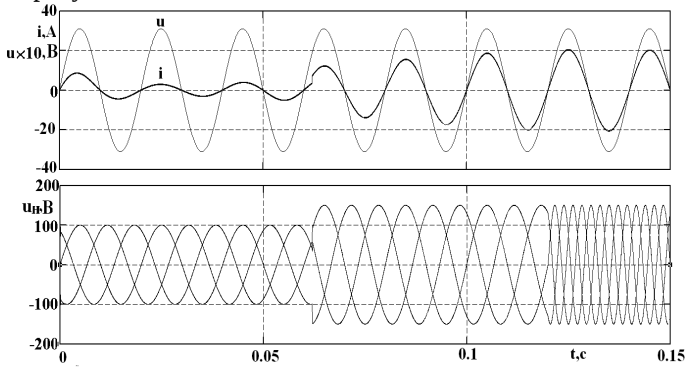


Рис. 8. Работа источника напряжения в режиме преобразователя частоты

В процессе изменения частоты и амплитуды синусоидальность входных токов и cosφ = 1 не нарушаются. Применение источника тока в режиме ПЧ в электроприводе переменного тока рассмотрено в [4].

Выводы.

1. Показана возможность построения универсального источника питания для электроприводов постоянного и переменного тока.

2. Универсальный источник питания электромагнитно совместим с сетью в любых режимах работы и нечувствителен к действию возмущений.

3. Универсальный источник питания кроме режимов *U = const*, *I = const*, *P = const*, может работать в режиме преобразователя напряжения однофазной сети в трехфазную систему токов (напряжения) с возможностью регулирования частоты и амплитуды.

Список литературы: 1. Высокоэффективные источники электропитания: Монография / *Ю. П. Самчелеев, В. Г. Дрючин, Г. С. Белоха, Н. И. Андреева*. – Алчевск: ДонГТУ, 2013. – 219 с. **2.** Пат. 63609, МПК H02M 7/12. Регульоване джерело живлення / *Бєлоха Г.С. Дрючин В.Г., Самчелєєв Ю.П., Шевченко И.С.*; заявник та патентовласник Донбаський державний технічний університет. – №U201103998; заявл. 04.04.2011; опубл. 10.10.2011, Бюл. № 19. **3.** *Самчелеев Ю.П.* Универсальный высокоэффективный источник питания для электроприводов постоянного и переменного тока. / *Ю.П. Самчелеев, В.Г. Дрючин, Г.С. Белоха* // Вісник національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. - №36(1009). – С.317-321.

Bibliography (transliterated): 1. Samcheleev Yu. P., Dryuchin V. G., Beloha G. S. and N. I. Andreeva. *Vyisokoeffektivnyie istochniki elektropitaniya: Monografiya* Alchevsk: DonGTU, 2013.. **2.** Beloha G.S. Dryuchin V.G., Samcheleev Yu.P. and I.S Shevchenko *Regulovane dzherelo zhivlennya*.; Pat. 63609, MPK H02M 7/12. zayavnik ta patentovlasnik Donbaskiy derzhavniy tehnIchniy unIversitet. – #U201103998; zayavl. 04.04.2011; opubl. 10.10.2011, Byul.19. **3.** Samcheleev Ju.P., Drjuchin V.G. and G.S. Beloha. “Universal'nyj vysokojeffektivnyj istochnik pitanija dlja jelektroprivodov postojannogo i peremennogo toka” *Visnik nacional'nogo tehnichnogo universitetu «HPI». Zbirnik naukovih prac'. Serija: Problemi avtomatizovanogo elektroprivodu. Teorija i praktika. No 36(1009),* 2013.317-321. Print.

Поступила 21.05.2017

УДК 631.3:62-833.6:621.31:681.5:656

Д. О. КУЛАГІН, канд. техн. наук, доц., проф., Запорізький національний технічний університет;
П. Д. АНДРІЄНКО, докт. техн. наук, проф., Запорізький національний технічний університет;
В. П. МЕТЕЛЬСЬКИЙ, канд. техн. наук, проф., Запорізький національний технічний університет;
Д. В. ЯЦЕНКО, студент, Запорізький національний технічний університет.

МЕТОДИКА ПІДВИЩЕННЯ ЗАГАЛЬНОГО СТАТИЧНОГО КОЕФІЦІЄНТУ КОРИСНОЇ ДІЇ ДИЗЕЛЬ-ГЕНЕРАТОРНИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ ТРАНСПОРТНИХ ЗАСОБІВ

Вступ. Відповідно до теорії побудови тягових систем дизель-генераторного транспорту [1, 2] за номінальну частоту обертання ротора тягового генератора приймається мінімальна за питомою витратою палива дизельним двигуном частота обертання останнього, при якій на робочій ділянці зовнішньої швидкісної характеристики питома витрата палива мінімальна, а потужність максимальна. Проте, мінімальна питома витрата палива зовсім не означає, що дане паливо витрачається повністю на виконання корисної роботи, адже при суміщенні кривої витрати палива та кривої коефіцієнту корисної дії (ККД) машинно-тракторного агрегату, які наведені для тракторів з електромеханічною трансмісією в роботах [3, 4] та для тепловозів з електричною передачею в роботах [5–7], не важко помітити, що точка мінімуму питомої витрати палива дизельним двигуном та точка максимуму тягового ККД машинно-тракторного агрегату не співпадають. Логічно, що це призводить до нераціональної витрати палива.

Постановка задачі. Стандартна методика вибору елементів схеми дизель-генераторної електромеханічної системи [1–7] передбачає визначення необхідної сили тяги на ободі колеса, потому розрахунок необхідної потужності на валу тягового двигуна з урахуванням діаметра приводного колеса та передаточного числа тягового редуктора, а потому обирається тяговий двигун, тяговий перетворювач частоти та синхронний генератор, дизельний двигун (тобто фактично потужність дизеля обирається за розрахованою потужністю на виході тягового двигуна з урахуванням втрат, які можна розрахувати на основі виразу (1)). Проте, такий підхід не враховує розподіл статичного ККД дизель-генераторної електромеханічної системи в залежності від потужності, що дозволить зменшити питому витрату палива на виконання тягової роботи.

Матеріали дослідження. Виконаємо декомпозицію типової послідовної структури дизель-генераторної електромеханічної системи транспортного засобу, зображену на рис. 1.

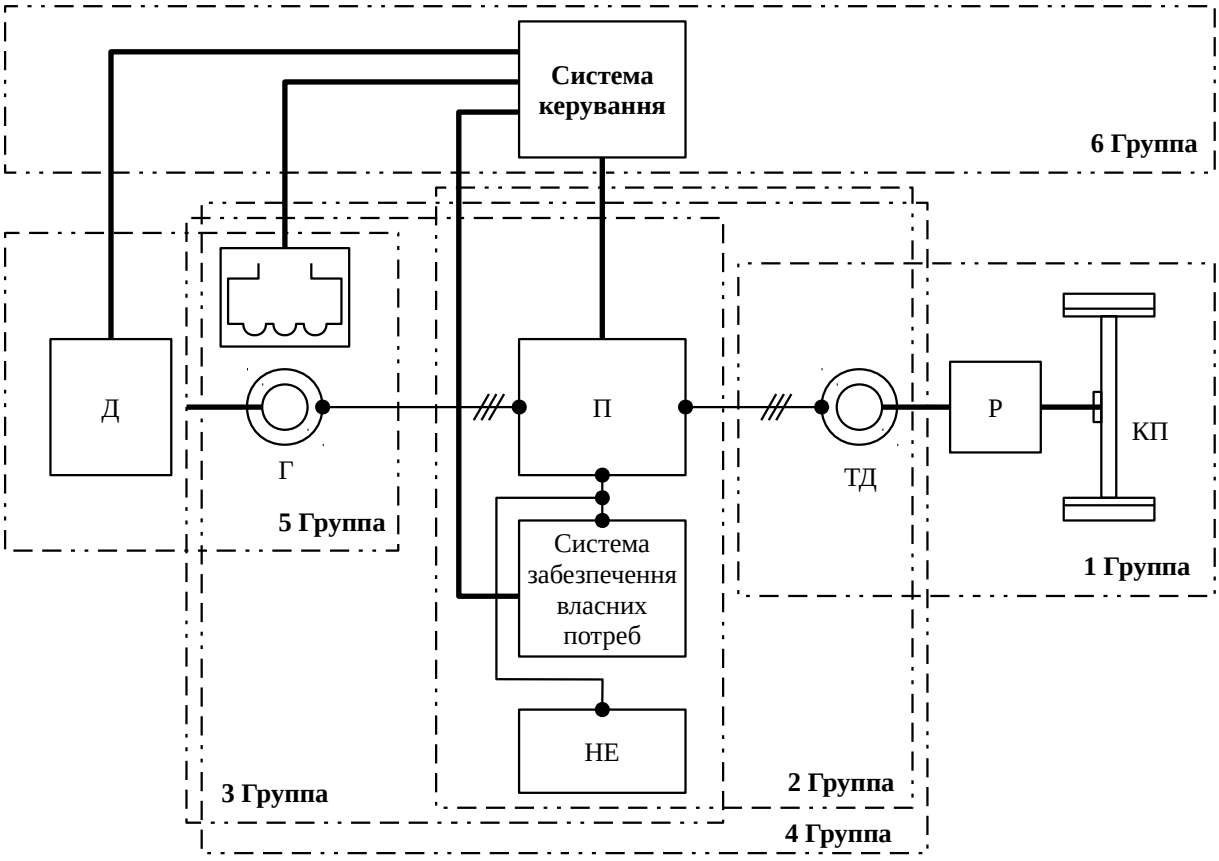


Рис. 1. Структурна схема дизель–генераторної електромеханічної системи транспортного засобу

© Д.О. Кулагін, П.Д. Андрієнко, В.П. Метельський, Д.В. Яценко, 2017

На рисунку 1: Д – дизель, Г – генератор, НЕ – накопичувальний елемент, П – перетворювач, ТД – тяговий двигун, Р – редуктор, КП – колісна пара.

Максимальний ефект з підвищення енергетичного потенціалу можливо досягти розглядаючи групи підсистем вказаної електромеханічної системи транспортного засобу, в яких відбувається перетворення одних видів енергії в інші та відповідні регулювання фізичних характеристик цих видів енергії. Для цього виконаємо декомпозицію структурної схеми електромеханічної системи, представлену на рис. 1, на відповідні групи:

1 група: тяговий двигун – редуктор – колісна пара;
2 група: перетворювач – тяговий двигун;
3 група: генератор – перетворювач;
4 група: генератор – перетворювач – тяговий двигун;
5 група: дизель – генератор;
6 група: загальна система керування всіма ланками та системою в цілому.

Відповідно до проведеної декомпозиції дизель–генераторної електромеханічної системи максимальний загальний статичний ККД дизель-генераторної електромеханічної системи можна знайти за наступним виразом:

$$\eta_{\text{ДГЕМС}\,max} = \eta_{\text{ДД}\,max} \cdot \eta_{\text{ТГ}\,max} \cdot \eta_{\text{ТПЧ}\,max} \cdot \eta_{\text{ТД}\,max} \cdot \eta_{\text{Р}\,max} \quad , \tag{1}$$

де $\eta_{\text{ДД max}}$ – максимальний ККД дизельного двигуна;

$\eta_{\text{ТГ max}}$ – максимальний ККД тягового генератора;

$\eta_{\text{ТПЧ max}}$ – максимальний ККД тягового перетворювача частоти;

$\eta_{\text{ТД max}}$ – максимальний ККД тягового двигуна;

$\eta_{\text{Р max}}$ – максимальний ККД редуктора.

Нехай наявні дві залежності статичного ККД від величини потужності, які наведені на рис. 2.

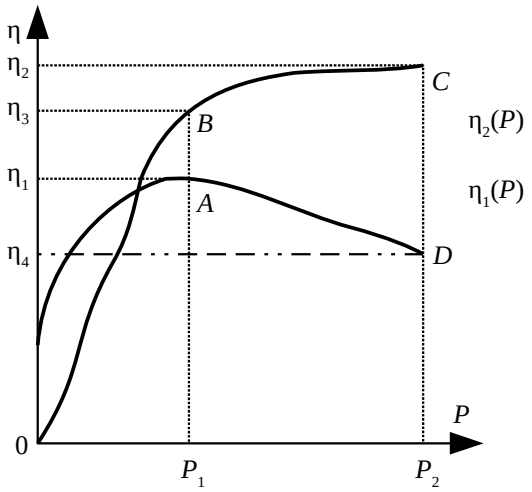


Рис. 2. Залежність ККД двох випадкових елементів від потужності

Перша функція $\eta_1(P)$ досягає свого максимуму в точці А при потужності P_1, де її статичний ККД складає η_1. При цьому статичний ККД другої функції $\eta_2(P)$ при потужності P_1 в точці В складає η_3.

Друга функція $\eta_2(P)$ досягає свого максимуму в точці С при потужності P_2, де її статичний ККД складає η_2. При цьому статичний ККД першої функції $\eta_1(P)$ при потужності P_2 в точці D складає η_4. З описаного приходимо до висновку, що величини статичних ККД функції $\eta_1(P)$ та $\eta_2(P)$ досягаються при різних величинах потужностей і випадковим чином не можуть бути досягнуті одночасно. Отже розрахунок загальної величини статичного ККД за формулою (1) в загальному випадку є невірним і дає неправильне значення максимальної величини статичного ККД послідовно з'єднаних елементів дизель-генераторної електромеханічної системи, адже точки максимуму функцій статичного ККД не досягаються при одній і тій самій потужності одночасно.

Запропонуємо метод для розрахунку загальної величини статичного ККД у випадку проектування без урахування просторового розподілу функції статичного ККД.

По-перше визначається загальна функція статичного ККД дизель-генераторної електромеханічної системи від потужності на основі наступного виразу:

$$\eta_{\text{ДГЕМС}}(P) = \eta_{\text{ДД}}(P) \cdot \eta_{\text{ТГ}}(P) \cdot \eta_{\text{ТПЧ}}(P) \cdot \eta_{\text{ТД}}(P) \cdot \eta_{\text{Р}}(P) \quad , \tag{2}$$

По-друге знаходиться точка екстремуму даної функції (їх може бути декілька).

По-третє знаходиться максимальна величина статичного ККД дизель-генераторної електромеханічної системи в знайдених точках екстремуму.

Такий підхід дозволить точно і вірно визначити величину статичного ККД дизель-генераторної електромеханічної системи. Проте, при проектуванні без урахування можливості суміщення точок екстремуму кривих статичного ККД, як зазначалось вище, досягти максимально можливої величини статичного ККД неможливо.

Стандартний підхід щодо синтезу електромеханічної системи дозволяє отримати випадковий розподіл функції статичного ККД елементів в залежності від потужності. Для декомпозованої структури електромеханічної системи на прикладі трактору «Беларус 3023» розраховано залежність статичного ККД елементів від потужності, що наведено в результатах досліджень робот [1, 2]. За даними цих досліджень визначено граничну величину статичного коефіцієнта корисної дії такої системи, яка становить 0.8897 для механічної частини трансмісії [1, 2], 0.8649 для електричної частини трансмісії [1, 2] та 0.7695 для всієї електромеханічної трансмісії [1, 2]. Покажемо, що дані величини не є граничними. Для цього доповнимо стандартну методику вибору елементів. Пропонується наступна методика вибору елементів схеми дизель-генераторної електромеханічної системи.

1 етап. Визначення бажаної тягової характеристики.

2 етап. Визначення встановленої потужності на вихідному валу тягового двигуна для забезпечення даної тягової характеристики з урахуванням діаметра колеса, передаточного числа та статичного ККД тягового редуктора.

3 етап. Попередній вибір редуктора**,** тягового двигуна, перетворювача частоти, накопичувальної системи та генератора, визначення приблизного статичного ККД всієї електромеханічної системи.

4 етап. Розрахунок номінальної потужності дизельного двигуна з урахуванням статичного ККД всієї електромеханічної системи та вибір відповідного типу дизеля. Потому виконується визначення кривої статичного ККД дизельного двигуна в залежності від потужності.

На даному етапі здійснюється перевірка редуктора за кривою його статичного ККД – якщо точка максимуму кривої статичного ККД тягового редуктора знаходиться в околі точки максимуму дизельного двигуна, то вибір тягового редуктора можна вважати остаточним, в противному випадку обирається редуктор, який відповідає вимогам за передаточним числом та іншими технічними вимогами (параметри валів, кріплення, максимальні величини обертових моментів та інше) і точка максимуму кривої статичного ККД якого знаходиться в околі точки максимуму статичного ККД дизельного двигуна (бажаним є щоб даний окіл був якомога меншим). Причому ширина даного околу за діапазоном потужності повинна відповідати певним визначеним межам, які можуть, наприклад, відповідати найбільш вірогідній робочій зоні транспортного засобу за діапазоном потужності.

5 етап. Вибір номінальної частоти обертання тягового генератора, його потужності та типу. Потому виконується визначення кривої статичного ККД тягового генератора в залежності від потужності.

Якщо точка максимуму кривої статичного ККД тягового генератора знаходиться в околі точки максимуму кривої статичного ККД дизельного двигуна, то вибір генератора можна вважати остаточним, в противному випадку обирається тяговий генератор, який відповідає вимогам за частотою та потужністю і точка максимуму кривої статичного ККД якого знаходиться в околі точки максимуму статичного ККД дизельного двигуна. За номінальну частоту обертання ротора тягового генератора приймається оптимальна за питомою витратою палива обраним дизельним двигуном частота обертання останнього, при якій на робочій ділянці зовнішньої швидкісної характеристики питома витрата палива мінімальна, а обертовий момент та статичний ККД максимальні.

6 етап. Вибір відповідного тягового перетворювача частоти з урахуванням напруги тягового генератора. Потому виконується визначення кривої статичного ККД тягового перетворювача частоти в залежності від потужності.

Якщо точка максимуму кривої статичного ККД тягового перетворювача частоти знаходиться в околі точки максимуму кривої статичного ККД дизельного двигуна, то вибір перетворювача частоти можна вважати остаточним, в противному випадку обирається перетворювач частоти, який відповідає іншим технічним вимогам і точка максимуму кривої статичного ККД якого знаходиться в околі точки максимуму статичного ККД дизельного двигуна.

7 етап. Вибір відповідної конструкції та типу накопичувальної системи.

8 етап. Перевірка обраного обладнання за умови забезпечення встановленої тягової характеристики та інших умов (масо-габаритні вимоги, перевірка на нагрів, міцність та інше).

9 етап. Зміна та уточнення параметрів за наслідками перевірки для забезпечення всього комплексу технічних вимог.

Максимальна величина статичного ККД електричної частини трансмісії з елементами, обраними за запропонованою методикою складає 0.8911 [8], що є більшим ніж у базової версії трактору (відповідно до розрахунків у дослідженнях [1, 2] статичний ККД електричної частини трансмісії складає 0.8649), в якій елементи трансмісії обирались лише за умови забезпечення технічних вимог без урахування можливості суміщення точок екстремуму кривих ККД.

Окрім того, варто зазначити, що величина статичного ККД електричної частини трансмісії на рівні 0.8649 скоріш за все визначена на основі стандартного підходу щодо добутку максимальних величин статичного ККД кожного з елементів трансмісії (на підтвердження цього можна перевірити величину статичного ККД електромеханічної трансмісії, яка складає 0.7695 [1, 2], а при цьому статичний ККД електричної частини трансмісії складає 0.8649 [1, 2], статичний ККД механічної частини трансмісії складає 0.8897 [1, 2]. При перевірці нашого припущення маємо 0.7695 = 0.8649 · 0.8897, 0.7695 = 0.7695), що є невірним, як показано вище. Вочевидь реальна величина статичного ККД базової конструкції електромеханічної системи є нижчою, а отже й отриманий приріст за наведеною методикою є більшим.

Висновок. Запропоновано методику підвищення енергоефективності дизель-генераторної електромеханічної системи транспортного засобу за статичними характеристиками, за яким на відміну від існуючих методів використовуються синергетичні властивості декомпозованих елементів електроприводу під час його проектування шляхом вибору таких елементів декомпозованої структури, у яких точка екстремуму функції статичного ККД лежить в мінімальному околі точки екстремуму кривої статичного ККД дизельного двигуна, що дозволяє отримати максимальну величину статичного ККД всієї структури при досягненні найбільш раціонального питомого рівня споживання палива.

Використання запропонованої методики на прикладі трактору «Беларус 3023» дозволило досягти приросту ККД на 2.62%.

Список літератури: 1. Амельченко П. А. Выбор типа и параметров современной тракторной трансмиссии / П. А. Амельченко, Д. А. Дубовик, И. Н. Жуковский, А. В. Ключников, А. И. Жуковский // Тракторы и сельхозмашины. – 2013. – №8. – С. 14-19. 2. Амельченко П. А. Электрическая тяга и электроотбор мощности с.-х. трактора / П. А. Амельченко, И. Н. Жуковский, А. Г. Стасилевич, А. В. Ключников, А. И. Жуковский // Тракторы и сельхозмашины. – 2014. – №9. – С. 3-10. 3. Исаков П. П. Электромеханические трансмиссии гусеничных тракторов / П. П. Исаков, П. Н. Иванченко, А. Д. Егоров – Л. : Машиностроение, 1981. – 302 с. 4. Исаков П. П. Трактор ДЭТ-250 и его модификации / П. П. Исаков, И. С. Кавъяров, В. С. Большухин – М.: Машиностроение, 1975. – 424 с. 5. Тищенко А. И. Справочник по электроподвижному составу, тепловозам и дизель-поездам / Под ред. А. И. Тищенко. – Т. 1. – М. : Транспорт, 1976. – 432 с. 6. Рудая К. И. Тепловозы. Электрическое оборудование и схемы. Устройство и ремонт: Учеб. для техн. шк. / Рудая К. И., Логинова Е. Ю. – М. : Транспорт, 1991. – 303 с. 7. Гетьман Г. К. Теория электрической тяги : монография : в 2 т. / Г. К. Гетьман – Д. : Изд-во Маковецкий, 2011. – Т. 2. – 363 с. 8. Кулагін Д. О. Investigation of peculiarities of decomposition of traction electric drives of mobile electrotechnical complexes / Кулагін Д. О., Яценко Д. В. // Технологічний аудит та резерви виробництва. – 2015. – № 2/1(34). – С. 31-38.

Bibliography (transliterated): 1. Amelchenko, P. A., D. A. Dubovik, I. N. Zhukovskiy, A. V. Klyuchnikov, A. I. Zhukovskiy. Vyibor tipa i parametrov sovremennoy traktornoy transmissii. Traktoryi i selhozmashinyi.2013. 14-19. 2. Amelchenko, P. A., I. N. Zhukovskiy, A. G. Stasilevich, A. V. Klyuchnikov, A. I. Zhukovskiy Elektricheskaya tyaga i elektrootbor moschnosti s.-h. traktora. Traktoryi i selhozmashinyi. 2014. 9. 3-10. 3. Isakov, P. P. P. N. Ivanchenko, A. D. Egorov Elektromehanicheskie transmissii gusenichnyih traktorov. 1981. 302. 4. Isakov, P. P. I. S. Kavyarov, B. C. Bolshuhin. Traktor DET-250 i ego modifikatsii. M.: Mashinostroenie. 1975. 424. 5. Tischenko, A. I. Spravochnik po elektropodvizhnomu sostavu, teplovozam i dizel-poezdam. M. : Transport. 1976. 432. 6. Rudaya, K. I. Loginova E. Yu. Teplovozyi. Elektricheskoe oborudovanie i shemyi. Ustroystvo i remont: Ucheb. dlya tehn. shk. M. : Transport. 1991.303. 7. Getman, G. K. Teoriya elektricheskoy tyagi : monografiya. D. : Izd-vo Makovetskiy. 2011. 363. 8. Kulagin, D. O., Jacenko, D. V. Investigation of peculiarities of decomposition of traction electric drives of mobile electrotechnical complexes. Tehnologichnij audit ta rezervi virobnictva. 20152/1(34). 31-38.

Надійшла 05.06.2017

УДК 621.311.61

О. Н. СИНЧУК, докт. техн. наук, проф., Криворожский национальный университет;
Ю. Б. ФИЛИПП, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
В. А. ФЕДОТОВ, ст. преп., Криворожский национальный университет.

ОБЗОР ХАРАКТЕРИСТИК АККУМУЛЯТОРОВ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ТЯГОВЫХ АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ ШАХТНЫХ КОНТАКТНО-АККУМУЛЯТОРНЫХ ЭЛЕКТРОВОЗОВ

Введение. На отечественных железорудных предприятиях для перевозки железорудного сырья и доставки материалов и людей в подземные горные выработки используют электровозный транспорт. В практике эксплуатации контактных электровозов через незначительное расстояние между контактным проводом (КП) и работающими горняками, к сожалению, имеют место поражения людей электрическим током и, как правило, 100 % из них с летальным результатом.

Постановка задачи. Одним из реальных направлений устранения этого негативного фактора является использование комбинированных по виду питания, электровозов. При этом, когда в магистральных выработках, где КП расположенный на довольно недоступной для несанкционированного прикосновения его горняками, электровоз получает питание от контактного провода, а при функционировании в особо опасных по высоте для горняков местах – погрузочных выработках – питание осуществляется от автономных источников [1]. На рис. 1 представлен один из возможных вариантов синергетической структуры тягового электромеханического комплекса такого электровоза для варианта автономного источника питания тяговой аккумуляторной батареи (ТАБ) [2,3].

Вместе с тем отмечаем, что в качестве автономного источника электрической энергии питания тяговых электромеханических комплексов электровозов могут быть использованы разные виды накопителей: аккумуляторы, суперконденсаторы и т.п. При этом отметим, что тактика подхода к созданию контактно-аккумуляторных электровозов может иметь два направления. Первое, это когда напряжение ТАБ равняется напряжению тяговой сети, и второе - напряжение ТАБ меньше напряжения контактной сети, и его достаточно лишь для кратковременного передвижения электровоза на низкой скорости при перестановке вагонеток при погрузочно-разгрузочных операциях. Цель исследований - выбор оптимальных параметров и типов аккумуляторов для тяговой батареи шахтного вида контактно-аккумуляторного электровоза.

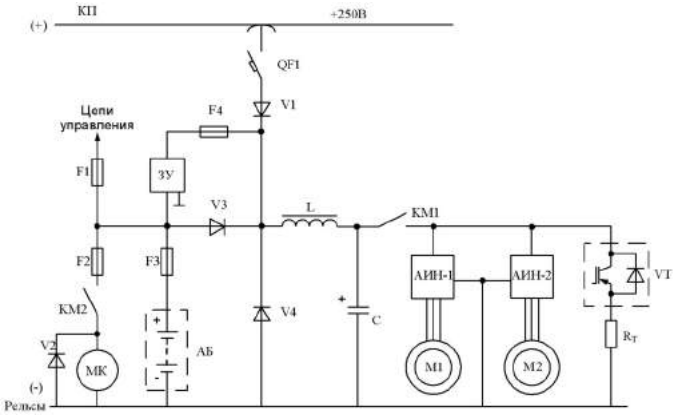


Рис. 1 Структура тягового электромеханического комплекса контактно-аккумуляторного электровоза

Материалы исследования. Выбор типа, вида и параметров ТАБ определяется динамическими характеристиками электровозного состава и эффективностью тяговой системы в целом. Приведем пример расчета ТАБ для случая работы под пунктами погрузки. По технологии процесса погрузки руды в состав, перемещение вагонеток под пунктами погрузки (люками) производится электровозом. Для полного заполнения вагонеток рудой их перестановка под люком осуществляется дважды – по каждой заполняемой половине содержимого кузова.

Как показали замеры в шахтах, длительность перестановки вагонетки под люком составляет в среднем около 10 с, и суммарное время перестановки всех вагонеток в составе составит 250 с. Выбор параметров ТАБ осуществляется исходя из требований по выполнению технологических операций электровозной откатки. Общая необходимая величина емкости ТАБ за период погрузки составит:

$$Q_\Sigma = Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4$$

где Q_1 – расход емкости ТАБ на выполнение перестановок вагонеток под люками; Q_2 – расход емкости ТАБ на проезд подвижного состава по погрузочной выработке; Q_3 – расход емкости батареи при работе двигателя компрессора электровоза; Q_4 – расход емкости батареи на работу осветительных приборов электровоза. С учетом КПД и дополнительных затрат емкости ТАБ на протяжении рейса электровоза будет необходима общая емкость батареи около 70 А·ч. Этот расход емкости будет восполняться после подключения батареи к контактной сети на магистральных выработках.

На рынке аккумуляторных батарей в качестве химического источника тока для электротранспорта предлагается несколько видов аккумуляторов: свинцово-кислотные, литий-ионные, натрий никель-хлоридные и никель-кадмиевые. По вопросу эксплуатационных характеристик известной линейки типов аккумуляторных батарей можно отметить следующее:

© О.Н. Синчук, Ю.Б. Филипп, В.А. Федотов, 2017

1. Свинцово-кислотный аккумулятор: КПД – 80÷90%, рабочая температура может колебаться в пределах от – 40 до + 40 градусов Цельсия, напряжение разряженного аккумулятора – 1,8 Вольт, ЭДС заряженного аккумулятора – 2,18 Вольт, напряжение – 2 Вольта, энергоёмкость – 30-60 Вт·ч/кг. Цикл жизни составляет 1000-1500 разряд/заряд батареи.

2. Литий-ионный аккумулятор: напряжение заряженного элемента – 4,2 Вольта, напряжение разряженного – 2,75 Вольта, температурный режим - –20 до +60 градусов Цельсия, время заряда – 2-4 часа. Цикл жизни – свыше 1000 разряд/заряд аккумулятора.

3. Натрий-никель-хлоридный аккумулятор: рабочая температура - + 300 градусов Цельсия, энергоемкость – 730 Вт·ч/кг, ЭДС – 2,6 Вольта. Цикл жизни – более 1000 разряд/заряд аккумулятора.

4. Никель-кадмиевый аккумулятор: рабочая температура от -50 до +40 градусов Цельсия, напряжение рабочее – 1, 3 Вольта, ЭДС – 1,37 Вольта, мощность – 150-500 Вт/кг, энергоемкость – 65 Вт·ч/кг. Цикл жизни – свыше 1000 разряд\заряд аккумулятора.

В настоящее время для шахтных электровозов используются никель-железные аккумуляторы (Ni-Fe) как более дешевые за никель-кадмиевые аккумуляторы (Ni-Cd), не содержащие токсичный кадмий, имеющие оптимальный срок службы и высокую механическую прочность. Однако они характеризуются высоким саморазрядом и низкой отдачей по энергии.

Существуют также три основных вида никель-кадмиевых аккумуляторов: негерметичные с ламельными (ламельные аккумуляторы) и спеченными электродами (безламельные аккумуляторы) и герметичные. Наиболее дешевые ламельные никель-кадмиевые аккумуляторы характеризуются плоской разрядной кривой, высокими ресурсом и прочностью, но повышенной удельной энергией. Удельная энергия, скорость разряда Ni-Cd аккумуляторов со спеченными электродами выше, они работоспособны при низких температурах, но более дорогие, характеризуются эффектом памяти и способностью к тепловому разгону. Герметичные Ni-Cd аккумуляторы характеризуются горизонтальной разрядной кривой, высокими скоростями разряда и способностью действовать при низких температурах, но они дороже герметизованих свинцовых аккумуляторов и характеризуются эффектом памяти. Недостатком никель-кадмиевых аккумуляторов является применение токсичного кадмия.

Свинцово-кислотные аккумуляторы имеют неплохие характеристики, а разработка их герметизированных конструкций ставит вопрос об их использовании в рудничных электровозах. Удельные весовые и объемные характеристики свинцово-кислотных аккумуляторов достигнуты на уровне 20 – 50 Вт·ч/кг и 50 - 100 Вт·ч/л. К сожалению, коэффициент использования активных масс у свинцово-кислотных аккумуляторов достаточно низок, что обусловлено неравномерностью распределения процесса по толщине электродов и затруднением доставки серной кислоты к зоне реакции. Поэтому процесс протекает в основном на поверхности пластин. При малых и средних токах разряда электрод разряжается более равномерно, и коэффициент использования активных масс повышается, но не более чем до 65 – 80 %. По мере разряда, внутреннее сопротивление свинцово-кислотного аккумулятора увеличивается из-за роста сопротивления активных масс и электролита. При температуре ниже 0 ºС внутренне сопротивление аккумуляторов значительно возрастает из-за охлаждения электролита.

Обобщая анализ характеристик свинцово-кислотных аккумуляторов, можно отметить, что использование свинцово-кислотных аккумуляторов для контактно-аккумуляторных электровозов имеет свои преимущества и недостатки. Так среднее разрядное напряжение у свинцово-кислотных аккумуляторов представляет – 2,1 В на один элемент, тогда как в щелочных – 1,1 В. Энергия разряда кислотных аккумуляторов по некоторым оценкам может в 1,4 ÷ 2,1 раза превышать энергию щелочных аккумуляторов. Но следует указать, что во время зарядки свинцово-аккумуляторных батарей в контактно-аккумуляторных электровозах (торможение с электрической рекуперацией энергии, подзаряд батарей во время движения электровоза) химические реакции, которые протекают, могут быть опасными, особенно в случае высокой интенсивности зарядки. В свинцово-кислотных батареях может происходить выделение водорода и кислорода в результате гидролиза воды, которые повышают риск возникновения взрыва в горных выработках. Для этого случая система подзаряда должна эффективно контролировать процесс заряда батарей и не допускать выделения водорода и кислорода.

В литий-ионных аккумуляторах для отрицательного электрода применяют углеродный материал, в котором активным материалом положительного электрода служит оксид кобальта, в который также вмонтированы ионы лития. Электролитом является раствор соли лития в неводном растворителе. Удельные весовые и объемные характеристики современных литий-ионных аккумуляторов достигнуты на уровне 100 – 260 Вт·ч/кг и 250 – 800 Вт·ч/л. Рабочее напряжение аккумуляторов составляет 3,5 – 3,7 В, а работоспособность сохраняется при снижении емкости до уровня 20 % С.

Литий-ионные аккумуляторы имеют высокую удельную энергию, высокий ресурс и способны работать при низких температурах. Благодаря высокой удельной энергии их производство в последние годы резко увеличилось. У литиевых аккумуляторов есть только два важных недостатка – высокая цена, и необходимость иметь специальную (обычно – встроенную) систему контроля заряда/разряда, которая предотвращает склонность литиевых аккумуляторов к самовозгоранию и, даже, взрыва при нарушении условий эксплуатации.

По удельной энергии после литий-ионных аккумуляторов на второе место выходят натрий никель-хлоридные аккумуляторы, которые больше приспособлены к работе в тяжелых условиях эксплуатации. Также у этого вида аккумуляторных батарей есть свои преимущества и недостатки. К преимуществам можно отнести: высокую удельную емкость, сопоставимую с литий-ионными аккумуляторами, низкую стоимость и широкую доступность основных материалов аккумулятора, большое время жизни аккумулятора - свыше 1000 полных цик-

лов заряда/разряда и свыше 7 лет активной эксплуатации, стойкость к выходу из строя отдельных аккумуляторных элементов в батарее через очень низкое сопротивление элементов, которые вышли из строя (до 5% от общего количества), высокую экологическую безопасность (основные компоненты натрий никель-хлоридных аккумуляторов экологически опасны).

Внешне элемент никель-хлоридных аккумуляторов представляет собой стальной прямоугольный параллелепипед, в который засыпается металлический натрий (материал отрицательного электрода), вставляется керамическая трубка из бета-глинозема, являющаяся одновременно и изолятором между положительным и отрицательным электродами, и твердым электролитом, проницаемым для ионов натрия. В керамический сепаратор засыпается материал положительного электрода: хлорид никеля и хлорид железа, порошок алюмохлорида натрия и вставляется контактная пластина, вывод которой располагается на торце аккумуляторного элемента. Поскольку все материалы электродов являются твердыми веществами при нормальных условиях, то для работы аккумулятор следует держать в разогретом до 300 °С состоянии.

Современные аккумуляторы являются не чисто натрий никель-хлоридными, а натрий никель-железо-хлоридными. Введение хлорида железа в состав положительного электрода способствует более низкому внутреннему сопротивлению аккумулятора. Также при разряде чисто натрий никель-хлоридной системы в конце разряда резко падает выходная мощность (почти в 2 раза), а при добавлении хлорида железа удается избежать данного эффекта.

Утилизация аккумуляторов очень проста – их можно отправлять на переплавку без какой-либо разборки аккумулятора. В результате переплавки образуется железо-никелевый сплав, который может использовать сталелитейная промышленность. Даже при простом выбрасывании батарея мало опасна для окружающей среды (основные компоненты и стальной корпус для окружающей среды либо малотоксичны либо вообще нетоксичны).

Внешний корпус батареи представляет собой стальной двустенный корпус, между стенками которого создан вакуум. Такой термос позволяет избежать большого рассеяния тепла батареей (в нормальных условиях рассеивается около 100Вт тепла), что важно не только для функционирования аккумуляторов, но и для обеспечения безопасности использования.

Для поддержания постоянства внутренней температуры внутри корпуса батареи имеется нагреватель и система воздушного охлаждения. Для разогрева аккумуляторов до рабочей температуры нагревателю требуется около суток. Потом нагреватель поддерживает температуру на рабочем уровне (выше 270 °С) за счет энергии батареи. При разряде выделяется около 10% от выданной энергии, что требует охлаждения аккумуляторов до температуры ниже максимальной рабочей (350 °С).

Для поддержки правильной работы аккумуляторной батареи должна быть встроена специальная система управления режимами работы. Система поддерживает внутреннее состояние батареи на оптимальном уровне, автоматически отключает питание при отсутствии нагрузки и в критических ситуациях (имеется встроенный датчик крушения). Вся система может управляться через последовательный порт компьютера с Windows. Доступна не только функция мониторинга состояния батареи в реальном времени, но и возможность тюнинга параметров аккумуляторной батареи под конкретную область применения.

К недостаткам натрий никель-хлоридных аккумуляторов можно отнести - необходимость наличия интеллектуальной системы управления батареей, необходимость поддержки высокой рабочей температуры внутри батареи (на уровне 300 °С и около 100 Вт мощности для поддержки этой температуры), для разогрева холодной батареи и приведение ее в рабочее состояние необходимо не менее суток.

Продолжительный срок эксплуатации и высокие показатели циклования ставят натрий никель-хлоридные аккумуляторы на одно из первых мест среди существующих аккумуляторов. На данный момент единым важным препятствием является завышенная стоимость данного типа батарей. Как только состоится снижение цены одного киловатт-часа емкости батареи к уровню 300USD, что реально может быть достигнуто (себестоимость производства составляет меньше 150USD за 1 кВт·ч), то использование их в электротранспорте, в том числе и в электровозах, станет реальностью. Основные технические и экономические показатели аккумуляторов различных электрохимических систем приведены в таблице 1.

Таблица 1 Параметры аккумуляторов различных электрохимических систем.

Электрохимическая система аккумулятора	Диапазон рабочих температур аккумуляторов, °С	Удельная энергия аккумулятора, Вт·ч/кг	Относительная стоимость единицы энергии, грн/Вт·ч	Потеря емкости при хранении в заряженном состоянии, %/месяц	Срок службы в режиме постоянного подзаряда. год
Свинцово-кислотная, герметичная	-20 +40	20-50	0,8-1,8	10-15	3-10
Никель-кадмиевая, герметичная	-40 + +45	20-55	1,5-2	до 10	до 20
Литий-ионная	-10-+50	100-260	2.5-4	5-25	до 5
Никель-хлоридная	-20 - +40	40-100	1.6-2,4	15-25	до 5

Между тем, при проектировании контактно-аккумуляторных электровозов приходится решать вопрос выбора типа аккумулятора с учетом весо-габаритных показателей и энергоресурса. Проведенный анализ в этом

направлении показал, что в ближайшей перспективе наиболее целесообразным будет применение литий-ионных и натрий никель-хлоридных видов аккумуляторов, в которых удельная весовая энергия будет составлять больше 200 Вт·ч/кг при ресурсе 3000 циклов (против 1000 циклов на сегодняшний день) и стоимости 0,12 $/Вт·ч.

В 1996 году были изобретены литий-железо-фосфатные аккумуляторы, а массовое производство таких аккумуляторов было развернуто в 2008 г. Литий-железо-фосфатный аккумулятор является, на самом деле, разновидностью литий-ионного, в котором в катоде вместо кобальтата лития использован материал из LiFeP04. Такая замена материала катода привела к настолько существенному изменению параметров, что литий-железо-фосфатные аккумуляторы часто рассматривают как отдельную категорию источников питания. По сравнению с литий-ионными, да и другими аккумуляторами, литий-железо-фосфатные обладают практически рекордной долговечностью. Известны аккумуляторы этой системы, допускающие 7000 циклов заряда-разряда при снижении емкости до 80% от первоначального значения. Также, в отличие от обычных литий-ионных, данные аккумуляторы очень медленно деградируют при хранении, что позволяет хранить их до 15 лет. Литий-железо-фосфатные аккумуляторы можно зарядить примерно за 15 минут. Интересной особенностью является то обстоятельство, что большую часть времени работы аккумулятор поддерживает на выводах стабильное напряжение 3,2 В. В ряде случаев это позволяет обойтись без дополнительных стабилизаторов напряжения, усложняющих конструкцию и снижающих КПД устройства.

Перспективный литий-серный тип аккумуляторов, создан в 2004 году за счет применения другой конструкции катода. В литий-серных аккумуляторах он представляет собой жидкость, содержащую серу, что позволило увеличить максимальную плотность тока. При зарядке сера и литий превращаются в сульфид лития, при разрядке происходит обратный процесс разложения сульфата на серу и литий. Литий-серные аккумуляторы дают напряжение около 2,1 В, такое же, как у свинцово-кислотных аккумуляторов. Существующие образцы литий-серных аккумуляторов имеют удельную емкость до 400 Вт·ч/кг, теоретически же удельная емкость таких аккумуляторов может достигать 2600 Вт·ч/кг. Аккумулятор полностью безопасен, вероятность взрыва или возгорания при эксплуатации практически отсутствует. Благодаря этому аккумулятор можно сделать очень простым и легким по конструкции благодаря отсутствию систем защиты.

В 2013 году был создан экспериментальный прототип литий-серного аккумулятора с катодом из композитного материала, включающего в себя графен и серу. Благодаря этому удалось увеличить количество циклов заряд-разряд до 1500, но пока технология их недостаточно проработана для серийного производства.

Поиски и разработки, направленные на снижение стоимости относительно дорогих групп ТАБ, безусловно, длятся и будут длиться в дальнейшем. Снижение уровня цен на литий-ионные, натрий никель-хлоридные аккумуляторы в соединении с решениями, которые разрешают предложить безопасные и большие емкости ТАБ на основе аккумуляторов этих электрохимических систем, создадут еще более привлекательные условия для расширения областей их применения как аккумуляторных батарей промышленного назначения.

Между тем, при этом не следует отвергать разработки в направлении создания автономных источников питания для тяговых электромеханических комплексов на базе, например, суперконденсаторов и других видов элементов накопления электрической энергии.

Выводы. 1. Контактно-аккумуляторные виды шахтных электровозов с синергетической системой тягового электротехнического комплекса позволяют решить проблемы электробезопасности и эффективного функционирования шахтного электровозного транспорта в подземных горных выработках.

2. Анализ параметров и характеристик различных видов аккумуляторов для формирования тяговых аккумуляторных батарей, которые в перспективе могут использоваться для контактно-аккумуляторных электровозов железорудных шахт, позволяет в настоящее время остановиться на применении литий-ионных и натрий никель-хлоридных аккумуляторов. Внедрение рассмотренных видов аккумуляторов требует дополнительных исследований и разработок систем контроля и управление процессами заряда/разряда батарей.

Список литературы: 1. *О. Н. Синчук, Э. С. Гузов, В. Л. Дебелый, Л. Л. Дебелый.* Шахтный электровозный транспорт. Теория, конструкции, электрооборудование. –Кривой Рог-Донецк: ЧП Щербатых А.В., 2015. – 428 с. **2.** *Синчук О.Н., Шокарев Д.А., Скапа Е.И., Гузов Э.С., Караманиц Ф.И.* Синергетический тяговый асинхронный электротехнический привод для контактно-аккумуляторного двухосного электровоза//Електромеханічні та енергозберігаючі системи. – 2011. –Вып. 4(16). С.65-68. **3.** *Синчук О.Н., Синчук И.О., Юрченко Н.Н., Чернышов А.А., Удовенко О.А., Пасько О.В., Гузов Э.С.* Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов. –К., ИЭД НАН Украины, 2006. – 252 с. **4.** В.И.Емельянов. Перспективы совершенствования промышленных аккумуляторных батарей. Режим доступа: http://market.elec.ru/nomer/32/perspektivy-sovershenstvovaniya-promyshlennyh-akku.

Bibliography (transliterated): 1. Sinchuk O.N., Guzov E.S. at. al. Shahtnyiy elektrovoznyiy transport. Teoriya, konstruktsii, elektrooborudovanie. - Krivoy Rog-Donetsk: ChP Scherbatyih A.V.: 2015. Print. **2.** Sinchuk O.N., Shokarev D.A. et. al. “Sinergeticheskiy tyagovyiy asinhronnyiy elektrotehnicheskiy privod dlya kontaktno-akkumulyatornogo dvuhosnogo elektrovoza.” *ElektromehanIchnI ta energozberIgayuchI sistemi* Vol. 4(2011): 65-68. Print. **3.** Sinchuk O.N., Sinchuk I.O. et al. Kombinatorika preobrazovateley napryazheniya sovremennyih tyagovyih elektroprivodov rudnichnyih elektrovozov. Kiev: IED NAN Ukrainyi, 2006. Print. **4.** Emelyanov V.I. Prospects for improving industrial batteries. Available at: http://market.elec.ru/nomer/32/perspektivy-sovershenstvovaniya-promyshlennyh-akku

Поступила 05.04.2017

УДК 629.423.3

В. П. СЕВЕРИН, докт. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
О. В. ОМЕЛЬЯНЕНКО, аспир., НТУ «ХПИ».

ТЯГОВЫЙ ПРИВОД ЭЛЕКТРОПОЕЗДА С ИНЕРЦИОННЫМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ

Введение.

Использование накопителей энергии, как в тяговой сети, так и на подвижном составе железных дорог в перспективе является одним из эффективных средств экономии энергетических ресурсов и защиты окружающей среды. Необходимость в такого рода устройствах особенно ощущается на пригородном подвижном составе с его часто чередующимися режимами разгона и торможения. Здесь накопитель дает возможность утилизировать энергию торможения подвижного состава и использовать ее в дальнейшем для разгона поезда, обеспечивая тем самым весьма эффективную энергосберегающую технологию.

Схема электропривода и режимы его работы.

Пример использования предлагаемой энергосберегающей технологии продемонстрируем на работе 4-х вагонного электропоезда сочлененного типа для пригородного сообщения, в котором два концевых вагона являются моторными, а два других, промежуточных – прицепными. Концы смежных вагонов этого электропоезда опираются на тележки Якобса, а головные части концевых вагонов – на обычные двухосные моторные тележки. Система его тягового электропривода состоит из двух тяговых агрегатов, каждый из которых обеспечивает тяговое и тормозное усилие половине поезда [1].

Тяговый агрегат, схема которого приведена на рис.1, содержит две параллельно включенных цепи – основную и накопителя. Основная цепь содержит два асинхронных двигателя, подключенных параллельно к тяговому преобразователю – инвертору тяги, который представляет собой АИН с ШИМ и обеспечивает регулирование величины момента и частоты вращения двигателей. Цепь накопителя включает инерционный накопитель энергии и реверсивный повышающе–понижающий преобразователь. Инерционный накопитель представляет собой сочетание маховика (аккумулятора) и системы электромеханического преобразователя энергии (СЭМПЭ) в виде обращенной машины постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов и полупроводниковым коммутатором [2]. Расположенный перед накопителем энергии преобразователь, представляет собой 4–х квадрантный обратимый конвертор (DC-DC – chopper), который может обеспечить коэффициент преобразования в 3…4 единицы [3]. Инвертор тяги с конвертором параллельно подключены к контактной сети постоянного тока 3300 В и поэтому имеют возможность распределять поток электрической энергии на привод и хранение.

При торможении электроподвижного состава энергия замедления его массы преобразуется накопителем в кинетическую энергию вращения маховика. В этом случае СЭМПЭ работает в режиме двигателя, частота вращения ротора увеличивается и накопитель запасает энергию. При разгоне поезда СЭМПЭ переходит в режим генератора, частота вращения ротора снижается, кинетическая энергия маховика, запасенная ранее при торможении, передается в систему тягового привода, где используется для ускорения массы подвижного состава. Уровень запасенной накопителем энергии зависит от момента инерции ротора и частоты его вращения. А уровень мощности определяется параметрами СЭМПЭ, а также системой управления – как коммутатором СЭМПЭ, так и общей системой управления накопителем.

Описанная выше схема электропривода позволяет использовать для тяги ток, поступающий как из контактной сети, так и от накопителя энергии. При рекуперации энергия торможения может быть возвращена и в контактную сеть, и одновременно запасена в накопителе.

Математические модели преобразования энергии при перетоках мощности между накопителем, тяговыми электродвигателями и контактной сетью базируется на балансе механической мощности между линейно перемещающимся ЭПС и вращающемся роторе инерционного накопителя. Передаточным звеном являются электрические цепи тягового электропривода и СЭМПЭ накопителя.

Поскольку имеют место два режима работы подвижного состава, в которых целесообразно использовать накопитель энергии – тяга (разгон) и торможение (рекуперация), математические модели для этих режимов будут отличаться.

Режим тяги (рис. 1а). В этом режиме накопитель, будучи полностью заряженным, т.е. имея максимальную частоту вращения ротора, работает в режиме электрического генератора и выдает электрическую энергию через прерыватель и тяговый инвертор в тяговый двигатель (в схеме два параллельно включенных тяговых двигателя заменены одним эквивалентным по мощности ІМ). Здесь электрическая энергия преобразуется в механическую энергию вращения ротора, которая через редуктор передается на колеса и затем с помощью системы колесо-рельс преобразуется в энергию поступательного движения поезда. Процесс отбора энергии от накопителя идет до тех пор, пока энергия накопителя не достигнет значения «мертвого объема», которому соответствует частота вращения ротора ω_{sdv} .

Режим торможения (рис. 1б). В начале режима накопитель обладает энергией «мертвого объема» и ротор имеет частоту вращения ω_{sdv} .

© В.П. Северин, О.В. Омельяненко, 2017

Его СЭМПЭ работает в режиме электрического двигателя. Электрическая энергия на обмотку его статора поступает через прерыватель, автономный инвертор напряжения от тягового двигателя, работающего при торможении в режиме генератора. Тяговый двигатель, в свою очередь, получает кинетическую энергию от поступательного движения подвижного состава через систему колесо–рельс–редуктор. Вывод математической модели для режима тяги и режима торможения представлен в табл. 1.

Смысл символов в выражениях таблицы следующий:

J_s, ω_s, η_s, e_s, L_s, R_s – момент инерции, частота вращения ротора, КПД, ЭДС, индуктивность и активное сопротивление обмотки якоря накопителя, соответственно;

m_{ps}, v_{ps}, η_{inv}, η_m, η_r, F_w – масса, скорость, КПД инвертора, двигателя, редуктора и сила сопротивления движению, соответственно;

2_p – число полюсов СЭМПЭ накопителя, w_s, N_f, l_a, a – число витков в фазе, число фаз, активная длина и число параллельных ветвей обмотки якоря, соответственно; D_a – диаметр якоря, B_{sr} – среднее значение индукции в зазоре, θ – угол нагрузки между осью магнитного поля индуктора и тока якоря;

$\eta_\Sigma = \eta_r \cdot \eta_m \cdot \eta_{inv} \cdot \eta_{ch} \cdot \eta_s$ – общий КПД передачи;

f_w – удельное значение сопротивления движению – силы действующей на единицу массы подвижного состава. Она определяется по формуле Дэвиса

$$f_w = A + \frac{Bv_{ps} + C(v_{ps})^2}{m_{ps}},$$

где коэффициенты A, B и C для исследуемого типа электропоезда принимаются равными 23 Н/т, 48,2 Н·(с/м) и 6,48 Н·(с/м)², соответственно.

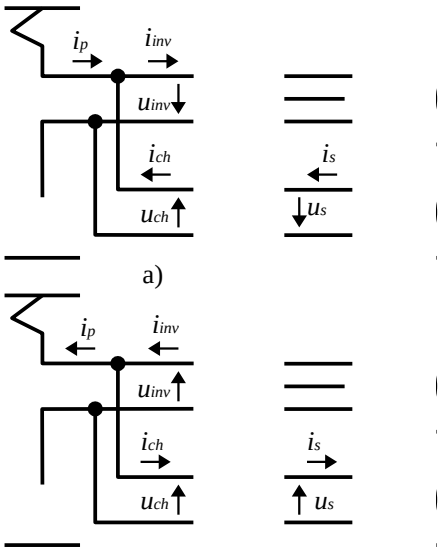


Рис. 1 Режимы работы подвижного состава: а) режим разгона (тяги), б) режим торможения (рекуперации).

Таблица 1 – Математическая модель для режима тяги и режима торможения

Режим тяги	Режим торможения
Баланс мощности накопителя	
$-J_s \frac{d\omega_s}{dt} \cdot \omega_s \cdot \eta_s = u_s \cdot i_s$	$J_s \frac{d\omega_s}{dt} \cdot \omega_s = u_s \cdot i_s \cdot \eta_s$
Уравнение равновесия для напряжения на СЭМПЭ	
$u_s = e_s - L_s \frac{di_s}{dt} - i_s \cdot R_s$	$u_s = e_s + L_s \frac{di_s}{dt} + i_s \cdot R_s$
Мощность, развиваемая подвижным составом	
$\left(m_{ps} \frac{dv_{ps}}{dt} - F_w\right) \cdot v_{ps} = u_{inv} \cdot i_{inv} \cdot \eta_{inv} \eta_m \eta_r$	$\left(-m_{ps} \frac{dv_{ps}}{dt} - F_w\right) \cdot v_{ps} \cdot \eta_{inv} \eta_m \eta_r = u_{inv} \cdot i_{inv}$
ЭДС СЭМПЭ накопителя	
$e_s = K_e \cdot \omega_s$, $K_e = \frac{2p \cdot w_s \cdot N_f \cdot l_a \cdot D_a}{a} \cdot \sin\theta \cdot B_{sr}$	
Ток в звене постоянного тока	
$K_{chT} = \frac{U_{inv}}{U_s}$, $i_{inv} = i_{ch} + i_p = \frac{i_s \cdot \eta_{ch}}{K_{chT}} + i_p$	$K_{chB} = \frac{U_s}{U_{inv}}$, $i_{inv} = i_{ch} - i_p = \frac{i_s \cdot K_{chB}}{\eta_{ch}} - i_p$
Результирующая математическая модель, описывающая процессы преобразования энергии в системе тягового привода с инерционным накопителем энергии	
$\begin{cases} \frac{dv_{ps}}{dt} = \frac{\eta_{inv} \eta_m \eta_r \cdot u_{inv} \left(\frac{i_s \cdot \eta_{ch}}{K_{chT}} + i_p\right)}{m_{ps} \cdot v_{ps}} + f_w \\ \frac{di_s}{dt} = \frac{K_e \cdot \omega_s - \frac{u_{inv}}{K_{chT}} - i_s(R_s + R_{ch})}{L_s + L_{ch}} \\ -\frac{d\omega_s}{dt} = \frac{1}{J_s \cdot \eta_s} \cdot K_e \cdot i_s \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{dv_{ps}}{dt} = \frac{u_{inv} \left(\frac{i_s \cdot \eta_{ch}}{K_{chB}} - i_p\right)}{\eta_{inv} \eta_m \eta_r \cdot m_{ps} \cdot v_{ps}} - f_w \\ \frac{di_s}{dt} = \frac{\frac{u_{inv}}{K_{chB}} - K_e \cdot \omega_s - i_s(R_s + R_{ch})}{L_s + L_{ch}} \\ \frac{d\omega_s}{dt} = \frac{\eta_s}{J_s} \cdot K_e \cdot i_s \end{cases}$
Связь между частотой вращения ротора накопителя и скоростью движения подвижного состава	
$\omega_{sk+1} = \sqrt{\omega_{sk} - \frac{m_{ps} \cdot \left(v^{2_{psk+1}} - v^{2_{psk}}\right)}{J_s \cdot \eta_\Sigma}}$	$\omega_{sk+1} = \sqrt{\omega_{sk} + \frac{m_{ps} \cdot \eta_\Sigma \left(v^{2_{psk}} - v^{2_{psk+1}}\right)}{J_s}}$

Для оценки свойств работы накопителя в системе тягового электропривода принимаем коэффициент эффективности работы накопителя:

$$K_{efs} = \frac{J_s \cdot (\omega_{send}^2 - \omega_{sdv}^2)}{m_{ps} \cdot (v_{psstB}^2 + v_{psendT}^2)}, \quad (1)$$

где: v_{psstB} – скорость подвижного состава на момент начала торможения, v_{psendT} – скорость подвижного состава на момент окончания разгона, ω_{send} – частота вращения ротора накопителя на момент окончания рекуперации, ω_{sdv} – частота вращения «мертвого объема».

Таким образом, получена математическая модель, которая связывает процесс движения поезда в режимах тяги и рекуперативного торможения с параметрами инерционного накопителя энергии, характеристиками тягового двигателя, а также преобразовательных устройств электрической цепи передачи мощности и позволяет оценить эффективность использования рассматриваемой технологии.

Система управления потоками мощности.

Управление процессом обмена мощностью в процессах разгона и торможения подвижного состава программно реализуется в соответствии со схемой, указанной на рис. 2, на основании логических элементов.

В блоке управления реализуются функции:

$$f_{ch}(T_{set}, v_{ps}) = K_{ch0} + \left(K_{ps} / T_{set} \right) \cdot v_{ps}, \quad (2)$$

$$f_e(T_{set}, v_{ps}) = K_{e0} \cdot v_{ps}^2 + \left(K_{pse} / T_{set} \right) \cdot v_{ps}. \quad (3)$$

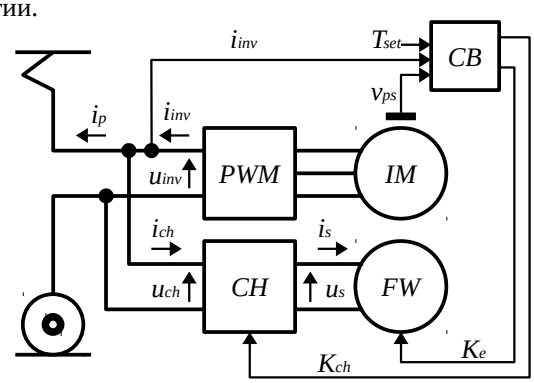


Рис. 2 Система управления.

При этом выполняются следующие условия.

Для режима торможения:	1. Если ток инвертора	$i_{inv} \in [i_{min}, i_{max}]$	то	$K_{ch} = f_{ch}(T_{set}, v_{ps})$, $K_e = f_e(T_{set}, v_{ps})/4$;
	2. Если	$i_{inv} > i_{max}$,	то	$K_{ch} = K_{chmax}$, $K_e = K_{emax}$;
	3. Если	$i_{inv} > i_{min}$,	то	$K_{ch} = K_{chmin}$, $K_e = f_e(T_{set}, v_{ps})/4$.
Для режима разгона:	1. Если ток инвертора	$i_{inv} \in [i_{min}, i_{max}]$,	то	$K_{ch} = f_{ch}(T_{set}, v_{ps})$, $K_e = f_e(T_{set}, v_{ps})/4$;
	2. Если	$i_{inv} > i_{max}$,	то	$K_{ch} = K_{chmin}$, $K_e = f_e(T_{set}, v_{ps})/4$;
	3. Если	$i_{inv} > i_{max}$,	то	$K_{ch} = K_{chmax}$, $K_e = K_{emax}$.

Таким образом, получена система управления, которая программно реализует перетоки мощности между тяговыми электродвигателями, накопителем и контактной сетью в режиме тяги и торможения подвижного состава на основании логических элементов.

Цифровое моделирование процессов обмена энергии. Анализ результатов.

Цифровое моделирование процессов обмена энергии было проведено при условии отсутствия влияния тока контактной сети (т.е. $i_p = 0$) для поезда, техническая характеристика которого приведена в табл. 2, исходя из того, что на поезде установлено два накопителя, каждый из которых работает с двумя двигателями одной моторной тележки. Технические параметры двигателей приведены в табл.3.

Таблица 2 – Технические характеристики поезда

Параметр	Значение
Система тягового электроснабжения	=3 кВ
Длина поезда, м	76
Ширина вагона, м	3,2
Высота над УГР, м	4,4
Количество пассажиров	560
Осевая формула	$B_0(2)(2)(2)B_0$
Масса тары, т	183
Максимальная скорость, км/ч	160
Максимальное ускорение, м/с²	0,75
Мощность на тягу, кВт	1745
Количество двигателей	4

Таблица 3 – Параметры двигателя TMF 59–39–4

Параметр	Значение
Мощность, кВт	500
Напряжение номинальное, В	2340
Ток номинальный, А	142
Частота вращения, об/мин	1636
Частота, Гц	55
Коэффициент мощности	0,91
КПД	0,956
Момент, Н·м	2919

Для работы в такой системе необходим накопитель с энергией обмена 20 МДж при мощности 1,07 МВт. Такой накопитель был спроектирован в соответствии с методиками определения геометрических и электрофизических параметров, изложенными в [2]. Это четырёхполюсная машина с петлевой обмоткой, выполненной по схеме встречно–последовательного соединения катушек в фазе. Основные параметры накопителя и системы его электромеханического преобразователя энергии приведены в табл. 4. Значение параметров блока управления для решения задачи анализа приведены в табл. 5.

Решение задачи анализа на базе математических моделей (табл. 1) и алгоритма управления (рис. 2) проводилось для трех значений ускорения 0.55, 0.37 и 0.28 м/с². В качестве численного метода решения СДУ был выбран метод Рунге–Кутты четвертого порядка. Результаты расчета приведены на рис. 3 и в табл.6.

Таблица 4 – Параметры накопителя

Параметр	Значение
Габаритные размеры, мм: D × H	900 × 830
Энергия обмена, $\times 10^6$Дж	20
Мощность(максимальная), МВт	1,07
Напряжение (максимальное), *B*	2900
Ток номинальный, А	370
МАХОВИК	
Материал	углепластик
Размеры, мм: $d_{внш.} \times d_{внтр.} \times h$	700×440×580
Масса, кг	360
Момент инерции, кг·м²	31
Скорость вращения, 1/с: max…min	1071…421
ЯКОРЬ	
Число полюсов	4
Полюсное деление, мм	340
Число фаз	4
Число катушек в фазе	4
Число витков в катушке	11
Сечение проводника, мм²	50
ИНДУКТОР	
Размеры магнита, мм: L×H×W	340×420×15
Индукция в активной зоне, Тл	0,22
Зазор, мм	3

Таблица 5 – Значения параметров блока управления

Параметр	Значение	Параметр	Значение	Параметр	Значение
K_{ch0}	0.1	$i_{\min}$, А	360	$K_{ch\min}$	0.1
K_{psch}, с²/м	3.9	$i_{\max}$, А	440	$K_{ch\max}$	4
K_{e0}, с²/м²	0.05			$K_{e\max}$	7.3
K_{psce}, с²/м²	7.3				

Анализ результатов расчета показал, что эффективность использования накопителя энергии при варьируемых ускорениях в пределах 0.55…0.28 м/с2 составляет 28…37%. Таким образом, использование накопителя дает возможность сэкономить за один цикл торможения–разгона около 40% энергии. При этом обращает на себя внимание тот факт, что максимум K_{efs} достигается не при граничных значениях интервала выбранных ускорений, которые принимались при решении задач анализа, а при промежуточном значении ускорения. Это свидетельствует о том, что для поиска максимальной эффективности работы накопителя необходимо решение задачи оптимизации.

Параметры блока управления, приведенные в табл. 5, образуют вектор переменных параметров *x*. При ограничениях $a \le x \le b$, накладываемых на этот вектор, система управления должна обеспечить рациональное использование энергии торможения для последующего разгона ЭПС, что сводится к максимизации коэффициента эффективности работы накопителя $\boldsymbol{K_{efs} \rightarrow max}$, а также минимизации тока обмена с контактной сетью i_p .

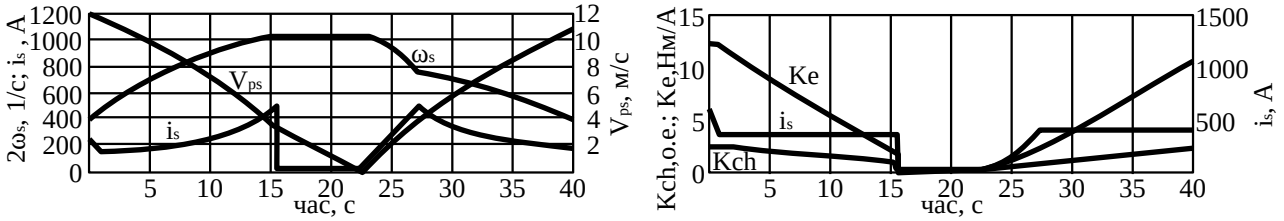


Рис. 3 Процесс обмена энергией при ускорении 0.55 м/с^2.

Таким образом, получена задача условной оптимизации, которая может быть решена соответствующими численными методами: штрафных функций, скользящего допуска или другими.

Таблица 6 – Эффективность использования накопителя энергии

dv_{ps}/dt, м/с²	ω_{sdv}, 1/с	ω_{send}, 1/с	v_{psstB}, м/с	v_{psendT}, м/с	K_{efs}
0.55	200	510	12	11	0.28
0.37	200	500	12	9	0.37
0.28	200	475	12	5	0.32

Выводы. Получена математическая модель, которая связывает процесс движения поезда в режимах тяги и рекуперативного торможения с параметрами инерционного накопителя энергии, характеристиками тягового двигателя, а также преобразовательных устройств электрической цепи передачи мощности и позволяет оценить эффективность использования рассматриваемой технологии. Разработана система управления, которая на основании логических элементов программно реализует перетоки мощности между тяговыми электродвигателями, накопителем и контактной сетью в режиме тяги и торможения подвижного состава. Рассматриваемая технология для перспективного пригородного подвижного состава дает возможность сэкономить за один цикл «торможение–разгон» около 40% энергии. Для улучшения этого показателя сформулирована задача условной оптимизации.

Список литературы: 1. *Оверьянова Л.В.* Концептуальный проект пригородного электропоезда с инерционным накопителем энергии / В.И. Омельяненко, Л.В. Оверьянова, Е.С. Рябов // Міжнародний інформаційний науково-технічний журнал «Локомотив-информ». – 2013. – №11. – С. 6–11. **2.** *Омельяненко Г.В.* Электромеханический преобразователь энергии инерционного накопителя для сетей тягового электроснабжения: дис. … канд. техн. наук: 05.09.01 / Омельяненко Галина Викторовна. – Харьков, 1999. – 169 с. **3.** *Омельяненко В.И.* Инерционный накопитель энергии для систем тягового электроснабжения / В.И. Омельяненко, Г.В. Омельяненко // Техническая электродинамика. – 2002. – №4. – С.83–88.

Bibliography (transliterated): 1. Overiyanova, L.V., Omelyanenko, V.I. and Ryabov, E.S. "Konceptualnyi proekt prigorodnogo elektropoezda s inercionnym nakopitelem energii." Mignarodnyi informaciynyi naukovo-tehnichnyi jurnal "Lokomotyv-inform" 11 (2013):6-11. Print. **2.** Omelyanenko, G.V. "Elektomehanicheskiy preobrazovatel energii inercionnogo nakopitelia dlya setei tyagovogo elektrosnabgeniya.", diss. Kharkov, 1999. Print. **3.** Omelyanenko, V.I. and Omelyanenko, G.V. "Inercionnyi nakopitel energii dlya sistem tyagovogo elektrosnabgeniya." Tehnicheskaya elektrodinamika 4(2002):83-88. Print.

Поступила 19.06.2017

УДК 621.313.332

Н. И. МУХА, канд. техн. наук, доц., Национальный университет «Одесская морская академия».

ПЕРСПЕКТИВНАЯ КОМПОНОВКА СУДОВЫХ АВТОНОМНЫХ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Введение. Надежность и экономичность источников электроэнергии для судовых автономных электроэнергетических систем является обязательным требованием. В настоящее время в судовых электростанциях используют генераторы переменного трехфазного тока.

Традиционно на судах и в большинстве случаев в качестве генератора применяют синхронные генераторы (СГ), производство которых хорошо налажено и их конструкция оптимизирована [1-3]. Контактное исполнение ротора, как основной недостаток синхронных генераторов, преодолен освоением бесконтактной технологии возбуждения СГ путем установки на роторе обращенной синхронной машины с вращающимися диодами, рис. 1, а. Однако такое усложнение конструкции ротора привело к усложнению и подорожанию СГ. Кроме этого недостатка синхронные машины имеют еще ряд особенностей и ограничений их использования в судовых установках, о которых будет сказано ниже. Альтернативой использования СГ в автономных и судовых электростанциях является более широкое применение асинхронных генераторов (АГ) с короткозамкнутым ротором, рис. 1, б [4-6], которые, к примеру, практически вытеснили СГ из ветроэнергетики.

Цель работы. Повышение технико-экономических показателей судовых автономных электроустановок путем применения асинхронных генераторов с конденсаторным возбуждения вместо традиционных генераторных агрегатов с синхронными генераторами.

Материалы исследования.

Асинхронная машина имеет простую конструкцию короткозамкнутого ротора с алюминиевой литой обмоткой типа «беличья кленка» с закрытыми пазами. Такая конструкция обмотки позволяет существенно уменьшить величину воздушного зазора и снизить потери по пути основного потока намагничивания, что позволяет уменьшить геометрические размеры ротора и машины в целом. Отсутствие скользящих контактов и вращающихся полупроводниковых элементов, замена многожильной медной обмотки с изоляцией на литую алюминиевую позволяет поднять рабочую температуру ротора и увеличить его максимальную частоту вращения, что расширяет эксплуатационный диапазон применения асинхронной машины в сравнении из синхронной.

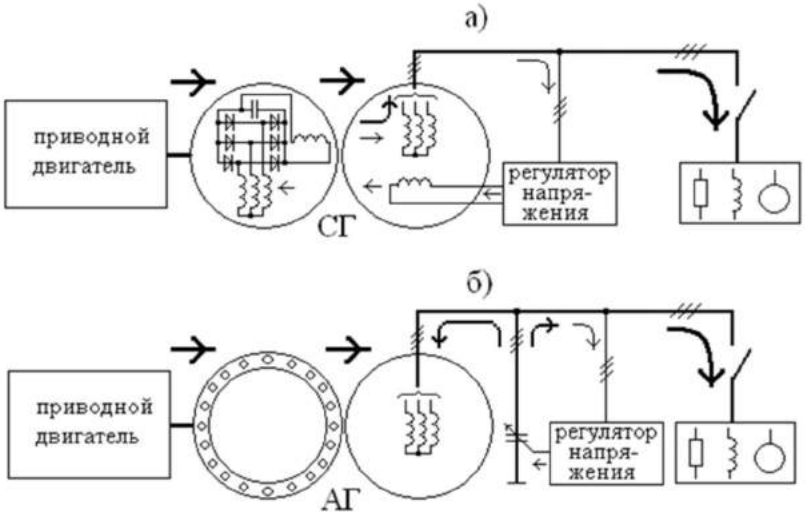


Рис. 1 Автономные электроустановки с бесконтактным синхронным (а) и асинхронным (б) генератором

При одинаковых механических характеристиках и степени защищенности асинхронная машина будет иметь лучшие массогабаритные и ценовые показатели, так, массогабаритные показатели асинхронных машин будут в 1.4 раза меньше, чем синхронных с контактными кольцами на роторе, [5,6]. Небольшое активное сопротивления ротора асинхронной машины и меньший воздушный зазор определяют более высокий коэффициент полезного действия АГ по сравнению с СГ, что обеспечивает большую экономичность АГ [4, 5]. На рис. 2 приведены зависимости КПД ряда промышленных синхронных и асинхронных генераторов разных производителей от их номинальной активной мощности, а также асинхронных машин серии AIR [1-4].

КПД АГ примерно на 2% выше, чем у СГ той же мощности, что делает его использование более экономичным. Например, годовая экономия от замены судового синхронного генератора на асинхронный мощностью 1 МВт составит около 12 тыс. долларов. Основной причиной, по которой АГ не нашли применения в судовых энергоустановках является техническая необходимость для возбуждения и управления напряжением АГ использовать дополнительный источник реактивной мощности в виде силовых конденсаторов, рис. 1, б.

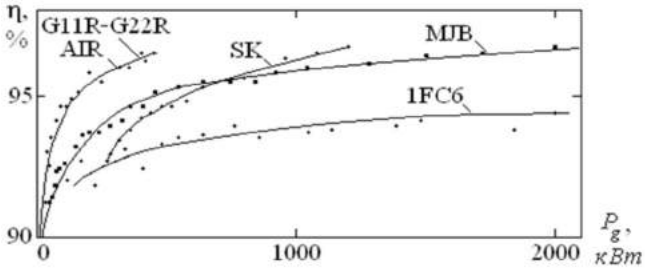


Рис. 2 Коэффициент полезного действия генераторов

© Н.И. Муха, 2017

В настоящее время произошли существенные изменения в технологии производства конденсаторов переменного тока, существенно снизившие их стоимость и массогабаритные показатели. Так, полипропиленовые конденсаторы в своей основе имеют тонкую полимерную пленку с алюминиевым напылением электродов, т.е. дешевые и легкие компоненты. Удельный вес таких конденсаторов примерно равен 0.1 кг/кВА., что в 50…100 раз меньше веса электрических машин, [1-4]. Стоимость современных конденсаторов также на порядок меньше цены генераторов. Снижение стоимости косинусных конденсаторов и тиристорных ключей для их коммутации в настоящее время стимулировало производство управляемых установок компенсации реактивной мощности (УКРМ) с полупроводниковой коммутацией конденсаторов и их широкое применение на предприятиях и на судах. Применение УКРМ открывает перспективы использования преимуществ асинхронных генераторных установок по сравнению с синхронными в судовых и автономных электростанциях с целью повышения надежности и снижения стоимости электроэнергии.

АГ и СГ существенно отличаются конструкцией ротора, а также способом возбуждения и управления генерируемым напряжением (рис. 1).

В СГ возбуждение осуществляется со стороны роторной цепи, а электромагнитное поле генератора создается и изменяется обмоткой возбуждения путем регулирования тока в ней. Регулятор напряжения СГ изменяет ток в обмотке возбуждения в функции отклонения напряжения на статорных обмотках от заданного значения. Как правило, аналоговый регулятор напряжения синхронного генератора реализует пропорциональный или пропорционально-интегральный закон управления. Для снижения мощности управления обмотка возбуждения выполняется многовитковой для создания необходимого поля при небольшом токе. Однако за счет этого индуктивность и постоянная времени обмотки возбуждения существенно увеличиваются, что снижает быстродействие СГ. Для повышения быстродействия системы регулирования напряжения регулятор СГ обладает форсировочными возможностями, т.е. максимальное значение напряжения возбуждения в переходном процессе допускает величину 5…8 кратную номинальному значению.

В АГ возбуждение обеспечивается за счет колебательного процесса обмена энергией между индуктивностью машины и емкостью возбуждения, подключенной к статорным цепям АГ. Напряжение АГ будет зависеть от кривой намагничивания машины, частоты вращения, нагрузки и величины емкостного тока возбуждения, [6, 7].

Регулятор возбуждения АГ изменяет емкостной ток конденсаторов в функции отклонения его напряжения от номинального значения. Ток нагрузки и емкостной ток возбуждения протекают по одной статорной цепи генератора, что позволяет практически мгновенно компенсировать реакцию генератора на нагрузку емкостным током. Проблема остается лишь в быстром измерении регулируемой величины и выборе оптимального закона управления. Регулирование возбуждения АГ по цепи статора позволяет создать быстродействующие и инвариантные системы стабилизации напряжения [8, 9].

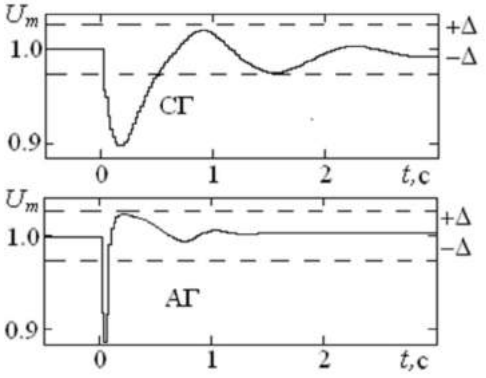


Рис. 3 Переходной процесс восстановления напряжения СГ и АГ после включения 50% номинальной нагрузки с коэффициентом мощности 0,8; $\Delta = 0{,}02U_m$

Если измерение напряжения и коммутацию конденсаторов производить в течение одного периода генерируемого тока, то переходной процесс восстановления напряжения АГ после коммутации нагрузки заканчивается за 2...3 периода, т.е. за 0.04…0.06 с. В то же время минимальное время переходного процесса в СГ составляет 0.5 с, рис. 3 [10].

Различие в системах возбуждения СГ и АГ отражается на перегрузочной способности генераторов и их реакции на короткие замыкания. При двукратной (и более) перегрузке и ограниченной емкости возбуждения АГ резко снижает напряжение до нуля, что не происходит в СГ при перегрузке, поэтому он нуждается в защите от таких аварийных режимов. В случае короткого замыкания емкость возбуждения шунтируется, а АГ быстро развозбуждается из-за малых постоянных времени контуров рассеяния генератора. На рис. 4 показаны процессы изменения фазного тока и напряжения при увеличении проводимости нагрузки в пять раз.

Таким образом, режим короткого замыкания для АГ является безопасным. При этом селективность защиты от к.з. в разветвленной электрической сети АГ должна обеспечиваться за 2…3 периода тока, [6].

Следует заметить, что ограничение перегрузочной способности АГ пропорционально зависит от величины емкости возбуждения. Если генератор рассчитывается на номинальный , то от него возможен прямой пуск асинхронного двигателя мощностью до 30% от мощности генератора. Если же емкость возбуждения АГ не ограничена, то возможен пуск двигателя соизмеримой с генератором мощности [7].

За счет фильтрующих свойств конденсаторов асинхронный генератор обладает синусоидальной формой кривой генерируемого напряжения с низким содержанием гармоник [7], симметричностью трехфазного напряжения при неравномерном распределении нагрузки [6].

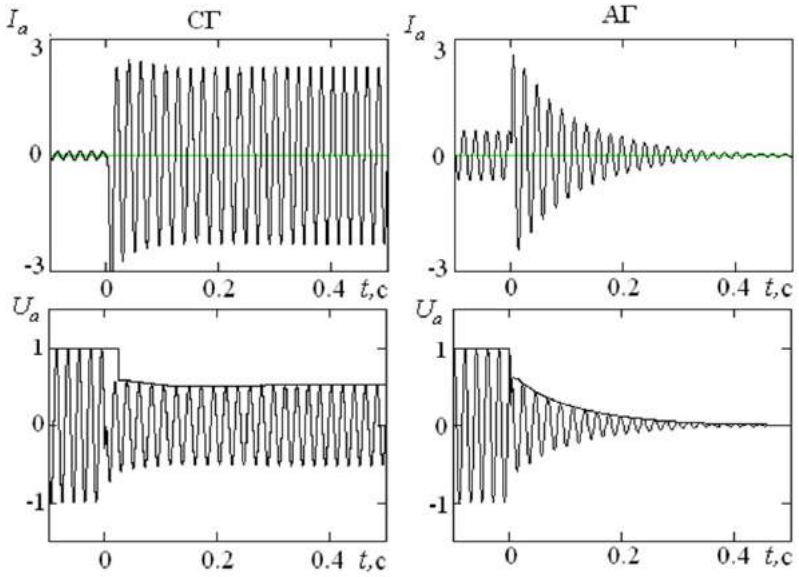


Рис. 4 – Процессы короткого замыкания в СГ и АГ

Вектор электромагнитного поля СГ жестко привязан к геометрической оси обмотки возбуждения. Увеличение угла нагрузки (между полем и осью обмотки) более чем на 90 градусов приводит к аварийному режиму выпадения из синхронизма. Особенно опасен режим «качаний ротора» СГ при включения на параллельную работу, а также при перераспределении нагрузки во время параллельной работы. В этом случае выпадение из синхронизма приводит, как правило, к обесточиванию [11].

В отличие от СГ, технологическое наличие скольжение ротора АГ относительно поля существенно повышает устойчивость системы параллельно работающих генераторов. При этом нет ограничений количества генераторов, работающих в одной сети, что подтверждено опытом использования АГ в ветроэнергетике.

Режим включения АГ в параллель совершенно не опасен для генераторов, а при несовпадении фаз до 90 градусов провал напряжения не превышает 30%. В то же время при разнице фаз включаемых СГ более 60 градусов провал напряжения превышает 50%.

На рис. 5 приведены процессы синхронизации моментов, частот вращения и установления напряжений генераторов при разнице фаз при включении 90 градусов. Моменты синхронизации достигают 5 номинальных значений, а частоты отклоняются на 5…7%. Затухание колебаний моментов и частот при включении в параллель СГ длится 0.7 с, а при аналогичном включении АГ – 0.2 с. Динамические отклонения модуля вектора напряжения СГ составляют +50…–80%, процесс установления напряжения длится 0.35 с. При включении АГ напряжение отклоняется на +20…–30% в течение 0.2 с.

Если к АГ включать в параллель невозбужденный вращающийся с синхронной частотой другой АГ, то синхронизация произойдет с двукратным моментом, с отклонением частот на 3% в течение 0.2 с, провал напряжения составит 50% в течение 0.15 с.

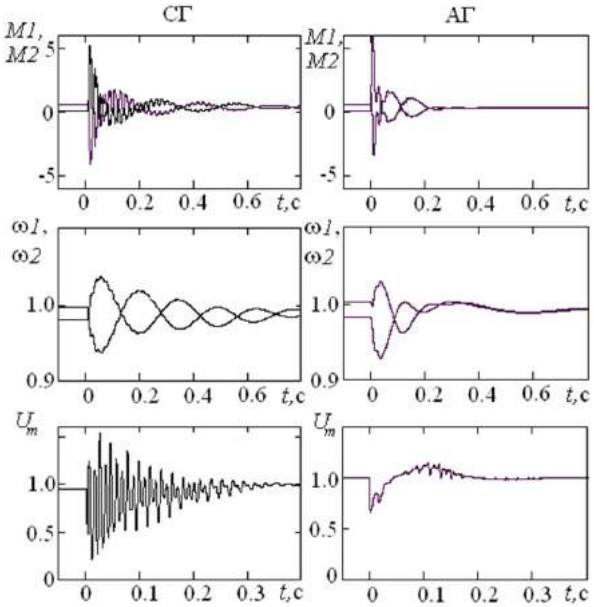


Рис. 5 – Процессы включения генераторов на параллельную работу с разницей фаз 90 градусов

Выводы. 1. Асинхронный генератор имеет меньшие габариты и вес, проще конструкция короткозамкнутого ротора генератора, отсутствуют многовитковые роторные обмотки, скользящие контакты и вращающиеся полупроводниковые элементы, отсутствует токовая изоляция на роторе, что повышает предельную температуру нагрева и обеспечивает высокие предельные скорости вращения ротора. **2.** Более высокий КПД АГ вследствие малого значения активного сопротивления ротора обеспечивает его экономичность. **3.** Асинхронный генератор обладает синусоидальной формой кривой генерируемого напряжения, симметричностью трехфазного напряжения при неравномерной нагрузке. **4.** Быстрое затухание токов рассеяния и потеря возбуждения обеспечивает безопасность режимов коротких замыканий для генератора. **5.** Регулирование емкостного возбуждения АГ по цепи статора позволяет создать быстродействующие и инвариантные системы стабилизации напряжения. **6.** Простота и безопасность включения на параллельную работу, отсутствие колебаний ротора при значительных изменениях нагрузки обеспечивают устойчивость параллельной работы в многогенераторных электростанциях. **7.** Преимущества АГ подтверждают целесообразность широкого внедрения асинхронных генераторных установок в электростанциях автономных объектов с целью повышения надежности и снижения стоимости электроэнергии.

Список использованной литературы: 1. Синхронные генераторы 1FC. Brushless Constant-Voltage Synchronous Alternators 1FC. – Low-Voltage for shipboard and industrial use. – 40 с. **2.** Синхронные генераторы MJB. Data Sheets Three-phase Synchronous Generators. – 160 - 630 FRAME SIZES INDUSTRIAL APPLICATION. – 348 с **3.** Синхронные генераторы Sincro SK. – http://www.sincro.com.au.**4.** Асинхронные генераторы G11R - G22R. Three-phase Asynchronous Generators. – VEM motors GmbH. – 17 с. **5.** *Радин В.И., Винокуров В.А.* Применение асинхронных генераторов как автономных источников переменного тока [Текст] / *Радин В.И., Винокуров В.А.* // Электротехника. – 1967. - №8. – С.17 – 20. **6.** *Вишневский Л.В.* Системы управления асинхронными генераторными комплексами [Текст] / *Вишневский Л.В., Пасс А.Е.* - Киев - Одесса: Лыбидь, 1990. - 68 с. **7**. *Вишневский Л.В.* Теория, методы расчета систем управления и рабочие режимы судовых электроустановок с асинхронными генераторами: Дис. докт. техн. наук. - Санкт-Петербург, 1991. - 400 с. **8**. *Вишневский Л.В.* Анализ качества дискретных законов управления напряжением генераторных установок // Електромашинобудування та електроустаткування. [Текст] – К.: Техніка, 2000. - Вип. 55. - С. 46-52. **9**. Вишневский Л.В. Компьютерное моделирование судовых вспомогательных электроустановок [Текст] / *Вишневский Л.В., Муха Н.И., Веретенник А.М.* // Судовые энергетические установки. – Одесса: ОГМА. – 2001. - № 6. – С.23-30.

Bibliography (transliterated): 1. Brushless Constant-Voltage Synchronous Alternators 1FC. – Low-Voltage for shipboard and industrial use. – 40 p. **2**. Synchronous Generators MJB. Data Sheets Three-phase Synchronous Generators. – 160 - 630 FRAME SIZES INDUSTRIAL APPLICATION. – 348 p. **3**. Synchronous Generators Sincro SK. – http://www.sincro.com.au. **4**. Asynchronous Generators G11R - G22R. Three-phase Asynchronous Generators. – VEM motors GmbH. – 17 c. **5**. Radin V.I. The use of asynchronous generators as autonomous alternating current sources [Text] / Radin V.I., Vinokurov V.A. // Electrotechnic. – 1967. - №8. – P.17 – 20. (In Russinan) **6**. Vishnevskiy L.V. Control systems for asynchronous generator sets [Text] / Vishnevskiy L.V., Pass A.E. - Kiev - Odessa: LYBID, 1990. - 68 p. (In Russinan) **7**. Vishnevskiy L.V. Theory, methods of control systems calculation and operational modes of ship electrical installations with asynchronous generators: Doctor diss. – Sankt-Peterburg, 1991. - 400 p. (In Russinan) **8**. Vishnevskiy L.V. Analysis of the quality of discrete voltage control laws of generator sets // Electromechanical and electrical equipment. [Text] – K.: Technics, 2000. - Vol. 55. - P. 46-52. (In Russinan) **9**. Vishnevskiy L.V. Computer modeling of ship auxiliary electrical installations [Text] / Vishnevskiy L.V., Mukha M.Y., Veretennik A.M. // Ship power plants. - Odessa: OGMA. – 2001. - № 6. – P.23-30. (In Russinan).

Получено 03.07.2017

УДК 629.3.05

К. О. СОРОКА, канд. техн. наук.,с.н.с.,доц., Харківський національний університет міського господарства;
Д. О. ЛИЧОВ, асистент, Харківський національний університет міського господарства.

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЕКСПЛУАТАЦІЇ ЗАСОБІВ ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТУ ЗА РАХУНОК КЕРУВАННЯ І ОПТИМІЗАЦІЇ ШВИДКІСНИХ РЕЖИМІВ РУХУ

Вступ. Ефективність експлуатації електротранспорту визначається як технічними характеристиками транспортних засобів (ТЗ), так і режимами їх експлуатації. За рахунок оптимізації швидкісних режимів руху ТЗ на міських магістралях можна отримати суттєву економію електроенергії. Це питання набуває особливої актуальності в умовах, коли вартість електроенергії збільшилась майже в 10 разів [1]. Через відсутність лічильників електроенергії в ТЗ, трамваях і тролейбусах, водій не може вибрати найбільш економний режим руху. Облік електроенергії ведеться тільки за сумарними показниками для підприємства в цілому. Визначити на які цілі і скільки електроенергії витрачається досить важко, а іноді і неможливо. В цій роботі для дослідження витрат електроенергії і розробки мір енергозбереження використано методи математичного моделювання. Створено математична модель динаміки руху ТЗ. За допомогою неї виконано аналіз енергозатрат при різних режимах руху ТЗ. За результатами досліджень розроблено систему автоматизованого вибору оптимальних режимів руху в умовах експлуатації ТЗ.

Постановка задачі. Підвищення ефективності експлуатації засобів електротранспорту за рахунок керування і оптимізації швидкісних режимів руху та впровадження автоматичного контролю витрат електроенергії.

Матеріали дослідження. Динаміка руху ТЗ є предмет наукового дослідження теорії електричної тяги [2, 3]. Ці ж питання можна розглядати з більш загальної точки зору, а саме, як автоматизований електропривод спеціального технологічного призначення. Особливостями розгляду є те, що рівняння динаміки приводиться до ободу колеса, а не до валу двигуна, і незалежною змінною вважається пройдений шлях. В трамваях і тролейбусах відсутня коробка передач, передаточне число від валу двигуна до ободу колеса постійне і перша відмінність несуттєва. Друга відмінність пояснюється тим, що час не може бути незалежною змінною, оскільки швидкість і час руху ТЗ залежать від характеристик шляху руху.

Основне рівняння теорії електричної тяги є рівняння руху ТЗ [2,3]:

$$28{,}3(1+\gamma)\frac{dV}{dt}=f_k(V)-w_o(V)-w_d(s)\ , \qquad (1)$$

де $\gamma = M_i / M_t$ – коефіцієнт інерції, M_t – повна маса ТЗ (маса тари та пасажирів), т; M_i – додаткова маса частин, що обертаються, т (для конкретного ТЗ коефіцієнт інерції приймається постійним $\gamma = 0{,}1 \div 0{,}2$); V – швидкість руху, км/год.; t – час руху, с; $f_k = F_k(V)/P$ – «питома» сила тяги k-го режиму регулювання, Н/кН, $F_k(V)$ – сила тяги двигуна в к – му режимі роботи, Н; $P = g \cdot Mt)$ – «вага» ТЗ, кН; g – прискорення земного тяжіння м/с; $W_o(V)$, $W_d(s)$ – «питомі» сили основного і додаткового опорів руху:

$$w_o(V)=12+0{,}004\,V^2 \ \text{ та } \ w_o(V)=16+0{,}004\,V^2\ , \qquad (2)$$

$$w_d(s)=(i(s)+i_R(s))\ , \qquad (3)$$

де $i(s)$, $i_R(s)$ – коефіцієнт нахилу ділянки шляху та приведений коефіцієнт радіуса дуги трамвайної колії.

«Питома» сила основного опору (2) подана для тролейбуса в режимах руху під струмом і без споживання струму (враховано, що при русі без струму в трансмісія і двигуні виникає додаткове тертя). Рівняння (1) є спрощене, орієнтоване на графоаналітичні методи розрахунку і використати його при числових методах недоцільно. В ньому одночасно використані одиниці швидкості в км/год. та прискорення в м/с². Рівняння приведене до безрозмірних одиниць, Н/кН, що веде до втрати його фізичної чіткості. Використане значення «ваги» не відповідає своєму фізичному визначенню [4]. «Питома» сила основного опору залежить від маси ТЗ, що у (2) не відображено. Для використання числових методів інтегрування необхідно привести рівняння до стандартного вигляду. З врахуванням зауважень рівняння динаміки ТЗ має вигляд:

$$(m_t+m_i)\frac{dv}{dt}=F_k(v)-W_O(v)-W_d(s)\ , \qquad (4)$$

де m_t, m_i – повна та додаткова маси ТЗ, виражені в кг: v – швидкість, м; $F_k(v)$, $W_O(v)$, $W_d(v)$ – відповідні сили в Н. Одиницями вимірювання в (3) є основні одиниці системи СІ.

В рівняння (4) входить дві незалежні змінні: час – t, та шлях – s, тому використано заміну $\frac{dv}{dt}=\frac{dv}{ds}\frac{ds}{dt}=v\frac{dv}{ds}$ і в якості незалежної змінної прийнято шлях руху s. Одержано рівняння, яке, після приведення приведене до першої форми Коші, має вигляд:

$$dv/ds=f(s,v)\ , \qquad (5)$$

де $f(s,v)=\frac{1}{v(m_t+m_i)}\left[F_k(v)-W_O(v)-W_d(s)\right]$.

Сила тяги $F_k(v)$ – це приведена до ободу ведучих коліс механічна характеристика двигуна.

© К.О. Сорока, Д.О. Личов, 2017

Механічну характеристику двигуна ДК-210А-3, приведену до ободу ведучих коліс тролейбуса ЗіУ-682Г-016.02, представлено на рис. 1. Враховано, що діаметр ведучих коліс тролейбуса D = 1070 мм, а передаточне число трансмісії μ = 11,3 [5]. На рис. 1 приведено характеристики для трьох основних режимів роботи двигуна: при значеннях магнітного потоку: номінальному α = 100% і ослабленому: α = 53% та α = 31%.

В рівнянні (5) силу тяги представлено у вигляді вектора $F_k(v)$. Компоненти його визначено шляхом апроксимації залежностей представлених на рис. 1:

$$F_k = \begin{bmatrix} F_{\text{П}} \\ F_{100\%} \\ F_{53\%} \\ F_{31\%} \\ F_{\text{виб}} \\ F_{\text{галм}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 22000\text{, Н} \\ 690721\exp(-0{,}6212v)\text{, Н} \\ 1258694\exp(-0{,}6107v)\text{, Н} \\ 180735\exp(-0{,}2228v)\text{, Н} \\ 0\text{, Н} \\ -31000\text{, Н} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

де $F_{100\%}$, $F_{53\%}$, $F_{31\%}$ – компоненти вектора сили тяги при відповідному значенні магнітного потоку двигуна; $F_{\text{П}}$, $F_{\text{виб}}$, в $F_{\text{галм}}$ – сили в режимах розгону, вибігу та гальмування.

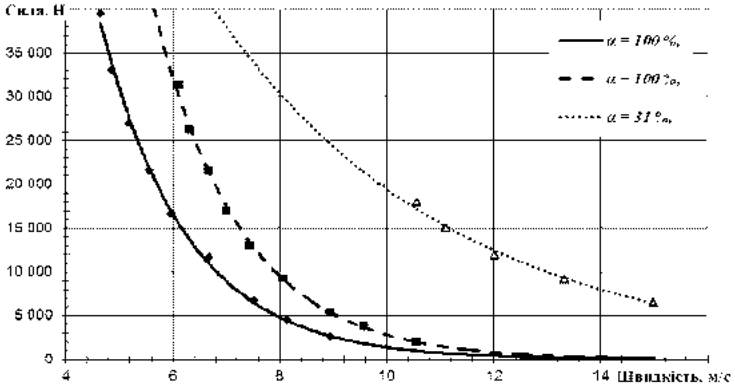


Рисунок 1 – Механічні характеристики двигуна
α=100%, α=53%, α=31% – значення магнітного потоку

Формула (6) спрощена, в ній приведено компоненти вектора сили тільки для основних позицій регулювання, а сили в режимах розгону і гальмування представлено постійними величинами. Залежно від системи електроприводу: постійного або змінного струму, в ТЗ використовується дискретна чи неперервна системи керування роботою двигуна. Наприклад, в тролейбусі ЗіУ-682Г-016.02 система керування має 18 дискретних позицій та додаткові позиції вибігу і гальмування [5]. Уточнені рівняння руху, розроблено на основі моделі руху Ейлера-Лагранжа в роботі [6].

Електромеханічні характеристики двигуна, тобто залежності струму двигуна від швидкості в режимі тяги, представлено на рис. 2. Шляхом апроксимації залежностей отримано формули:

$$\begin{bmatrix} I_{100\%} = -4{,}257v^3 + 105{,}4v^2 - 904{,}3v + 2748\text{,} \\ I_{53\%} = -3{,}810v^3 + 114{,}1v^2 - 1167v + 413\text{,} \\ I_{31\%} = -0{,}371v^3 + 19{,}0v^2 - 342{,}8v + 2323\text{,} \end{bmatrix} \quad (7)$$

де $I_{100\%}$, $I_{53\%}$, $I_{31\%}$, – значення струму при відповідній величині магнітного потоку двигуна.

Величина сили основного опору $W_{\text{О}}(v)$ відповідно до (2) для тролейбуса при русі під струмом і без струму (вибіг, гальмування). Під час перетворення формули (2) враховано, що сила основного опору має дві складові: силу тертя, пропорційну вазі ТЗ і силу опору повітря, яка залежить від розмірів та форми корпусу ТЗ [7].

$$W_{\text{О}}(v) = \begin{bmatrix} 0{,}012m_t g + 8{,}33v^2 \\ 0{,}016m_t g + 8{,}33v^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Зауваження: Формула справедлива для руху по ділянках прямолінійного профілю, при русі через долину чи пагорб в першому доданку необхідно враховувати зміну ваги ТЗ.

Сила додаткового опору на основі (3):

$$W_d(i) = g\,m_t(i(i) + m_t i(R)) \quad (9)$$

Залежно від системи електроприводу: постійного або змінного струму, в ТЗ використовується дискретна чи неперервна системи керування роботою двигуна. Наприклад, в тролейбусі ЗіУ-682Г-016.02 система керування має 18 дискретних позицій та додаткові позиції вибігу і гальмування [5]. Під час руху ТЗ керування роботою двигуна здійснюється контролером шляхом переходу від одного компонента вектора сил до іншого. Послідовність переходів задано програмою роботи контролера. Деякі переходи здійснюються автоматично, а інші – завдяки діям водія. З будь якої позиції водій може перейти до роботи в режимі вибігу, чи гальмування. Математичну модель динаміки ТЗ розроблено на основі рівняння (5) в програмному середовищі електронної таблиці Excel (табл. 1). Рівняння (5) має особливу точку v = 0, тому інтегрування його виконується починаючи з певної, відмінної від нуля, початкової швидкості. В моделі використано метод числового інтегрування Рунге-Кутта 4-го порядку [8]. В першій колонці моделі (табл. 1) задають шлях s руху з бажаним кроком інтегрування h. Крок інтегрування h впродовж таблиці може змінюватись, залежно від потрібної точності розрахунків. У другій колонці $i+i_R$ приведено суму коефіцієнта ухилу та коефіцієнта радіуса дуги колії відповідно шляху s; в третій m_t – масу ТЗ. Швидкість v розраховується згідно формули:

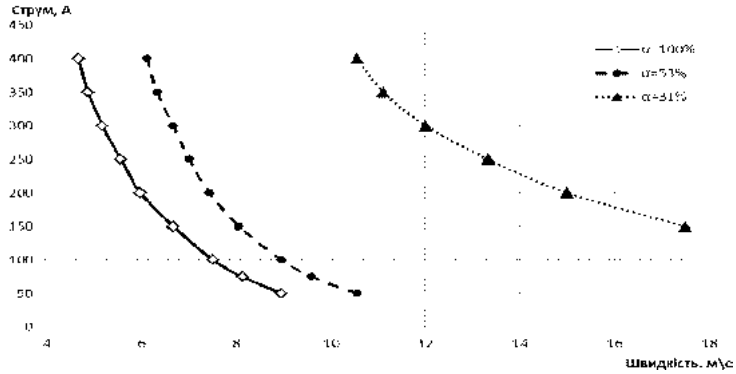


Рисунок 2 – Електромеханічні характеристики двигуна
α=100%, α=53%, α=31% значення магнітного потоку

Таблиця 1 Математична модель динаміки руху ТЗ

Режим	s	$i+i_R$	m_t	v	k_1	k_2	k_3	k_4	V	t	I, А
Пуск	1		16411	1,2					4,3	1,0	270
Пуск	2	0	16411	1,2	1,06	0,74	0,81	0,63	4,3	1,4	270
Пуск	3	0	16411	2,0	1,06	0,74	0,81	0,45	7,2	1,7	270
100%	15	0	16411	6,5	0,39	0,17	0,27	0,22	23,3	3,4	317
100%	20	0	16411	7,7	0,13	0,10	0,11	0,11	27,7	4,1	267
51%	35	0	16411	8,5	0,05	0,05	0,05	0,05	30,7	5,9	366
51%	40	0	16411	8,8	0,05	0,04	0,04	0,04	31,6	6,4	350
32%	80	11	16411	9,7	0,16	0,14	0,14	0,09	35,0	10,7	348
32%	85	11	16411	10,4	0,16	0,14	0,14	0,09	37,4	11,2	321

$$v_{m+1}=v_m+\frac{s_{m+1}-s_m}{6}(k_1+2k_2+2k_3+k_4), \quad (10)$$

де коефіцієнти k_1, k_2, k_3, k_4:

$$\begin{cases} k_1=f(s_m, v_m), \\ k_2=f\left(\frac{s_m+s_{m+1}}{2}, v_m+k_1\frac{s_{m+1}-s_m}{2}\right), \\ k_3=f\left(\frac{s_m+s_{m+1}}{2}, v_m+k_2\frac{s_{m+1}-s_m}{2}\right), \\ k_4=f\left(s_{m+1}, v_m+k_3(s_{m+1}-s_m)\right). \end{cases} \quad (11)$$

де s_m , s_{m+1} – значення шляху в поточному та наступному рядках таблиці.

В колонці V – виконується розрахунок швидкості в км/год., а в колонці t – час руху. Струм I, А, який споживає ТЗ, розраховується відповідно електромеханічної характеристики двигуна (8).

Інтегрування рівняння руху здійснюється шляхом копіювання формул у наступні рядки таблиці, вздовж шляху S. Перехід від одного режиму руху до іншого здійснюється заміною формул відповідно до вектора сили тяги та сил опору. Режим керування в цій моделі вибирається оператором самостійно, шляхом копіювання відповідних формул в наступний рядок таблиці. Результати інтегрування рівняння руху, з використанням розробленої моделі, приведено на рис. 3 та 4. На графіку (рис. 3) приведено швидкість тролейбуса на ділянці довжиною 600 м в трьох режимах руху: «Еко-номному», «Швидкому», «Проміжному». В «Економному» режимі тролейбус рухається в під тягою на віддалі 150 м, далі переходить на вибіг. Гальмування починається на віддалі 10 м від зупинки. В «Швидкому» режимі тролейбус рухається під тягою 470 м і тільки за 130 м від зупинки переходить режим гальмування. В проміжному режимі під тягою тролейбус рухається на протязі 250 м.

Двигун тролейбуса споживає струм тільки впродовж ділянки руху під тягою (рис 4). В «Економному» режимі споживання струму мінімальне. В «Швидкому» режимі тролейбус споживає струм на більшій частині шляху і його мінімальна величина 160 А.

Під час руху ТЗ можливі випадки виникнення непередбачених подій і водій вимушений гальмувати чи робити зупинку. На рис. 5 приведено зміну швидкості тролейбуса та струму тролейбуса в режимі руху «З перешкодою». Гальмування може бути до повної зупинки, чи тільки сповільнення швидкості руху. Через наявність особливої точки в рівнянні руху (5) повну зупинку тролейбуса змоделювати неможливо. Тому під час моделювання введено обмеження швидкості досить малою величиною і продовжено інтегрування рівняння починаючи з цієї швидкості (рис. 5). Після зупинки тролейбус продовжує рух в режимі розгону і величина струму змінюється аналогічно початку руху.

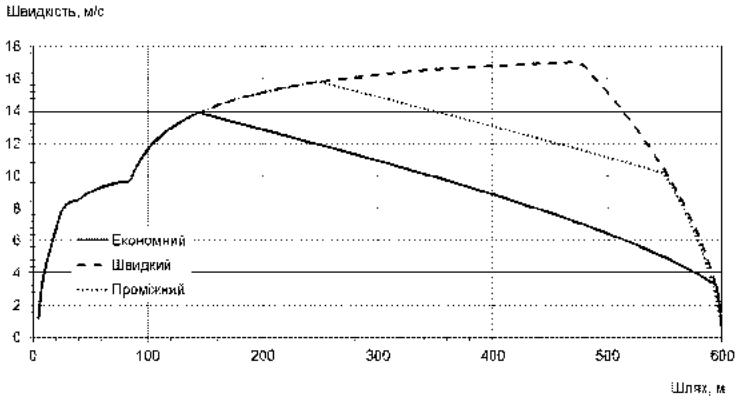


Рисунок 3 – Зміна швидкості руху тролейбуса вподовж ділянки маршруту (режими руху: «Економний», «Швидкий», «Проміжний»)

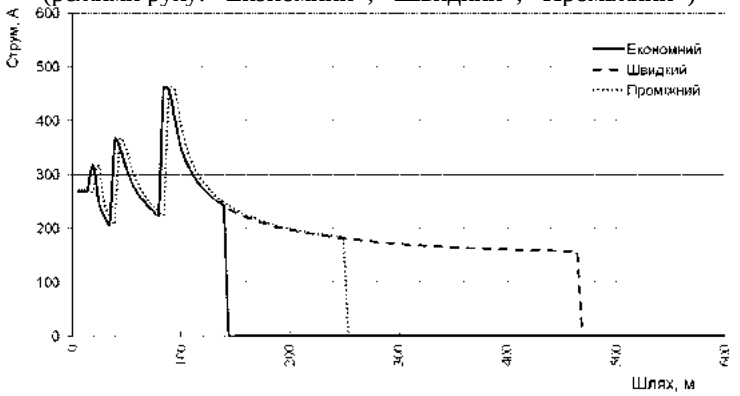


Рисунок 4 – Графік зміни величини струму вподовж шляху руху, режими руху: «Економний», «Швидкий», «Проміжний»

Розрахунок питомих витрат електроенергії (табл. 2) показує, що при «Швидкому» режимі руху питомі витрати складають 143, при «Проміжному» 97,5, а при «Економному» – 78 Вт год./т км, тобто зміна режиму руху дозволяє суттєво зменшити витрати електроенергії. Водій ТЗ зобов'язаний дотримуватись графіка руху. Експлуатаційна швидкість тролейбуса, встановлюється порядку 16 км/год. при рекомендованому стоянці на зупиночному пункті протягом 10 ÷ 45 с. В «Економному» режимі і максимальному часі стоянки експлуатаційна швидкість дорівнює 17, 56 км/год. (табл. 2). Це більше встановленої величини і такий режим не веде до порушення графіка руху. Водії, як правило, притримуються «Швидкого» режиму руху. Зумовлено це тим, що у них відсутні засоби обліку витрат електроенергії і єдине на що вони звертають увагу – це дотримання графіка руху.

Підрахунки показують, що при зміні «Швидкого» режиму руху «Економним» витрати зменшуються на 45,4 %. З врахуванням особливостей маршруту та ймовірності виникнення перешкод зменшення витрат електроенергії прийнято в межах 10÷45%. Слід зауважити , що ці витрати електроенергії включають і втрати в тяговій мережі, оскільки під час проведення розрахунків, в якості напруги прийнято величину U = 550 В, тобто напругу на виході тягової підстанції. Виділити втрати електроенергії в тяговій мережі без наявності приладів обліку електроенергії на ТЗ неможливо.

Оскільки водій ТЗ працює в складних умовах дорожнього руху і робота його досить напружена, то вибрати оптимальний за затратами електроенергії режим руху, йому досить складно. Тому, для впровадження таких режимів руху, розроблено систему автоматизованого вибору швидкісного режиму руху. На цю систему одержано державний патент України [8].

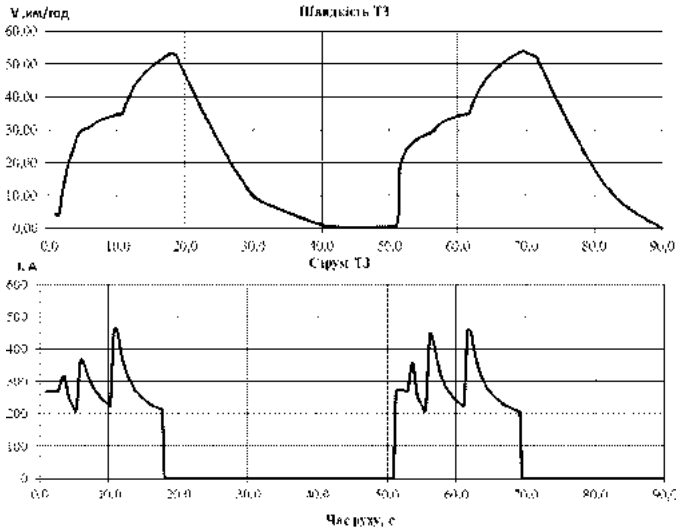


Рисунок 5 – Графіки швидкості та струму ТЗ в режимі руху «З перешкодою»

Система включає (рис. 6) мікропроцесор - 2, розміщений в ТЗ - 1. Блок пам’яті - 3 з графіком руху - 3.1, плановим режимом руху - 3.2, цифрованою картою міста - 3.3 та програмою розрахунку оптимального режиму руху - 3.4. Крім цього в систему входять датчики: швидкості та пройденого шляху - 4, струму та напруги - 5, реєстрації кількості пасажирів - 6, датчик закриття дверей - 7, а також: навігатор GPS - 8, блок формування сигналів на диспетчерський пункт - 9; блок прийомо-передатчика GSM/GPRS - 10; гарнітура водія - 11; дисплей - 12.

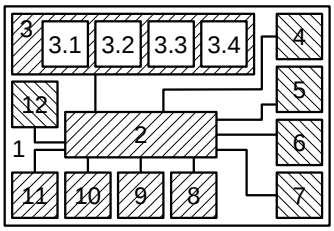


Рисунок 6 Блок-схема системи автоматизованого вибору швидкісного режиму руху ТЗ

Таблиця 2 – Результати розрахунку показників експлуатації ТР в різних режимах руху.

Покажчик	Режим руху			
	Економний	Проміжний	Швидкий	З перешкодою
Затрати електроенергії (проїзд 600м), кВт·год	0,77 (100%)	0,96 (125%)	1,41 (191%)	1,72 (223%)
Час проїзду, с	78	60	54	90
Середня швидкість на ділянці, км/год.	28,1	36	40	24
Питомі затрати електроенергії в Вт год./т км	78	97,5	143	175
В процентах по відношенню до «Швидкого»	54,6 %	68,2 %	100 %	122 %
Експлуатаційна швидкість, км/год. (в разі стоянки на зупинці 45 с)	17,56	20,57	21,81	16,0

Працює система таким чином: Під час руху ТЗ на маршруті навігатор GPS постійно визначає координати та швидкість ТЗ і передає дані до диспетчерського пункту та центральному процесору ТЗ. Процесор порівнює покази навігатора з плановим режимом руху. В разі виявлення недопустимого відхилення, він розраховує режими подальшого продовження руху. Основою розрахунку є програма, введена в пам'ять комп’ютера та карта маршруту. В якості програми запропоновано використати розглянуту математичну модель динаміки руху ТЗ, з доповненням вибору оптимального режиму руху. Вихідними даними розрахунків є кількість пасажирів в ТЗ, його місце знаходження та швидкість, та характеристики маршруту. Оскільки точність GPS недостатня (±30 м), то його дані уточнюються за показами датчиків пройденого шляху та швидкості.

Результатами розрахунків повідомляються водієві. Водій володіє інформацією про бажаний режим руху і може прийняти рішення щодо його дотримання. Крім цього система забезпечує передачу результатів обліку витрат електроенергії. Результати вимірювання струму та напруги обробляє процесор 2, блок 9 формує сигнали і прийомо-передатчик 12, в режимі GPRS, передає їх до диспетчерського пункту. Таким чином на диспетчерському пункті є повна інформація про рух ТЗ та витрати електроенергії. Ці дані є основою розробки додаткових мір енергозбереження на електричному транспорті.

Висновки. Розглянуто динаміку руху засобів електротранспорту з точки зору автоматизованого електроприводу спеціального технологічного призначення. Рівняння руху динаміки руху транспортних засобів приведено до вигляду зручного для числового інтегрування. Розроблено математична модель динаміки руху засобів електротранспорту. Одержано залежність витрат електроенергії від режимів руху. Показано, що вибір оптимального режиму руху може привести до зниження енергозатрат електроенергії на 10 – 45 %/ Розроблено блок-схему системи автоматизованого вибору швидкісних режимів руху та автоматичного обліку витрат електроенергії транспортними засобами, на яку отримано патент України на корисну модель.

Список літератури. 1. Про встановлення тарифів на електроенергію, що відпускається населенню Постанова НКРЕКП, №220 від 26.02.2015 № 220. **2.** Теория электрической тяги / В.Е. Розенфельд, И.П. Исаев, Н.Н. Сидоров, М.И. Озеров; Под ред. И.П. Исаев. // М.: Транспорт, 1995. – 294 с. **3.** Основи електричної тяги: навч. посібник / В.Х. Далека, П.М. Пушков, В.П. Андрійченко, Ю.В. Мінєєва; // – Х.: ХНАМГ, 2012. – 312с. **4.** Рудой Ю. Г. Вес // Физическая энциклопедия / под общ. ред. А. М. Прохорова. – М.: Советская энциклопедия, 1988. – Т. 1. – С. 262. – 707 с. **5**. Вишняк Г.В и др. Троллейбус пассажирский ЗиУ-682Б./ Вишняк Г.В и др. // М.: Транспорт, 1977, - 208 с**. 6.** Сорока К.О. Змістовна модель та рівняння руху електричного транспорту/ К.О. Сорока, Д.О. Личов // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту, 2015, – No 3 (57) – С.97-106. **7.** Изъюров В.А. Тяговые расчеты городского электротранспорта. / Изъюров В.А.// М.: Изд-во МКХ РСФСР, 1952. – 231 с. **8.** Крылов В. И. Справочная книга по численному интегрированию. / Крылов В. И., Шульга Л. Т. // М.: Наука, 1966 – 372 с**. 9.** Сорока К. О. Система автоматизованого вибору швидкісного режиму руху наземного електричного транспортного засобу./ Сорока К. О., Личов. Д.О.// Патент України на корисну модель № 110877 МПК B60W 50/00; B60W 50/0825.Зареєстровано 25.10.2016 р.

Bibliography (transliterated): 1. Pro vstanovlennya taryfiv na elektroenerhiyu, shcho vidpuskayetʹsya naselennyu Posta-nova NKREKP, №220 vid 26.02.2015 № 220. **2**. Teoryya élektrycheskoy tyahy / V.E. Rozenfelʹd, Y.P. Ysaev, N.N. Sydorov, M.Y. Ozerov; Pod red. Y.P. Ysaev. // M.: Transport, 1995. – 294 s. **3**. Osnovy elektrychnoyi tyahy: navch. posibnyk / V.KH. Daleka, P.M. Pushkov, V.P. Andriychenko, YU.V. Minyeyeva; // – KH.: KHNAMH, 2012. – 312s. **4**. Rudoy YU. H. Ves // Fyzycheskaya éntsyklopedyya / pod obshch. red. A. M. Prokhorova. – M.: Sovet·skaya éntsyklopedyya, 1988. – T. 1. – S. 262. – 707 s. **5**. Vyshnyak H.V y dr. Trolleybus passazhyrskyy ZyU-682B./ Vyshnyak H.V y dr. // M.: Trans-port, 1977, - 208 s. **6**. Soroka K.O. Zmistovna modelʹ ta rivnyannya rukhu elektrychnoho transportu/ K.O. Soroka, D.O. Lychov // Visnyk Dnipropetrovsʹkoho natsionalʹnoho universytetu zaliznychnoho transportu, 2015, – No 3 (57) – S.97-106. 7. Yz″yurov V.A. Tyahovye raschety horodskoho élektrotransporta. / Yz″yurov V.A.// M.: Yzd-vo MKKH RSFSR, 1952. – 231 s. **8**. Krylov V. Y. Spravochnaya knyha po chyslennomu yntehryrovanyyu. / Krylov V. Y., Shulʹha L. T. // M.: Nauka, 1966 – 372 s. **9**. Soroka K. O. Systema avtomatyzovanoho vyboru shvydkisnoho rezhymu rukhu nazemnoho elektrychnoho transportnoho zasobu./ Soroka K. O., Lychov. D.O.// Patent Ukrayiny na korysnu modelʹ № 110877 MPK B60W 50/00; B60W 50/0825.Zarehistrovano 25.10.2016 r.

Надійшла 28.04.2017

УДК 620.91

О. Г. АЛЄКСЄЄВ, канд. техн. наук, доц., Запорізька державна інженерна академія;
В. Ю. БОНДАР, канд. техн. наук, доц., Запорізька державна інженерна академія.

ВИКОРИСТАННЯ СУПЕРКОНДЕНСАТОРІВ ДЛЯ ЗГЛАДЖУВАННЯ КОЛИВАНЬ ТА ПІДВИЩЕННЯ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ВІТРОЕНЕРГЕТИЧНИХ УСТАНОВОК (ВЕУ)

Вступ. Сучасний стан розвитку альтернативної енергетики визначається двома пріоритетними напрямками: достатньо активним розвитком сонячної енергетики та експоненціальним, набагато випереджаючим зростанням вітрової енергетики.

Як і у всякому новому напрямку розвитку техніки, область інженерної складової вітроенергетики також має свої глобальні проблеми. До таких глобальних проблем можна віднести проблему якнайповнішого використання енергії вітрового потоку.

Постановка задачі. Однією з достатньо вагомих проблем , які з'являються при використанні енергії вітрового потоку є його нестабільність в часі. Особливо це стосується вітрогенераторів малої та середньої потужності, які , як правило , розташовуються на невеликих висотах щодо поверхні землі і використовуються в якості автономних джерел енергії. На рисунку 1 наведений часовий графік зміни швидкості вітру навіть на протязі хвилини [1].

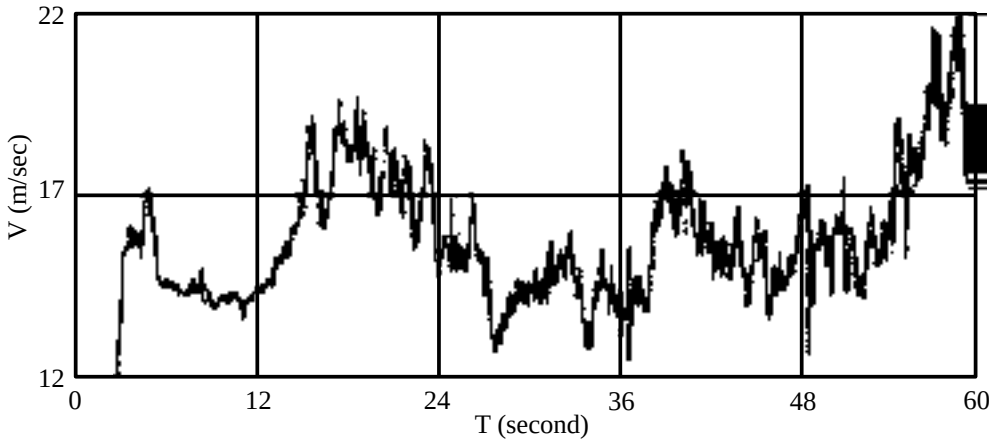


Рис. 1 Типовий графік зміни швидкості вітру на вході вітротурбіни у часі.

Залежність вихідної потужності вітротурбіни (ВТ) $P_{вт}$ від швидкості вітру $V_в$ на її вході має вигляд :

$$P_{вт} = C_р \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V_в^3}{2}, \qquad (1)$$

де $C_р = \frac{P_{вт}}{P_{вітр}}$ – коефіцієнт використання енергії вітру;

$P_{вітр}$ – потужність вхідного потоку вітру;

ρ – щільність повітря на вході ВТ.

S – площа, що утворюється при обертанні лопатей вітротурбіни.

Звідси випливає, що зміна швидкості вітру у 2 рази викликає зміну вихідної потужності у 8 разів. Таким чином залежність корисної потужності ВТ від зміни швидкості вітру (турбулентності) є досить відчутною.

Побіжний аналіз розвитку вітроенергетики і особливо технічних засобів її застосування вказує, що однією з головних вимог є підтримання стабільної в часі вихідної потужності ВТ оскільки більшість технологічних процесів вимагала і вимагає сталої потужності або швидкості на вході технологічних механізмів.

На початковому етапі застосування потужних ВТ для автономного використання і відсутності прийнятних з точки зору енергоефективності потужних засобів стабілізації вихідної потужності ВТ широке застосування отримало регулювання кута повороту лопатей вітроколеса відносно напрямку вітру (т.з. pitch controlled) (рис. 2,3). Але такий спосіб керування потужністю ВТ призводить до зниження коефіцієнту використання енергії вітру $C_р$. Така система застосовується, якщо вітрогенератор працює в автономній електромережі , де стабільність електропостачання є необхідною умовою працездатності споживача. Це , як правило , системи живлення які не мають буферних накопичувачів , наприклад , акумуляторних батарей, що в наш час не є характерним. Недоліком таких систем є неповне використання енергії вітру, оскільки не дозволяють використання енергії поривів вітру , які є характерною ознакою для вітру , що виникає на невеликій відстані (10–15м) від поверхні землі , т.з. турбулентність вітрового потоку.

© О.Г. Алєксєєв, В.Ю. Бондар, 2017

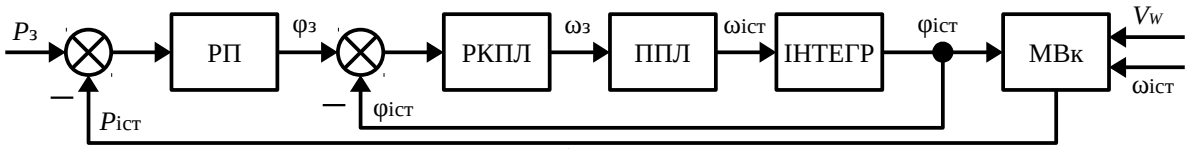


Рис. 2 Структурна схема системи стабілізації потужності з «pitch»–регулятором.
РП – регулятор потужності; РКПЛ – регулятор кута повороту лопатей;
ППЛ – привод повороту лопатей; МВк – модель вітроколеса.

З аналізу графіків рис. 2 та рис. 3 можна констатувати різке зниження C_p при стрімкому збільшенні швидкості вхідного потоку між 48 та 60 секундами часу проведення експерименту.

В роботі [2] достатньо аргументовано наводяться причини втрат вітрової енергії внаслідок завжди присутній турбулентності вхідного вітрового потоку. Втрати такої потужності досягають величини яка наводиться у висновках цієї роботи:

*«**Выводы:** Естественная турбулентность, всегда присутствующая в ветровом потоке приводит к потерям энергии, отбираемой ветроэнергетическими установками (ВЭУ) от ветра, по сравнению с расчетными данными. Величина таких потерь может достигать 16%, что для ВЭУ мощностью 2000 кВт составляет порядка 500 тыс. грн. в год».*

Матеріали дослідження. Для усунення цього недоліку найбільш раціональним, на наш погляд, є застосування швидкодіючого накопичувача електричної енергії з широким діапазоном зарядного струму та припустимої напруги. Існуючи в широкому вжитку електрохімічні накопичувачі (акумулятори) , не дивлячись на необхідну електричну ємність, є достатньо інерційними пристроями, які працюють в доволі вузькому діапазоні напруги (+15%, –10%) та зарядного струму і тому застосування їх для досить швидкого накопичення енергії турбулентності вітрового потоку не є виправданим.

Застосування інших відомих типів накопичувачів є проблематичним внаслідок їхньої обмеженої швидкодії. Тому на сьогоднішній день розробники ВЕУ, для яких проблема підвищення коефіцієнту C_p є актуальною, розглядають можливість застосування в якості високодинамічних накопичувачів електричної енергії – суперконденсаторів.

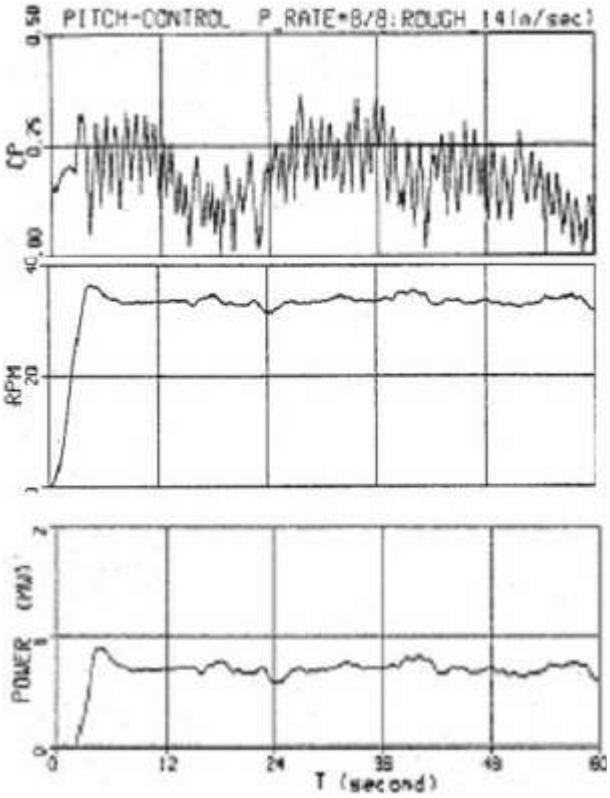


Рис. 3 Коефіцієнт використання (C_p), стабілізація швидкості (RPM) та вихідної потужності (POWER) вітрогенератора при типових коливаннях по амплітуді і в часі швидкості вхідного вітрового потоку.

Як витікає з визначення суперконденсатора, він має всі властивості, притаманні звичайним конденсаторам: можливість тривалого зберігання електричної енергії у вигляді статичного електричного поля, високодинамічні показники зарядно-розрядних процесів та можливість зберігання енергії будь якого рівня напруги, який обмежується тільки електричною міцністю його ізоляції. В той же час, завдяки особливостям своєї структури , їхня питома ємність на кілька порядків перевищує питому ємність звичайних конденсаторів , в тому числі електролітичних.

На даний час багатьма провідними фірмами освоєно серійний випуск як окремих суперконденсаторів , так і батарей на їх основі. Такі конденсатори знаходять застосування в пускових пристроях на залізничному транспорті, гібридних транспортних засобах. Суттєвим недоліком таких конденсаторів є досить низка припустима низка робоча напруга, що складає приблизно 2÷3 В. Внаслідок цього складання високовольтних батарей на 200-300 В є достатньо трудомісткою технологією і тому на сьогоднішній день ціна суперконденсаторів є достатньо великою.

Як зазначалося вище, найбільшою турбулентністю відзначаються вітрові потоки в приповерхневих шарах атмосфери на висотах, на яких встановлюються вітротурбіни малої та середньої потужності (до десятків кВт) кількість яких є достатньо великою. Виходячи з цього має сенс провести аналіз можливості застосування суперконденсаторів для підвищення коефіцієнта Ср вітрогенератора при суттєвій турбулентності вітрового потоку для вітротурбіни потужністю 10÷20 кВт.

Вихідні дані наведені в таблиці 1

Таблиця 1

Фізична величина	Позначення та розмірність фізичної величини	Числове значення
Довжина лопаті	$l_л$ (м)	4
Маса лопаті	$m_л$ (*кг*)	16
Середня швидкість вітру	$V_в$ (м/с)	10
Величина поривів вітру	Δv (м/с)	5
Кількість лопатей	n (шт)	3
Коефіцієнт швидкохідності,	Z	5
Коефіцієнт використання енергії вітру	$C_р$	0,45
Щільність повітря	ρ (кг/м^3)	1,22

Розрахунок необхідної ємності суперконденсатора.

Знаходимо діаметр вітроколеса :

$$D_{вк}=2\cdot l_л=2\cdot 4=8\,м\ . \tag{2}$$

Площа , утворювана при обертанні лопатей :

$$S=\frac{\pi D_{вк}^2}{4}=\frac{3{,}14\cdot 8^2}{4}=50{,}2\,м^2\ . \tag{3}$$

З допомогою часового аналізу графіка турбулентності на рис. 2 визначаємо орієнтовну динаміку процесу. За результатами аналізу можна прийняти, що швидкість зростання вітрового потоку лежить в межах 3÷5 секунд.

Оптимальна кутова швидкість при заданій швидкості вітрового потоку $V_в$ знаходимо, використовуючи формулу для визначення коефіцієнта швидкохідності:

$$Z=\frac{\omega_{опт}\cdot R_{вк}}{V_в}\ ; \tag{4}$$

звідки знайдемо , позначивши $R_{вк} = l_л$

$$\omega_{опт}=\frac{Z\cdot V_в}{l_л}=\frac{5\cdot 10}{4}=12{,}5\,с^{-1}\ . \tag{5}$$

Для визначеної швидкості вітрового потоку $V_в$=10 м/с знаходимо номінальну потужність $P_{ном}$ за формулою (1):

$$P_{вт}=\frac{C_р\cdot\rho\cdot S\cdot V_в^3}{2}=\frac{0{,}45\cdot 1{,}22\cdot 50{,}2\cdot 10^3}{2}=13{,}8\,кВт\ ; \tag{6}$$

Далі необхідно обчислити динамічні характеристики вітротурбіни для визначення ступеня відслідковування вітротурбіною змін вітрового потоку. Момент інерції вітротурбіни знаходимо за формулою:

$$J_{вк}=n\cdot\frac{1}{3}\cdot m l_л^2=3\cdot\frac{1}{3}\cdot 16\cdot 4^2=256\,кг\cdot м^2\ . \tag{7}$$

Механічну сталу часу $T_м$ визначаємо як:

$$T_м=J_{вк}\cdot\frac{\omega_{опт}}{M_{ном}}\ , \tag{8}$$

де $M_{ном}$ в свою чергу дорівнює :

$$M_{ном}=\frac{P_{вт}}{\omega_{опт}}=\frac{13{,}8\cdot 10^3}{12{,}5}=1104\,нм\ . \tag{9}$$

Таким чином визначаємо:

$$T_м=\frac{256\cdot 12{,}5}{1104}=2{,}9\,с\ . \tag{10}$$

З аналізу співставлення часових параметрів графіку турбулентності та динамічної характеристики вітротурбіни можна припустити , що кутова швидкість вітротурбіни приблизно відслідковує швидкість зміни вітрового потоку. З цього випливає, що для визначення амплітуди коливань енергії при наведеній на графіку турбулентності можна користуватись величинами амплітуд зміни швидкості вітрового потоку. При цьому припускаємо, що потужність, яка відбирається від штатного накопичувача , наприклад, акумуляторної батареї є сталою і відповідає потужності , яка відповідає швидкості $V_в$ = 10 м/с.

При визначенні надлишку енергії , який виникає при врахуванні енергії турбулентності необхідно виходити з того , що вона визначається двома складовими: кінетичної енергії вітротурбіни (іншими складовими обертових частин вітроенергетичної установки можна знехтувати) та енергії електростатичного поля суперконденсатора.

Визначаємо додаткову корисну енергію при наявності турбулентності в момент від 48 до 60 секунд (див. рис. 2). Виходячи з графіка , максимальна швидкість становить $V_в$ =20 м/с. Звідси загальна величина корисної енергії вітрового потоку при досягненні цієї швидкості знайдемо з (1)

$$W_в = C_р \frac{m_в V_в^2}{2} = C_р \frac{\rho \cdot S \cdot V_в \cdot V_в^2}{2} = \frac{0{,}4 \cdot 1{,}22 \cdot 50{,}2 \cdot 20^3}{2} = 98\,кДж\ ; \quad (11)$$

Кінетична енергія вітротурбіни становить :

$$W_{квк} = J_{вк} \cdot \frac{\omega_{макс}^2}{2}\ ; \quad (12)$$

де $\omega_{макс}$ кутова швидкість вітротурбіни при $V_в$ = 20 м/с.

Приймаючи Z = 4 внаслідок нестаціонарності процесу, знаходимо $\omega_{макс}$:

$$\omega_{макс} = \frac{Z \cdot V_{в\,макс}}{l_л} = \frac{4 \cdot 20}{4} = 20\,с^{-1}\ ; \quad (13)$$

і т.ч. кінетична енергія вітротурбіни при $V_{в\,макс}$ = 20 м/с становить:

$$W_{квк} = 256 \cdot \frac{20^2}{2} = 51{,}2\,кДж\ ; \quad (14)$$

Різниця між загальною кількістю корисної енергії вітрового потоку та кінетичною енергією вітротурбіни $\boldsymbol{W_{ск}}$ має бути запасена в суперконденсаторі:

$$W_{ск} = W_в - W_{квк} = 98 - 51{,}2 = 46{,}8\,кДж\ . \quad (15)$$

В якості суперкондесатора оберемо модуль конденсатора фірми MAXWELL на максимальну напругу 160 В. При номінальній швидкості напруга на суперконденсаторі повинна була залишатися на рівні 80 В.

Визначаємо необхідну ємність конденсатора з умови , що за час поки буде підвищуватися швидкість турбіни, напруга на суперконденсаторі зросте на 48 В. Таким чином необхідну величину ємності суперконденсатора $\boldsymbol{C_{ск}}$ знайдемо як:

$$C_{ск} = \frac{2 W_{ск}}{U_{макс}^2 - U_{ном}^2} = \frac{2 \cdot 48{,}6 \cdot 10^3}{160^2 - 80^2} = 5\,Ф\ . \quad (16)$$

Блок з такими параметрами є номенклатурою фірми MAXWELL.

Загальний вигляд блоку BM0D0006E160B02 наведений на рис.4

Рис.4 Загальний вигляд блоку суперконденсаторів фірми MAXWELL.

Висновки. Використання явища турбулентності вітрового потоку може суттєво підвищити ефективність ВЕУ. На даний час створені технічні засоби, наприклад, суперконденсатори, які дозволяють реалізувати такі технічні рішення.

Список літератури: 1.E.Muljadi and C.P. Butterfield. Pitch-Controlled Variable – Speed Wind Turbine Generation. February 2000 – NREL/CP-560-27143. 2. В.Л. Мисайлов, Ю.Н.Ульянов Возможности повышения коэффициента использования энергии ветра в ветроэнергетических установках с горизонтальным расположением оси вращения. Вісник НТУ «ХПІ» 2013 . – №58.

Bibliography (transliterated): 2. V.L. Misaylov, YU.N. Ul'yanov Vozmozhnosti povysheniya koeffitsiyenta ispol'zovaniya energii vetra v vetroenergeticheskikh ustanovkakh s gorizontal'nym raspolozheniyem osi vrashcheniya. Vísnik NTU«KHPI» 2013g. – №58

Надійшла 29.04.2017

УДК 621. 311.24

О. О. ПАНКОВА, аспирантка, Запорожская государственная инженерная академия;
П. А. ЩИПАНСКИЙ, студент, Запорожская государственная инженерная академия.

ПРОГНОЗНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ ВЭУ С ПЕРЕМЕННОЙ СКОРОСТЬЮ ВРАЩЕНИЯ ВЕТРОТУРБИНЫ

Введение. В области управления ветроэнергетическими установками, на современном этапе развития ветроэнергетики, реализуется два принципа. Первый – управление с помощью изменяющей аэродинамики ветротурбины (pinch control) [4] Второй – управление ВЭУ с изменением скорости вращения, при котором аэродинамика может быть неизменной (variable speed) [5]. Преимущества первого способа, является возможность поддержания постоянной скорости генератора, особенно это важно при применении синхронного генератора, работающего на переменную сеть. Кроме этого, данный принцип может обеспечивать относительно безопасную работу электромеханической системы ВЭУ при скоростях ветра выше номинального значения. Однако, данный принцип имеет и недостатки. Он требует использования механизмов поворота лопастей ветротурбины, что существенно снижает эксплуатационную надежность ветроэнергетической установки, так же возрастают эксплуатационные и капитальные затраты. Способ регулирования с переменной скоростью вращения позволяет использовать ветротурбину без механизмов поворота лопастей, что и обуславливает преимущества данного способа. Так же существует комбинирование данных способов [6]. Однако, направление variable speed требует наиболее сложных алгоритмов управления электромеханической системой и выдвигает специфические требования к электрооборудованию ВЭУ.

Постановка задачи. Переменная скорость вращения сопряжена с изменением скорости вращения ветротурбины при изменении скорости ветрового потока. Согласно свойствам преобразования мощности в ветротурбине, максимальный отбор мощности возможен только при определенной оптимальной угловой скорости. Значение этой скорости пропорционально скорости ветра и, следовательно, должно все время изменяться при изменении скорости ветра. Однако, в связи с тем, что электромеханическая система обладает инерционностью, при быстро изменяющейся скорости ветра, система не может находиться в оптимальном режиме.

В связи с этим возникает проблема определения закона изменения динамического момента в зависимости от характера ветрового потока. В работе [1, 2] рассматривался вопрос о влиянии динамического момента на выработку в условиях изменения значения скорости ветра. Было указано, что для построения регулятора ВЭУ, в условиях изменения скорости ветрового потока, целесообразно применение прогнозного управления. В связи с этим актуализируется задача разработки такого регулятора.

Цель статьи. Таким образом, целью данной работы является синтез регулятора для электромеханической системы ВЭУ с переменной скоростью вращения ветротурбины, реализующего принцип прогнозного управления.

Материалы и результаты исследования. В основе данной работы лежит гипотеза о связи параметров ветрового потока с величиной выработки электроэнергии ветроэнергетической установкой с переменной скоростью вращения. Выявление такой связи, могло бы лечь в основу синтеза регулятора, позволяющего повысить эффективность ВЭУ на основе прогноза значений этих характеристик. В качестве параметра управления данной электромеханической системой, как было сказано выше, выступает значение динамического момента механической подсистемы ВЭУ.

Для подтверждения данной гипотезы в работе было проведено исследование влияния частоты пульсации ветра, среднего значения величины ветрового потока и заданного динамического момента на выработку электроэнергии ВЭУ.

Исследования проводились с помощью математической модели в относительных единицах [3]. Визуальная схема модели представлена на рисунке 1.

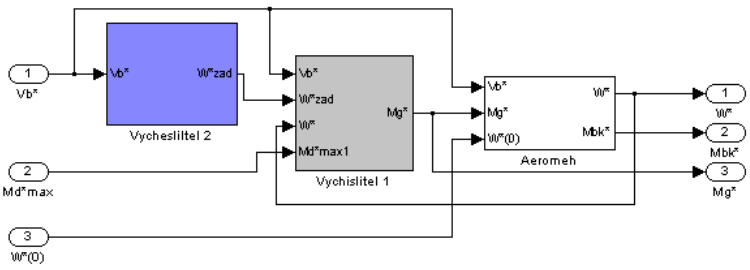


Рис. 1 Математическая модель ВЭУ с моментным управлением.

© Д.Г. Алексеевкский, О.О. Панкова, П.А. Щипанский, 2017

В состав модели входят три блока: «Vychislitel 1», «Vychislitel 2» и «Aeromeh».

Блок модели «Vychislitel 2» определяет заданное значение угловой скорости ветротурбины, соответствующее определенной скорости ветрового потока в установившемся режиме.

Блок модели «Aeromeh» представляет собой математическую модель аэромеханической части ВЭУ (рис.2).

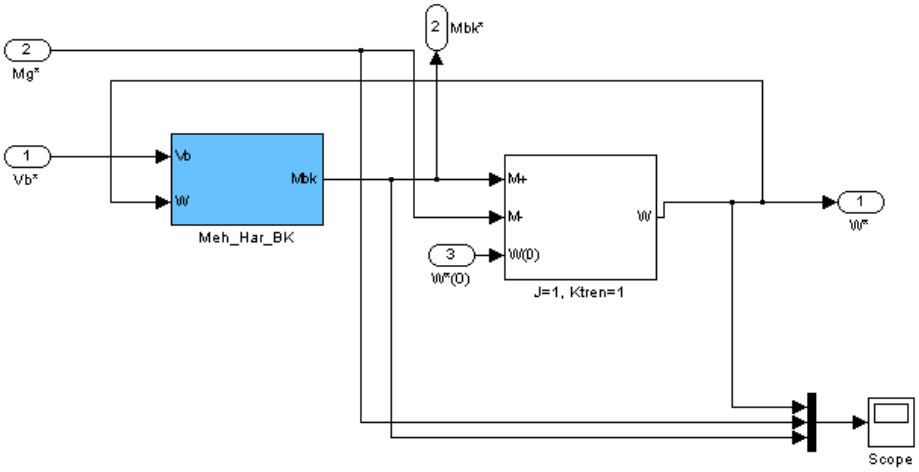


Рис. 2 Блок модели «Aeromeh».

Блок модели «Vychislitel 1» определяет заданное значение момента генератора во время электромеханического переходного процесса (рис. 3). Момент генератора определяется как функция от скорости ветра, текущей и заданной угловой скорости, а так же максимального заданного динамического момента.

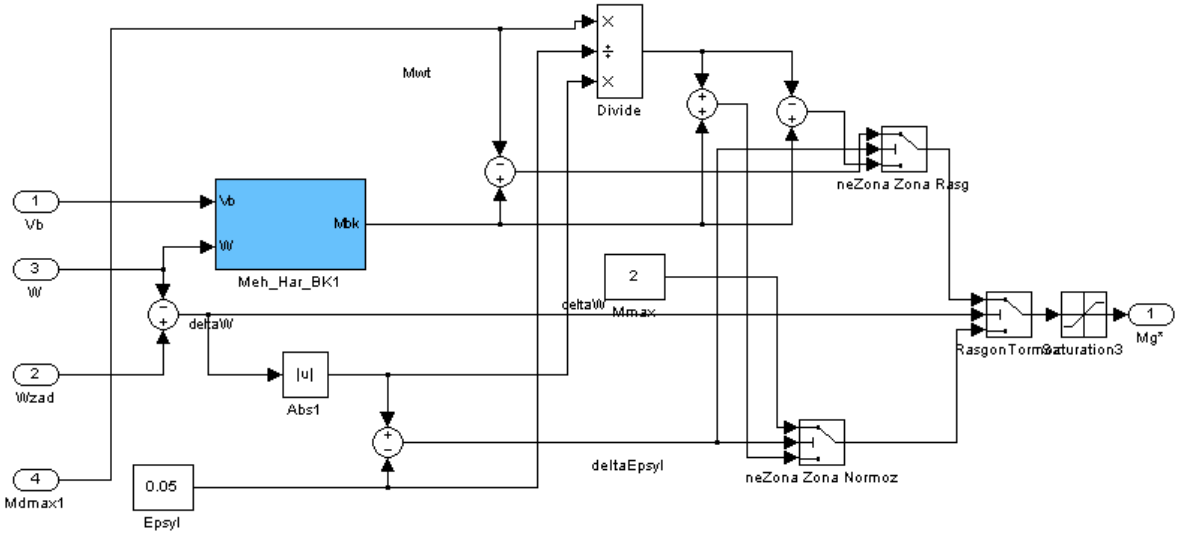


Рис. 3 Блок модели «Vychislitel 1».

Значение максимального заданного динамического момента варьировалось в заданном диапазоне. Анализ результатов показал, что для постоянных фиксированных средних значений и частоты пульсации ветрового потока, величина выработки электроэнергии имеет явный максимум для определенного значения заданного динамического момента. Таким образом, возникает задача оптимизации динамического момента.

Причем характер влияния частоты пульсации заключается в том, что экстремальный характер зависимости величины выработки и значения заданного динамического момента проявляется в большей степени с ростом частоты пульсации. На малых частотах существенного экстремума не наблюдается. Заметное проявление экстремума появляется на 2-3 относительных единицах частоты [1]. Физически это объясняется тем, что, вследствие инерционности электромеханической системы, начинает сказываться отставание от оптимальной рабочей точки.

Зависимость значения относительного оптимального заданного динамического момента от относительной средней скорости ветрового потока приведена на рисунке 4.

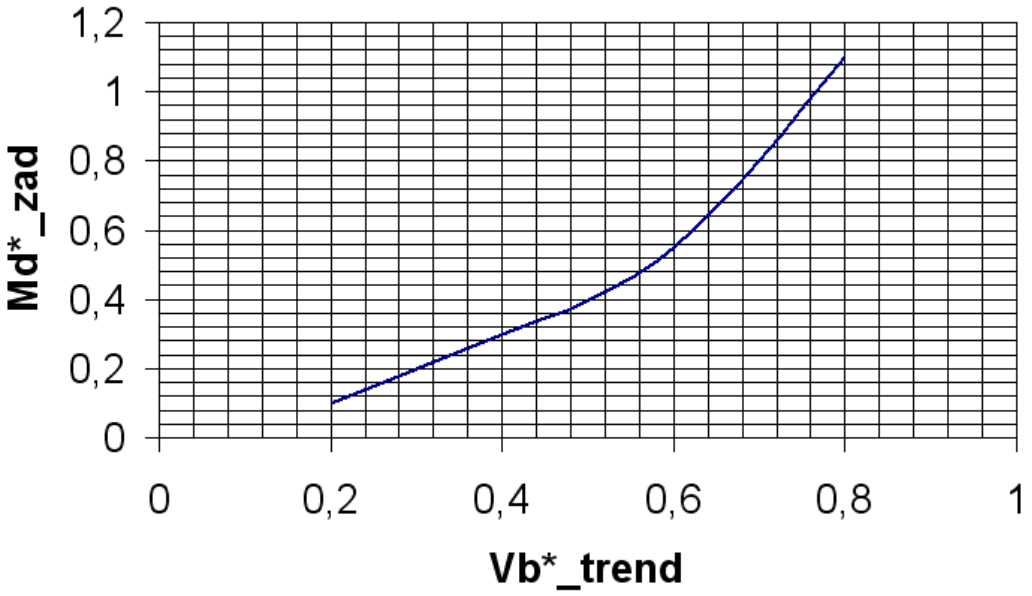


Рис. 4 Зависимость значения относительного оптимального заданного динамического момента от тносительной средней скорости ветрового потока.

Частота пульсации на величину оптимального заданного динамического момента не оказывает существенного влияния.

Зависимость (рисунок 4) может быть аппроксимирована следующим выражением.

$$M_{d_{zad}} = 0.66 \cdot Vb^3_{trend} + 0.7 \cdot Vb^2_{trend} + 0.362 \cdot Vb_{trend} - 0.019 \ . \qquad (1)$$

При наличии прогноза среднего значения ветрового потока с использованием зависимости (1) может быть реализован прогнозный алгоритм управления электромеханической системой ВЭУ с переменной скоростью вращения вала ветротурбины.

Визуальная модель электромеханической системы ВЭУ с переменной скоростью вращения с прогнозным алгоритмом управления показана на рисунке 5.

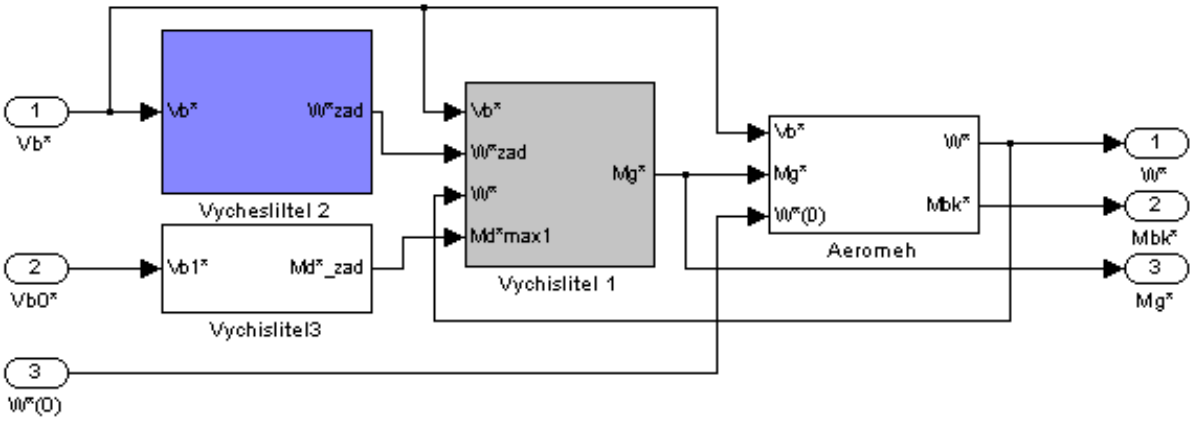


Рис. 5 Визуальная модель электромеханической системы ВЭУ с переменной скоростью вращения с прогнозным алгоритмом управления.

В блоке «Vychislitel 3» реализуется зависимость (1) на основе прогноза среднего значения скорости ветрового потока.

Результаты моделирования в виде графиков мощности на выходе системы с прогнозным алгоритмом управления приведены на рисунке 6 (линия 3). Для сравнения на рисунке приведены временные зависимости мощности для идеальной безинерционной электромеханической системы (линия 1) и системы с ПИД управлением угловой скоростью (линия 2).

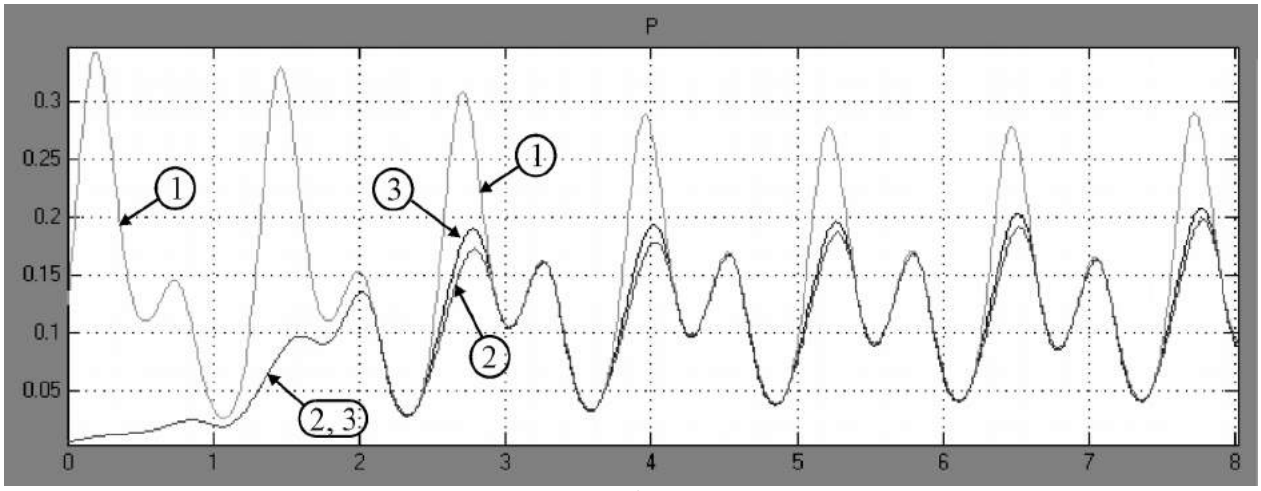


Рис. 6 График зависимости выработки от динамического момента

На рисунке обозначены: 1 - идеальная система (без инерционности); 2 - система с ПИД-регулятором и инерционностью; 3 - система с разработанным регулятором и инерционностью.

Из графиков видно, что предложенная стратегия управления электромеханической системой ВЭУ является эффективной с точки зрения выработки электроэнергии ВЭУ.

Выводы. В работе, в результате исследования с помощью математической модели электромеханической системы ВЭУ с переменной скоростью вращения, была определена зависимость оптимального динамического момента. Также было установлено, что частота пульсации ветрового потока не сказываются на его величине, однако она определяет зону, в которой начинает сказываться влияние инерционности электромеханической системы на величину выработки ВЭУ.

На основе результатов исследования был предложен регулятор угловой скорости ветротурбины, который реализует прогнозный алгоритм управления, позволяющий увеличить выработку электроэнергии по сравнению с обычным ПИД-регулятором.

Результаты проведенного моделирования показывают работоспособность предложенного способа управления ветроэнергетической установкой.

Список литературы: 1. *Алексеевский Д.Г.,* Анализ эффективности моментного управления электромеханической системой ВЭУ/ *Д.Г. Алексеевский* // Вестник Черниговского государственного технологического университета. Серия «Технические науки»: научный сборник ЧГТУ. – Чернигов: ЧГТУ, 2013. - №2(65). – с. 17-24. **2.** *Панкова О.О.*, Анализ эффективности работы электромеханической системы ВЭУ при изменении скорости ветрового потока/ *О.О Панкова* //Вестник Национального тухнического университета «Харьковский политехнический институт». Силовая Электроника и Энергоэффективность. – НТУ «ХПИ», 2015. -12(1121).-с. 467. **3.** *Панкова О.О.*, Алгоритм управления электромеханической системой ВЭУ с переменной скоростью вращения/ *О.О Панкова*// Начнно-Практический журнал Электроника и Электромеханика. Спец.выпуск: Силовая Электроника и Энергоэффективность. – 2016. - 4(1). - с.98 **4.** *V. Ramakrishnan*. "Pitch Control of Wind Turbine Generator by using New Mechanism"/ *V. Ramakrishnan, S. K. Srivatsa.* // IEEE Transaction on Power Electronics – 2012.- Vol.6, №13. – P.1-15. **5.** *Dingguo W.* "Modeling and Design of Control System for Variable Speed Wind Turbine in All Operating Region"/ *W. Dingguo, W. Zhixin*// International journal of systems applications, Engineering and Development – 2007.- Vol.1, №3. – P.62-68. P **6.** *Ofualagba G.* "The Modeling and Dynamic Characteristics of a Variable Speed Wind Turbine**"/** *G.Ofualagba, E.Ubeku.* **//** Journal of Energy Technologies and Policy – 2011.- Vol.1, №3. – P. 10-22.

Bibliography (transliterated): 1. Alekseyevsky D.G., *"Analiz effektivnosti momentnogo upravleniya elektromekhanicheskoy sistemoy VEU"* // Vestnik Chernigovskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya «Tekhnicheskiye nauki»: nauchny cbornik ChGTU. – Chernigov: ChGT., №2(65). 2013. 17-24.Print. **2.** Pankova O.O., *"Analiz jeffektivnosti raboty jelektromehanicheskoj sistemy VJeU pri izmenenii skorosti vetrovogo potoka" //* Vestnik Nacional'nogo tuhnicheskogo universiteta «Har'kovskij politehnicheskij institut». Silovaja Jelektronika i Jenergojeffektivnost'. – NTU «HPI», 2015. -12(1121).-s. 467. Print **3.** Pankova O.O., *"Algoritm upravlenija jelektromehanicheskoj sistemoj VJeU s peremennoj skorost'ju vrashhenija"* //Nachnno-Prakticheskij zhurnal Jelektronika i Jelektromehanika. Spec.vypusk: Silovaja Jelektronika i Jenergojeffektivnost'. – 2016.- 4(1).- s.98 Print. **4.** V. Ramakrishnan. *"Pitch Control of Wind Turbine Generator by using New Mechanism"/* V. Ramakrishnan, S. K. Srivatsa. // IEEE Transaction on Power Electronics – 2012.- Vol.6, №13. – P.1-15. Print **5.** Dingguo W. *"Modeling and Design of Control System for Variable Speed Wind Turbine in All Operating Region*"/ W. Dingguo, W. Zhixin// International journal of systems applications, Engineering and Development – 2007.- Vol.1, №3. – P.62-68. Print **6.** Ofualagba G. *"The Modeling and Dynamic Characteristics of a Variable Speed Wind Turbine*"/ G.Ofualagba, E.Ubeku. // Journal of Energy Technologies and Policy – 2011.- Vol.1, №3. – P. 10-22. Print.

Поступила 29.05.2017

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

- **Методы и способы управления;**
- **Анализ, синтез, моделирование и оптимизация систем управления и контроля;**
- **Микропроцессорные системы и алгоритмы управления;**
- **Информационные и управляющие системы в медтехнике.**

УДК 621.314.26

Т. В. МИСАК, канд. техн. наук, с.н.с., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ.

АЛГОРИТМ ФОРМУВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ SMART TRANSFORMER НА ОСНОВІ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ПОНИЖЕНОГО ПОРЯДКУ

Вступ. Постійне удосконалення характеристик силових напівпровідникових приладів призвело до появи відносно нових пристроїв перетворювальної техніки, до яких у повній мірі можна віднести Smart (Solid–State, або Power Electronic) Transformer(SST або PET) [1]. Щодо таких об'єктів, які вже є складовими частинами Smart Grids або вузловими компонентами Micro Grids, та побудовані на новому поколінні IGBT–модулів, ще відсутня загальноприйнята україномовна термінологія [2]. Зазвичай процес перетворення енергії в таких пристроях може відбуватись на низьких, середніх або високих частотах. Серійні низькочастотні трансформатори з осердям зі штампованої електротехнічної сталі є непридатними для роботи в схемах, в яких трансформатор підключено безпосередньо до виходу інвертора. У сформованій ШІМ–інвертором напрузі мають місце значні величини *dU*/*dt*, на які не розрахована ізоляція серійного низькочастотного трансформатора. Тому, аби уникнути прискореного старіння ізоляції, необхідним є встановлення LC–фільтра на виході ШІМ–інвертора. З іншого боку, споживачі, підключені до таких мереж (Micro Grids), можуть отримувати живлення як від зовнішніх стаціонарних мереж, так і від внутрішніх генераторів та/або альтернативних джерел. Тому SST повинні також забезпечувати допустиме значення коефіцієнта спотворень вихідної напруги у всьому діапазоні струмів навантаження, для чого доповнюються додатково фільтрами [3]. Аналітичний синтез регулятора вихідної напруги в таких випадках перетворюється на доволі нетривіальну задачу, тому що схема описується нелінійною системою рівнянь високого порядку.

Постановка задачі. Електричну схему однофазного джерела живлення, яка традиційно складається [3] з перетворювача частоти (ПЧ), LC–фільтра, вихідного трансформатора та навантаження, представлено на рис. 1. Перший контур модуляції є детермінованим ШІМ–регулятором, в якому команда на керування ключами формується за допомогою оцінки знаку різниці еталонного синусоїдального сигналу та високочастотного модулюючого сигналу пилкообразної форми. Додатково для підтримання мінімального відхилення напруги на навантаженні вводиться підмодулюючий сигнал, який в загальному випадку обчислюється з величин, пропорційних вимірюваним в реальному часі напругам та струмам.

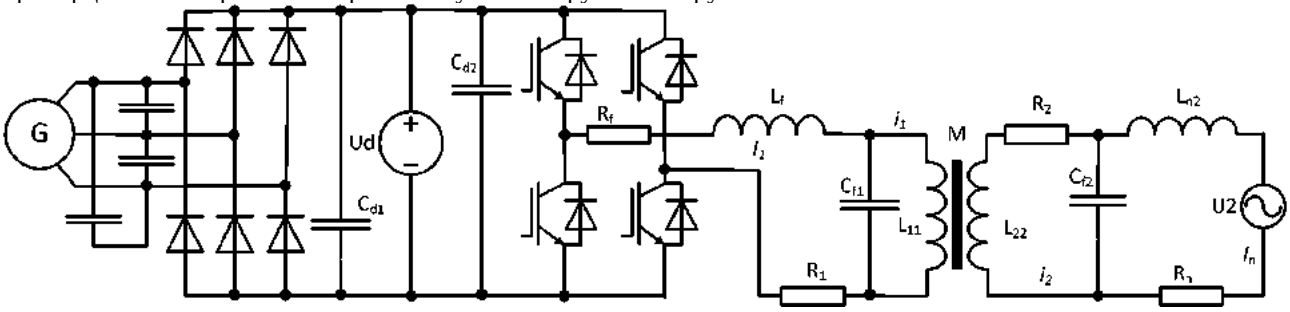


Рис.1

Нові генерації силових напівпровідникових ключів дозволяють вважати силову частину перетворювача безінерційною. Якщо використовується достатньо висока базова частота ШІМ, можна вважати вихідну напругу ПЧ рівною її середньому значенню за один період ШІМ [4]. Для вирішення задачі побудови вихідного сигналу другого контуру модуляції систему, електричну схему якої наведено на рис.1, можна описати диференціальними рівняннями (ДР):

$$\begin{cases} L_f \dfrac{dI_1}{dt} = U_{FC} - U_1 - R_f I_1; \\ \dfrac{dU_1}{dt} = \dfrac{1}{C_{f1}}(I_1 - i_1); \quad \dfrac{dU_2}{dt} = \dfrac{1}{C_{f2}}(-i_2 - I_n); \\ U_1 = R_1 i_1 + \dfrac{d\Psi_1}{dt}; \quad U_2 = -R_2 i_2 - \dfrac{d\Psi_2}{dt}; \\ I_n = X(U_3, I_n, t) \end{cases} \tag{1}$$

де U_1, U_2 – миттєві значення напруги на фільтрових конденсаторах ; Ψ_1 , Ψ_2 – миттєві значення потокозчеплень обмоток трансформатора; U_{FC} – миттєве значення напруги на виході ПЧ; I_1 , I_n – вихідний струм ПЧ та навантаження (як деяка невідома функція X); R, L, C – активні опори, індуктивності, та ємності у відповідності до електричної схеми рис. 1.

Наявність феромагнітного магнітопроводу з електротехнічної сталі призводить до того, що магнітна проникність матеріалу осердя трансформатора не є постійною. Отже протягом всього циклу перемагнічування

© Т.В. Мисак, 2017

не є сталими власні індуктивності L та взаємоіндуктивність M його обмоток. В результаті перманентної зміни магнітної проникності виникає спотворення струму намагнічування. [5]. Величина і форма струмів обмоток змінюються при насиченні магнітопровода трансформатора, яке проявляється як нелінійна залежність індукції B від напруженості H магнітного поля $B(H)$ (крива намагнічування). Тобто передостанні два рівняння з (1), які стосуються процесу передачі енергії трансформатором, відповідають схемі заміщення з нелінійними індуктивностями та взаємоіндуктивностями, які враховують ступінь насичення магнітопровода по кривій намагнічування [5]. Для того, щоб отримати в аналітичному вигляді вирази для L_{11}, L_{22}, M, скористаємось широко відомим способом апроксимування, який дозволяє побудувати апроксимуючий поліном степені $m < n$ при n експериментально знятих точках характеристики намагнічування у вигляді:

$$B(H)=\sum_{k=0}^{n}\alpha_{2k+1}H^{2k+1}; \tag{2}$$

де α_{2k+1} , – сталі, які мають визначатись по реальній кривій намагнічування.

Для побудови емпіричних поліномів при апроксимації характеристик намагнічування можна використовувати метод [6]. Він є дещо простішим у своїй реалізації в порівнянні з методом найменших квадратів, проте точність визначення коефіцієнтів у нього нижча.

Застосування аналітичної апроксимації кривої намагнічування трансформатора дозволяє перейти від потокозчеплення до індукції в залежності від напруженості магнітного поля, з якої, в свою чергу, врахувавши диференційну магнітну проникність μ(H), не складно вивести з двох передостанніх рівнянь в (1) диференціальні рівняння відносно незалежних струмів обмоток [7]:

$$U_1=R_1 i_1+L_{11}\frac{di_1}{dt}+M\frac{di_2}{dt};\ U_2=-R_2 i_2-L_{22}\frac{di_2}{dt}-M\frac{di_1}{dt}; \tag{3}$$

де L_{11}, L_{22}, – індуктивності короткого замикання, M – взаємоіндуктивність, які є нелінійними функціями, що залежать від напруженості магнітного поля H, геометричних параметрів обмоток та їх взаєморозташування на магнітному осерді, магнітних властивостей самого осердя.

З (2) маємо можливість перейти до запису нелінійних величин L_{11}, L_{22}, M, виразивши напруженість магнітного поля через струм намагнічування в такому вигляді:

$$L_{11}=L_{110}v(i_{magn}),L_{22}=L_{220}v(i_{magn}),M=M_0 v(i_{magn}),\ \ v(i_{magn})=V_m^{-1}\left(\sum_{k=0}^{n}(2k+1)\alpha_{2k+1}i_{magn^{2k}}\right)^{-1}; \tag{4}$$

де L_{110}, L_{220}, M_0 – початкові значення індуктивностей та взаємоіндуктивності, які мали би місце при відсутності насичення, V_m – масштабний коефіцієнт, $i_{magn}=i_1+i_2$ – струм намагнічування.

Отже рівняння (3) з урахуванням (4), обмежившись 3–м ступенем [8] (n=1), можна звести до вигляду:

$$\begin{aligned}\epsilon\frac{di_1}{dt}&=V_m(\alpha_1+\alpha_3 i_{magn^2})\left(-R_1\frac{L_{220}}{M_0}i_1+R_2 i_2+\frac{L_{220}}{M_0}U_1+U_2\right);\\ \epsilon\frac{di_2}{dt}&=V_m(\alpha_1+\alpha_3 i_{magn^2})\left(R_1 i_1-R_2\frac{L_{110}}{M_0}i_2-\frac{L_{110}}{M_0}U_2-U_1\right);\end{aligned} \tag{5}$$

де $\varepsilon=(L_{110}L_{220}/M_0^2-1)M_0$ є достатньо малою величиною у порівнянні з іншими коефіцієнтами.

Наведені вище припущення дозволяють з (1) та (5) одержати систему ДР:

$$\begin{cases} L_f\dfrac{dI_1}{dt}=U_{FC}-U_1-R_f I_1;\\ \dfrac{dU_1}{dt}=\dfrac{1}{C_{f1}}(I_1-i_1);\ \ \dfrac{dU_2}{dt}=\dfrac{1}{C_{f2}}(-i_2-I_n);\\ \varepsilon\dfrac{di_1}{dt}=V_m(\alpha_1+\alpha_3 i_{magn}^2)\left(-R_1\dfrac{L_{220}}{M_0}i_1+R_2 i_2+\dfrac{L_{220}}{M_0}U_1+U_2\right);\\ \varepsilon\dfrac{di_2}{dt}=V_m(\alpha_1+\alpha_3 i_{magn}^2)\left(R_1 i_1-R_2\dfrac{L_{110}}{M_0}i_2-\dfrac{L_{110}}{M_0}U_2-U_1\right);\\ \dfrac{dI_n}{dt}=f_2(X_1,I_n,t)+U_2,\\ \dfrac{dX_1}{dt}=f_1(X_1,I_n,) \end{cases} \tag{6}$$

яка є нелінійною. Обчислення додаткового модулюючого сигналу з величин, доступних для вимірювання, виявляється досить складним, оскільки величина $L_{110}L_{220}/M_0^2-1$ є різницею дуже близьких величин [5], тому є значно меншою від інших коефіцієнтів системи (6). Таким чином, задача отримання прийнятної якості вихідної напруги SST зводиться до побудови контуру керування вихідною напругою U_2 нелінійної системи ДР (6).

Рішення задачі. Приведено систему ДР (6) до безрозмірного вигляду, для чого проведемо заміну змінних наступним чином [12], ввівши масштабні коефіцієнти:

$$x_1=I_1L_f/R_f,\ x_2=U_1/U_1(t_0),\ x_3=U_2/U_2(t_0),\ x_4=I_nR_n/U_2(t_0),$$
$$z_1=i_1R_1/U_1(t_0),\ z_2=i_2R_2/U_2(t_0), \tag{7}$$

де $U_{1,2}(t_0)$ –максимально можливі початкові значення напруг для даної фізичної реалізації.

В такому випадку (6) з урахуванням підстановок

$$I_1=x_1R_f/L_f,\ U_1=x_2U_1(t_0),\ U_2=x_3U_2(t_0),\ I_n=x_4U_2(t_0)/R_n,$$
$$i_1=z_1U_1(t_0)/R_1,\ i_2=z_2U_2(t_0)/R_2 \tag{8}$$

матиме вигляд:

$$\frac{dx_1}{dt}=a_{11}x_1+a_{12}x_2+Bu;\ \frac{dx_2}{dt}=a_{21}x_1+a_{26}x_1;\ \frac{dx_3}{dt}=a_{34}x_4+a_{37}x_2$$
$$\frac{dx_4}{dt}=f_2(X_1,x_4,t)+a_{43}x_3;\ \frac{dX_1}{dt}=f_1(X_1,x_4,t)$$
$$\varepsilon\frac{dz_1}{dt}=V_{m1}(\alpha_1+\alpha_3i_{mg0}^2)(a_{62}x_2+a_{63}x_3+a_{66}z_1+a_{67}z_2);$$
$$\varepsilon\frac{di_2}{dt}=V_{m2}(\alpha_1+\alpha_3i_{mg0}^2)(a_{72}x_2+a_{73}x_3+a_{76}z_1+a_{77}z_2); \tag{9}$$

де u– модуляційна функція; коефіцієнти:

$$a_{11}=-R_fL_f^{-1},\ a_{12}=-U_1(t_0)R_f^{-1},\ a_{21}=-a_{11}(U_1(t_0)C_{f1})^{-1},\ a_{26}=-R_1^{-1}C_{f1}^{-1},\ a_{34}=-C_{f2}^{-1}R_n^{-1},\ a_{37}=C_{f2}^{-1}R_2^{-1},$$
$$a_{62}=L_{220}M_0^{-1}U_1(t_0),\ a_{43}=a_{63}=U_2(t_0),\ a_{66}=-a_{62},\ a_{67}=a_{63},\ V_{m1,2}=R_{1,2}U_{1,2}^{-1}(t_0),\ B=R_f^{-1},$$
$$a_{72}=-U_1(t_0),\ a_{73}=-L_{110}M_0^{-1}U_2(t_0),\ a_{76}=-a_{72},\ a_{77}=a_{73},\ i_{mg0}=z_1a_{76}R_1^{-1}+z_2a_{63}R_2^{-1}.$$

Отже, ДР вигляду (9) є нелінійною афінною сингулярно–збуреною динамічною системою високого порядку, для якої треба побудувати закон керування u. Пошук стабілізуючої модуляційної функції для системи повного порядку є достатньо складною задачею [9]. В узагальненому вигляді рівнянням (9), які описують схему згідно рис.1, відповідає система $m+n$ ДР, яка може бути представлена у вигляді:

$$\frac{dx}{dt}=f(x,z,u,t);\frac{dz}{dt}(x,z,t), \tag{10}$$

де x – m–вимірний, z – n–вимірний вектор–стовпці змінних стану; f – m–вимірна, F – n–вимірна вектор–функції, неперервні по всіх своїх аргументах; ε – малий параметр, $\varepsilon>0$;

u – m–вимірний вектор керування.

Можна довести, що для сингулярно–збуреної системи (10) існує деяке співвідношення $z=W(x,t,\varepsilon)$, яке дозволяє замінити систему рівнянь (10) системою більш низького порядку, аналогічно тому, як це було зроблено в [10, 11] для випадку $u\equiv0$.

Також вважатимемо, що будь–якому $t\in R$ відповідає множина

$$S_t: z=W(x,t,\epsilon). \tag{11}$$

яка є інтегральним многовидом системи (10), якщо для будь–якого розв'язку ($x(t,\varepsilon)$, $z(t,\varepsilon)$) цієї системи із співвідношення $z(t,\varepsilon)=W(x(t,\varepsilon),t,\varepsilon)$, яке справедливе у деякий момент часу $t=t_0$ витікає його справедливість для $\forall t\in R$ та будь–якого $\varepsilon>0$, зважаючи, що $0<\varepsilon<\varepsilon^*$, де ε^* довільне наперед фіксоване [10].

Теорема (*існування*).

Припустимо, що для системи (10) виконуються умови:

1. $\forall x\in D_x mat\in R\,\partial eD_x\in R^m$ система рівнянь

$$F(x,z,t)=0 \tag{12}$$

має ізольований розв'язок $z=\varphi(x,t)$, причому функції $\varphi(x,t)$, $\partial\varphi/\partial t$, $\partial\varphi/\partial x$, $\partial^2\varphi/\partial x^2$, $\partial^2\varphi/\partial x\partial t$ рівномірно неперервні та обмежені.

2. В областях $G=\{x\in D_x, |z-\phi(x,t)|\le\rho, t\in R\}$ функції $f(x,z,t)$, $\partial f/\partial t$, $\partial f/\partial x$, $\partial f/\partial u$, $F(x,z,t)$, $\partial^2F/\partial x^2$, $\partial^2F/\partial z^2$ рівномірно неперервні та обмежені.

3. Характеристичне рівняння $|U(x,t)-\lambda E|=|F_z(x,\phi,(x,t),t)-\lambda E|$ має характеристичні корені $\lambda_j(x,t)$, які задовольняють умові $\Re\{\lambda_j(x,t)\}\le2\gamma<0, \forall x\in D_x mat\in R$, тоді $\exists\epsilon_0>0$ таке, що $\forall\epsilon<\epsilon_0$ система (10) має єдиний m–параметричний інтегральний многовид

$$S_t:\{z=\varphi(x,t)+\psi(x,t,\varepsilon)\}, \tag{13}$$

де $\psi(x,t,\varepsilon)$ визначені $\forall x\in D$, $t\in R$, $\forall\varepsilon<\varepsilon_0$ рівномірно неперервні по всіх своїх аргументах та задовольняють умові $|\psi(x,t,\varepsilon)|\le\rho(\varepsilon)$, а для будь–якої пари x', x'' має місце нерівність

$$|\psi(x',t,\varepsilon)-\psi(x'',t,\varepsilon)|\le l(\varepsilon)|x',x''|,\ \text{де}\ \rho(\varepsilon)\to0,\ l(\varepsilon)\to0\ \text{при}\ \varepsilon\to0.$$

Доведення для випадку персистного, але не відомого наперед керування u наведене в [12].

Отже, система ДР (9) має інтегральний многовид, оскільки її нескладно привести до спеціального вигляду та упевнитись, що для неї виконуються умови теореми існування [12] та умова Ліпшиця. Загальних методів для аналітичного конструювання такого многовиду, на жаль, не існує, проте для системи (9) можна одержати його наближене значення з потрібним ступенем точності у вигляді ряду по степенях ε [11, 13]. Розв'язавши рівняння (12) (умова 1 Теореми існування), записане на підставі системи ДР (9), отримаємо нульове наближення для нашого інтегрального многовиду $|z_1,z_2|^T=|x_2,-x_3|^T$. Це дає можливість обмежитись пошуком першого наближення у

формі ряду по степенях ε [13], знехтувавши при цьому степенями 2 і вище, та записати інтегральний многовид у формі:

$$\begin{vmatrix} z_1 \\ z_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} x_2 \\ -x_3 \end{vmatrix} + R_1^{-1} R_2^{-1} \left(\alpha_1 + \alpha_3 \left(a_{76} R_1^{-1} x_2 - a_{63} R_2^{-1} x_3 \right)^2 \right)^{-1} \begin{vmatrix} c_{11} x_1 + c_{12} x_2 + c_{13} x_3 + c_{14} x_4 \\ c_{21} x_1 + c_{22} x_2 + c_{23} x_3 + c_{24} x_4 \end{vmatrix}, \quad (14)$$

де

$$c_{11} = -a_{21} R_2 L_{110} M_0^{-1}, c_{12} = -a_{26} R_2 L_{110} M_0^{-1}, c_{13} = a_{37} R_1 U_2(t_0) U_1^{-1}(t_0), c_{14} = a_{37} R_1 U_2(t_0) U_1^{-1}(t_0),$$
$$c_{21} = a_{21} R_2 U_2^{-1}(t_0) U_1(t_0), c_{22} = a_{26} R_2 U_2^{-1}(t_0) U_1(t_0), c_{23} = -a_{37} R_2 L_{220} M_0^{-1}, c_{24} = a_{34} R_2 L_{220} M_0^{-1}.$$

Після чого, підставивши (14) у (9), маємо формальне право відкинути два рівняння з малим параметром при похідних, в результаті чого отримуємо нелінійну афінну систему ДР пониженого порядку:

$$\begin{cases} \dfrac{dx_1}{dt} = a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + Bu \\ \dfrac{dx_2}{dt} = b_{21} x_1 + b_{22} x_2 + b_{23} x_3 + b_{24} x_4 + \zeta_1(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \dfrac{dx_3}{dt} = b_{31} x_1 + b_{32} x_2 + b_{33} x_3 + b_{34} x_4 + \zeta_2(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \dfrac{dx_4}{dt} = f_2(X_1, x_4, t) + a_{43} x_3; \end{cases} \quad (15)$$

де

$$b_{21} = a_{21,} b_{22} = a_{26,} b_{23} = b_{24} = 0, b_{31} = b_{32} = 0, b_{33} = -a_{37,} b_{34} = a_{34,}$$
$$\zeta_o(x_1, x_2, x_3, x_4) = R_1^{-1} R_2^{-1} \left(\alpha_1 + \alpha_3 \left(a_{76} R_1^{-1} x_2 - a_{63} R_2^{-1} x_3 \right)^2 \right)^{-1} (c_{o1} x_1 + c_{o2} x_2 + c_{o3} x_3 + c_{o4} x_4)\big|_{o=1,2}.$$

Еквівалентність систем (9) та (15) означає, що немає необхідності проводити синтез керування u для повновимірної системи (9). Із стійкості або асимптотичної стійкості деякого рішення системи (15) випливає стійкість або асимптотична стійкість системи (9).

Розглянемо найпростіший випадок зі звичним *RLE* –навантаженням. Для стабілізації вихідної напруги використаємо метод функцій Ляпунова [9], який можна застосувати до першого наближення системи ДР (15) лише у випадку, коли для (14) виконуватимуться умови теореми Пуанкаре–Ляпунова. Для приведення (15) до необхідного вигляду використаємо процедуру перетворення нелінійних функцій ζ, аналогічну наведеній у [14].

Виділимо у просторі станів системи (6) деяку обмежену область D за допомогою нерівності

$$0 < \alpha_1 + 3\alpha_3 i_{magn^2} < 2U_m,$$

якій відповідатиме деяка область простору станів D_x системи ДР (15), яку можна отримати за допомогою підстановок (7) в цю нерівність. Тоді в області D_x справедливою буде заміна функцій $\zeta_{1,2}$ на такі:

$$\zeta_{1j}(x_1, x_2, x_3, x_4) = v_1(x_0)(c_{11} x_1 + c_{j2} x_2 + c_{j3} x_3 + c_{j4} x_4)\big|_{j=1,2}, \quad (16)$$

де

$$v_1(x_0) = \left((2 - \alpha_1 - 3\alpha_3) + Z^2 + Z^3 + \ldots \right), Z = 1 - \left(\alpha_1 + 3\alpha_3 x_0^2 \right); x_0 = a_{76} R_1^{-1} x_2 - a_{63} R_2^{-1} x_3,$$

а рівномірність розкладення по Z в області D_x забезпечується належним вибором масштабних величин $U_{1,2}(t_0)$ в підстановках (7).

Підставимо (16) в (15) та відокремимо лінійну частину утвореної системи ДР. Після чого синтез закону керування u можна проводити за рівняннями першого наближення, вибравши модулюючу функцію u у вигляді лінійної комбінації координат системи (14) $u = C_1x_1 + C_2x_2 + C_3x_3 + C_4x_4$. Отже, замість нелінійної системи (16) розглянемо систему ДР першого наближення:

$$\frac{dx_i}{dt} = \sum_{j=1}^{4} d_{ij} x_j\big|_{i=1\ldots4}, \quad (17)$$

де $a_{13} = a_{14} = 0$, $d_{1j} = a_{1j} + C_j|_{j=1\ldots4}$, $d_0 = 2 - R_1R_2\alpha_1$, $d_{ij} = b_{ij} + d_0c_{ij}|_{i=2,3;j=i-1}$, $d_{43} = L_n^{-1}$, $d_{44} = -d_{43}R_n$.

Подальша процедура отримання коефіцієнтів $C_1 \ldots C_4$ проводиться за допомогою встановлення відповідностей між параметрами системи та коефіцієнтами функції Ляпунова $M_1, \ldots M_4$, записаної на підставі системи (17), повна похідна якої матиме вигляд:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V = {} & M_1(d_{11} - \tau) I_1^2 + (M_2(d_{22} - \tau) + M_{23} d_{32}) U_1^2 + (M_{23} d_{23} + M_3(d_{33} - \tau)) U_2^2 + M_4(d_{44} - \tau) I_n^2 + \\ & + (M_1 d_{13} + M_3 d_{31} + M_{23} d_{21}) I_1 U_2 + (M_2 d_{23} + M_3 d_{32} + M_{23}(d_{22} + d_{33} - \tau)) U_1 U_2 + \\ & + (M_1 d_{12} + M_2 d_{21} + M_{23} d_{31}) I_1 U_1 + (M_2 d_{24} + M_{23} d_{34}) U_1 I_n + \\ & (M_3 d_{34} + M_4 d_{43} + M_{23} d_{24}) I_n U_2 + M_1 d_{14} I_1 I_n. \end{aligned} \quad (18)$$

Прирівняємо до нуля всі коефіцієнти при добутках у виразі (18). Це дозволить встановити залежність між коефіцієнтами функції Ляпунова із системи алгебраїчних рівнянь:

$$M_{23} = \frac{d_{23} d_{34} / d_{24} + M_4 d_{43} d_{32} / d_{34}}{d_{22} + d_{33} - \tau - d_{24} d_{32} / d_{34}}, M_2 = \frac{-M_{23} d_{34}}{d_{24}}, M_3 = \frac{-M_4 d_{43} + M_{23} d_{24}}{d_{34}},$$

з урахуванням якої можна визначити коефіцієнти C_2 та C_3 модуляційної функції:

$$C_2 = -a_{12} - \frac{M_2 d_{21} + M_{23} d_{31}}{M_1},\ C_3 = \frac{-M_3 d_{31} + M_{23} d_{21}}{M_1}\ .$$

Довільний вибір власне величин M_1, $M_4 > 0$ не впливає на стійкість системи, проте визначатиме характеристики перехідного процесу в (17) та (9) .

На рис. 2 показано результати цифрового моделювання для електричних параметрів системи живлення, наведеної на рис. 1:

– напруга U_d альтернативного джерела (сонячної батареї, вітроагрегата…) на вході однофазного інвертора еквівалентна випрямленій 3ф х 220В;

– завдання вихідної напруги U_{2ref} = 220 В (RMS) з частотою f_2 = 50 Гц;

– перший фільтр з дроселем індуктивністю L_f=0.450 мГн, активним опором R_f=0.122 Ом та ємністю C_{f1}=33.5 мкФ має власну частоту $\omega_0 \approx 8000$рад/с ;

– однофазний трансформатор типу ОСВМ 4,0–0,05–230/220 з $L_k \approx 135$ мкГн, $R_k \approx 0.13$ Ом;

– магнітні властивості осердя відповідають листовій холоднокатаній сталі марки 3408;

– ємність на виході трансформатора C_{f2}=132 мкФ;

– параметри (приведені до первинної обмотки) номінального *RL*–навантаження, які вирахувані, виходячи з заданих величин I_2=18.5 А , cosφ=0.866 та вихідної частоти f_2 , дорівнюють : R^*=7.75 Ом, L^*=1.5 мГн.

Для вибору параметрів фільтрів існує достатньо різних методик, які можна комбінувати в залежності від мети і додаткових вимог. Для побудови цифрової моделі величини індуктивностей та ємностей вибиралась тільки виходячи з величини власних частот. Параметри трансформатора для моделювання вираховувались з каталогових даних (вони можуть суттєво відрізнятись у різних виробників трансформаторів), тому для конкретного випадку бажано провести додаткові вимірювання, як мінімум – струму холостого ходу та напруги короткого замикання на експериментальному зразку.

Рис. 2***а*** дозволяє оцінити: спотворення напруги в режимі х.х., а 2***б*** – точність стабілізації вихідної напруги по амплітуді при зникненні навантаження (в момент t=0.02с) та тривалість перехідного процесу в замкненій системі. В момент часу 0.02 с відбувається стрибок навантаження від номінального I_2=18 А до мінімального, що призводить до стрибка напруги U_2 .

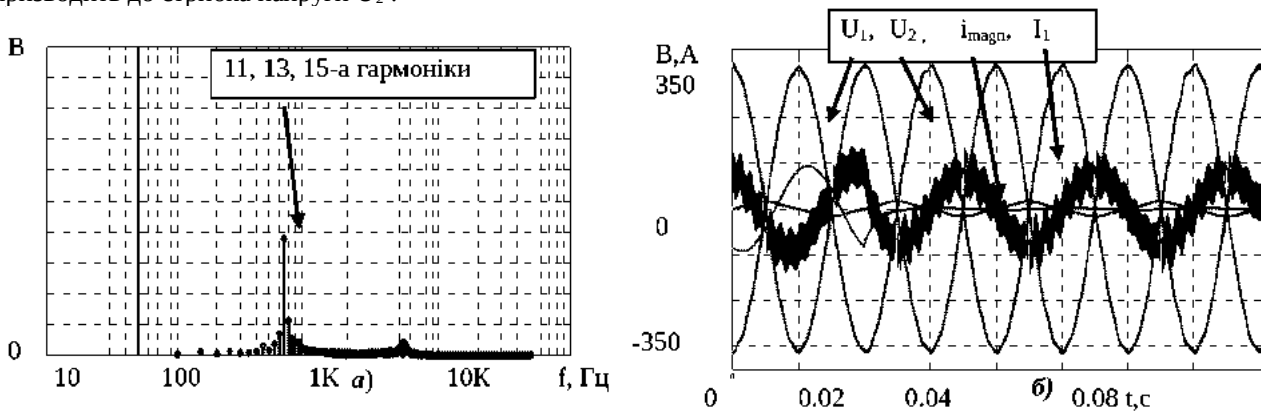


Рис.2

Аналізуючи наведені діаграми, можна зробити висновок про те, що форма напруги на виході джерела залишається синусоїдальною при зміні режиму з майже холостого ходу до номінального струму і навпаки, тобто неприйнятні сплески та провали, характерні для розімкненої системи, відсутні. Відношення миттєвого значення відхилення вихідної напруги від еталонної не перевищує 4%. Форма вхідного струму фільтра показує значний вплив нелінійності намагнічування при малих навантаженнях, що треба неодмінно брати до уваги при виборі ключів силової частини ПЧ. При переході до мінімального навантаження погіршується спектральний склад вихідної напруги за рахунок збільшення амплітуд непарних гармонік, виникнення яких обумовлено характером нелінійності типу «насичення».

Висновки.

Побудовано математичну модель Smart Transformer з урахуванням нелінійності типу «насичення» вихідного трансформатора у вигляді афінної нелінійної сингулярно–збуреної системи ДР. Показано можливість реалізації достатньо точного (~4%) формування вихідної напруги Smart Transformer шляхом побудови модулюючої функції для системи пониженого порядку. Встановлено однозначну відповідність коефіцієнтів цієї модулюючої функції коефіцієнтам функції Ляпунова, яка забезпечує рівномірну асимптотичну стійкість системи ДР пониженого порядку за першим наближенням. За допомогою цифрового моделювання показано можливість забезпечення практичної відсутності впливу стрибків навантаження на форму вихідної напруги з урахуванням обмежень, характерних для реальних навантажень.

Список літератури: 1. J. W. Kolar et al. Smart (Solid–State) Transformers Concepts. Challenges. Applications // Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich, Power Electronic Systems Laboratory, 2016.–81p. **2.** Тугай Д.В. Устройства силовой электроники в SMART GRID // Світлотехніка та електроенергетика, 2016, № 2(46).–С.10–26. **3.** Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно–імпульсною модуляцією. – Київ, Інститут електродинаміки НАН України, 2013. –340с. **4.** Yazdani A., Iravani R. Voltage–Sourced Converters In Power Systems. Modeling, Control and Applications. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2010.–463p. **5.** Вольдек А.И. Электрические машины. Изд. 3, перераб. и доп. Л.: Энергия, 1978. – 832 с. **6.** S. Bogarraa, A. Fonta, I. Candelaa, J. Pedra. Parameter estimation of a transformer with saturation using inrush measurements // Electric Power Systems Research, Vol. 79, Iss.2, 2009.– pp.417–425. **7.** Samimi, M., Gole, A. M., Jayasinghe, R. P., Improvement of Transformer Saturation Modeling for Electromagnetic Transient Programs, IPST 2013, Vancouver, Canada, July 18–20, 2013. **8.** Мушаров А.О. Апроксимація основної кривої намагнічування магнітопроводу силового трансформатору ступеневим поліномом третього ступеня // Системи озброєння і військова техніка, 2013, № 4(36).–С.103–106. **9.** Крищенко А. П. , Кавинов А. В., Стабилизация аффинных систем // Дифференц. уравнения, 2000, том 36, № 11.– С.1482–1487. **10.** Митропольский Ю.А., Лыкова О.Б. Интегральные многообразия в нелинейной механике.– М.: Наука.–1973.– 512 с. **11.** Стрыгин В.А., Соболев В.В. Разделение движений методом интегральных многообразий.– М.: Наука, 1988.– 256с. **12.** Мисак Т.В. Побудова контуру модуляції вихідної напруги джерела живлення з нелінійним вихідним трансформатором за допомогою математичної моделі пониженого порядку // Пр. Ін–ту електродинаміки НАН України, 2017.–№47.–С.21–31. **13.** Ломов С.А. Введение в общую теорию сингулярных возмущений. М.: Наука. Главная редакция физ.–мат.литературы, 1981.–400с. **14.** Мисак Т.В. Стабілізація вихідної напруги однофазного джерела живлення з нелінійним вихідним трансформатором // Пр. Ін–ту електродинаміки НАН України, 2017.–№46.–С.71–81.

Bibliography(Transliterated): **2.** Tugaj D.V. Ustrojstva silovoj elektroniki v Smart Grid // Svitlotechnika ta elektroenergetyka, 2016, No.2(46).–pp.10–26. **3.** Mikhalsky V.M. Zasoby pidvuschennia jakosti elektroenrgiji na vhodi ta vyhodi peretvorjuvachiv chastity ta naprugy z shirotno–impulsnoju modulacijeju.–Kyiv, Institute of electrodynamics NAN Ukrajiny, 2013.–340p. **8.** Musharov A.O. Aproksimacija osnovnoji kryvoji namagnichuvannia magnitiprovodu silovogo transformatoru stupenevym polinomom tretjogo stupenia // Sistemi ozbroênnya í víys'kova tekhníka, 2013, № 4(36).–C.103–106. **9.** Krishchenko A. P. , Kavinov A. V., Stabilizatsiya affinnykh sistem // Differents. uravneniya, 2000, tom 36, № 11.– C.1482–1487. **10.** Mitropol'skiy YU.A., Lykova O.B. Integral'nyye mnogoobraziya v nelineynoy mekhanike.– M.: Nauka.–1973.– 512 s. **11.** Strygin V.A., Sobolev V.V. Razdeleniye dvizheniy metodom integral'nykh mnogoobraziy.– M.: Nauka, 1988.– 256s. **12.** Mysak T.V. Pobudova konturu modulyatsíí vikhídnoí naprugi dzherela zhivlennya z nelíníynim vikhídnim transformatorom za dopomogoyu matematichnoí modelí ponizhenogo poryadku // Pr. Ín–tu yelektrodinamíki NAN Ukraíni, 2017.–№47.–S.21–31. **13.** Lomov S.A. Vvedeniye v obshchuyu teoriyu singulyarnykh vozmushcheniy. M.: Nauka. Glavnaya redaktsiya fiz.–mat.literatury, 1981.–400s. **14.** Mysak T.V. Stabílízatsíya vikhídnoí naprugi odnofaznogo dzherela zhivlennya z nelíníynim vikhídnim transformatorom // Pr. Ín–tu yelektrodinamíki NAN Ukraíni, 2017.–№46.–S.71–81.

Надійшла 02.06.2017

УДК 621.314.6

Д. Г. АЛЕКСЕЕВСКИЙ, канд. техн. наук, доц., Запорожская государственная инженерная академия;
А. Г. АЛЕКСЕЕВ, канд. техн. наук, доц., Запорожская государственная инженерная академия;
О. О. ПАНКОВА, аспир. Запорожская государственная инженерная академия;
К. О. ТУРЫШЕВ, ассист., Запорожская государственная инженерная академия.

ВИЗУАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Введение. Математическое моделирование электротехнических комплексов является важным этапом проектирования. Математические модели, также, находят свое применение в работе оптимальных регуляторов для сложных систем, в которые входят электротехнические комплексы. При этом, важное значение имеет технологичность процедуры построения математической модели, а также быстродействие модели. Причем, быстродействие модели важно не только с точки зрения удобства работы разработчика, но также является определяющим фактором при синтезе оптимальных регуляторов, которые используют при реализации своих алгоритмов математические модели объекта управления.

Анализ литературных источников. Одним из наиболее распространенных способов моделирования преобразовательных устройств, входящих в состав технологических комплексов, является представление этих устройств на схемотехническом уровне с использованием библиотеки компонент (например – Matlab SimPowerSystems) [1]. Такой подход [2] позволяет получать достаточно адекватные модели преобразовательных устройств. В этих моделях процессы рассматриваются на уровне работы полупроводниковых ключей с моделированием переходных процессов, вызванных коммутациями.

Анализ проблемы и постановка задачи. Однако, схемотехнический подход требует большого количества вычислительных операций, т.к. описывает мгновенные значения токов и напряжений в схеме. При моделировании сложных технологических комплексов возникает проблема значительного увеличения времени моделирования по причине того, что переходные процессы в оборудовании происходят на поряд медленнее, чем процессы в полупроводниковом преобразователе. За время моделирования, например, электромеханического переходного процесса, полупроводниковый преобразователь совершает огромное количество рабочих циклов, каждый из которых, в свою очередь требует большого количества итераций. Второй причиной увеличения времени моделирования является большое количество полупроводниковых преобразователей входящих в состав технологических комплексов. Значительно повысить быстродействие можно путем описания процессов в полупроводниковых преобразователях в локальных средних значениях переменных.

Одним из часто используемых компонент электротехнических комплексов является трехфазный мостовой тиристорный выпрямитель, создание визуальной модели которого рассматривается в данной работе.

Цель статьи. Таким образом, целью работы является синтез визуальной математической модели, для средних значений переменных, трехфазного тиристорного мостового выпрямителя.

Материалы и результаты исследования.

Как известно, трехфазный мостовой выпрямитель (см. рис. 1), с точки зрения его внешней характеристики, имеет три режима работы. Данные режимы определяются значением угла коммутации, который, в свою очередь, обусловлен наличием во входной цепи выпрямителя индуктивностей L_a [3].

Расчет внешней характеристики, в зависимости от режима работы, производится по трем выражениям [4]:

Первый режим описывается выражением:

$$Ud = 2{,}34 \cdot U_2 \cdot \cos\alpha - \frac{3 \cdot Id \cdot x_a}{\pi}, \qquad (1)$$

где U_2 – действующее значение вторичной обмотки входного трансформатора;

α – угол управления;

Id – среднее значение тока на выходе выпрямителя;

x_a – индуктивное сопротивление входной цепи (индуктивное сопротивление входного трансформатора или дросселя).

Второй режим описывается выражением [4]:

$$Ud = \frac{9}{\pi} \cdot \sqrt{\left(\frac{U_2}{\sqrt{2}}\right)^2 - \left(\frac{x_a \cdot Id}{\sqrt{3}}\right)^2}. \qquad (2)$$

Третий режим: описывается выражением [4]:

$$Ud = 2{,}34 \cdot \sqrt{3} \cdot U_2 \cdot \left(\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{Id \cdot x_a}{\sqrt{2} \cdot U_2}\right). \qquad (3)$$

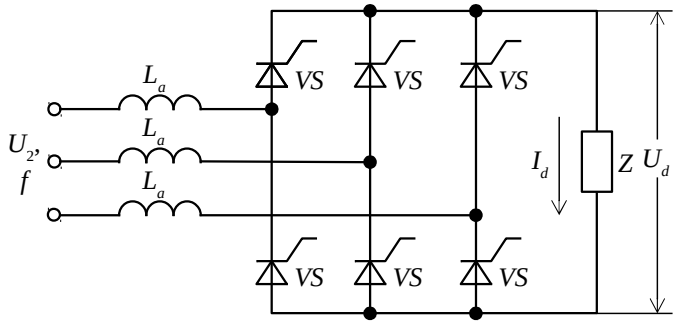


Рис. 1 Электрическая схема трехфазного мостового выпрямителя

© Д.Г. Алексеевский, А.Г. Алексеев, О.О. Панкова, К.О. Турышев, 2017

Приведенные выражения описывают следующие кривые (см. рис. 2)

Выражение (1) описывает линии с относительно небольшим наклоном. При принятом допущении о не учете активных сопротивлений, выражение (1) описывает семейство характеристик с одинаковым наклоном, уровень которых определяется значением угла управления – α. Выражение (2) на характеристике описывает эллипс (см. рис. 2). Выражение (3) описывает семейство параллельных характеристик, имеющих больший, чем семейство характеристик, описанных выражением (1), наклон.

Вдоль оси тока *Id* внешнюю характеристику выпрямителя можно разделить на три зоны:
I – [0 ÷ $Id_{I\text{-}II}$], ***II*** – [$Id_{I\text{-}II}$ ÷ $Id_{II\text{-}III}$] и ***III*** – [$Id_{II\text{-}III}$ ÷ $Id_{К.З.}$].

Границы этих зон определяются из таких выражений [4]:

$$Id_{I-II}=\frac{\sqrt{6}\cdot U_2}{4\cdot x_a}, \quad (4)$$

$$Id_{II-III}=\frac{3\sqrt{2}\cdot U_2}{4\cdot x_a}. \quad (5)$$

В зоне ***I*** возможен только первый режим работы выпрямителя (1). В зоне ***II*** возможны первый и второй режимы работы. В зоне ***III*** возможны все три режима работы выпрямителя.

В зоне ***II***, граница между первым и вторым режимами определяется из следующего выражения:

$$Id_{1-2}=\frac{\sqrt{6}\cdot U_2}{4\cdot x_a}\cdot\cos\left(\frac{\pi}{3}-\alpha\right). \quad (6)$$

В зоне ***III*** выбор между режимами определяется двумя условиями: границей режимов по току *Id* и величиной угла управления (при α ≤ 30 эл. град. выпрямитель работает во втором режиме, при α > 30 эл. град. – в третьем).

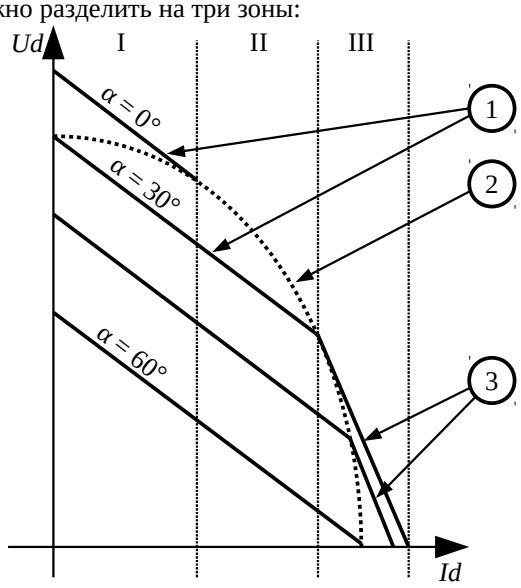


Рис. 2 Семейство внешних характеристик рехфазного мостового выпрямителя.

$$Id_{1-(2-3)}=\frac{1{,}2245\cdot U_2}{x_a}\cdot\left(\sqrt{3}\cdot\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{6}\right)-\cos\alpha\right). \quad (7)$$

$$\alpha_{2-3}=30\,\text{эл.град}. \quad (8)$$

Приведенное выше описание вычислительного алгоритма можно представить в виде схемы (см. рис. 3).

На ней, в круглых элементах, обозначены вычисления значений напряжения для режимов (1), (2) и (3). В ромбовидных элементах – соответствующие условия (4), (5) (5) (7) и (8).

Согласно данной схемы могут быть составлены логические выражения для выбора одного из трех режимов, которые будут использованы при построении модели:

$$\begin{aligned} Y_1&=\overline{X_4}+X_4\cdot\overline{X_5}\cdot\overline{X_6}+X_4\cdot X_5\cdot\overline{X_7};\\ Y_2&=X_4\cdot\overline{X_5}\cdot X_6+X_4\cdot X_5\cdot X_7\cdot\overline{X_8};\\ Y_3&=X_4\cdot X_5\cdot X_7\cdot X_8. \end{aligned} \quad (9)$$

Значения логических переменных *Y1*, *Y2* и *Y3* соответствуют применению или не применению соответствующих выражений (1), (2) и (3). Значения логических переменных *X4*, *X5*, *X6*, *X7* и *X8* соответствуют выполнению или не выполнению соответствующих условий (4), (5), (6), (7) и (8).

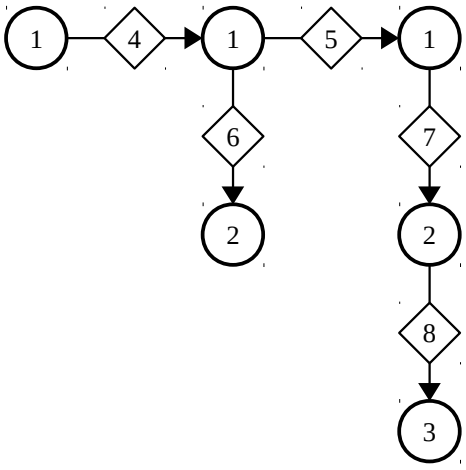


Рис. 3 Схема выбора режима работы выпрямителя.

$$X_4=\begin{cases}1 \text{ при } Id\geq\dfrac{\sqrt{6}\cdot U_2}{4\cdot x_a};\\ 0 \text{ при } Id<\dfrac{\sqrt{6}\cdot U_2}{4\cdot x_a}.\end{cases}$$

$$X_5=\begin{cases}1 \text{ при } Id\geq\dfrac{3\sqrt{2}\cdot U_2}{4\cdot x_a};\\ 0 \text{ при } Id<\dfrac{3\sqrt{2}\cdot U_2}{4\cdot x_a}.\end{cases}$$

$$X_6=\begin{cases}1 \text{ при } Id\geq\dfrac{\sqrt{6}\cdot U_2}{2\cdot x_a}\cdot\cos\left(\dfrac{\pi}{3}-\alpha\right);\\ 0 \text{ при } Id<\dfrac{\sqrt{6}\cdot U_2}{2\cdot x_a}\cdot\cos\left(\dfrac{\pi}{3}-\alpha\right).\end{cases} \quad (10)$$

$$X_7=\begin{cases}1 \text{ при } Id\geq\dfrac{1{,}2245\cdot U_2}{x_a}\cdot\left(\sqrt{3}\cdot\cos\left(\alpha-\dfrac{\pi}{6}\right)-\cos\alpha\right);\\ 0 \text{ при } Id<\dfrac{1{,}2245\cdot U_2}{x_a}\cdot\left(\sqrt{3}\cdot\cos\left(\alpha-\dfrac{\pi}{6}\right)-\cos\alpha\right).\end{cases}$$

$$X_8=\begin{cases}1 \text{ при } I\,\alpha>30 \text{ эл.град.};\\ 0 \text{ при } I\,\alpha\leq 30 \text{ эл.град.}\end{cases}$$

Блок-схема визуальной модели представлена на рисунке 4. Номера блоков отвечают номерам выражений. Структурный элемент библиотеки устройств для моделирования показан на рисунке 5.

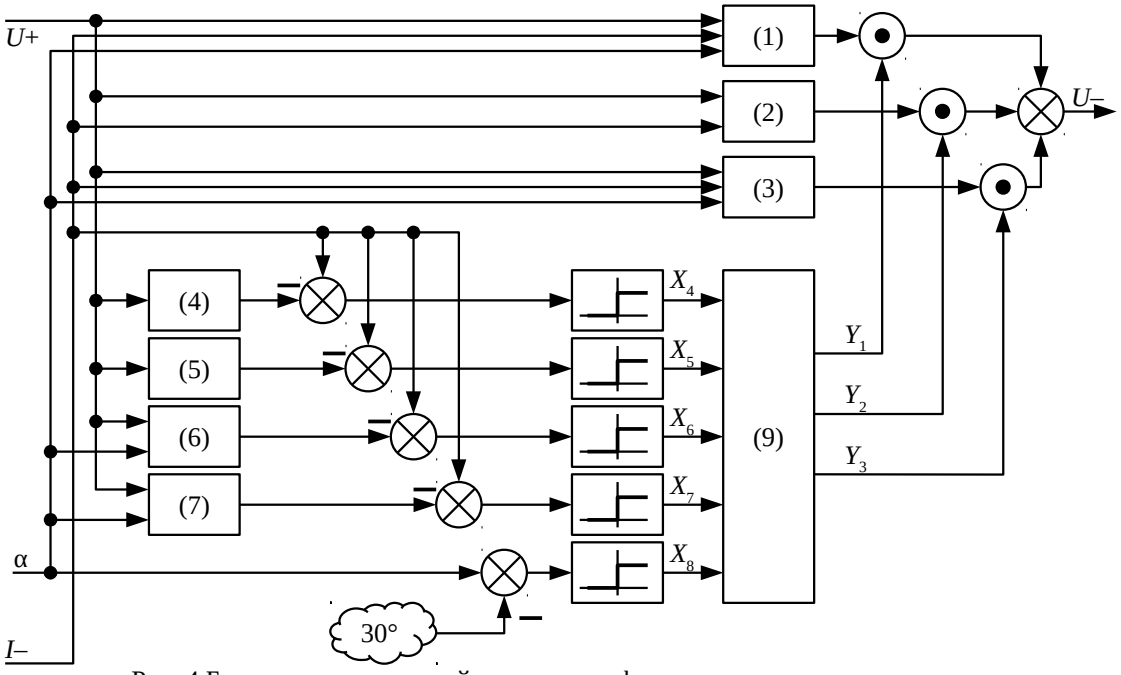


Рис. 4 Блок-схема визуальной модели трехфазного мостового выпрямителя

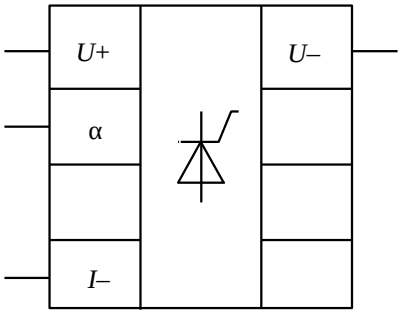


Рис. 5 Условное обозначение структурного элемента «Трехфазный мостовой выпрямитель»

Условным обозначениям соответствуют следующие условные обозначения:

$$U+ \rightarrow U_2;$$
$$\alpha \rightarrow \alpha;$$
$$I- \rightarrow Id;$$
$$U- \rightarrow Ud$$

Значение индуктивного сопротивления x_a определяется из выражения:

$$x_a = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_a, \quad (11)$$

где f – частота источника трехфазного напряжения,

L_a - индуктивность рассеивания трансформатора.

Для проверки работоспособности рассмотренной визуальной модели было проведено сравнительное моделирование источника питания на базе трехфазного выпрямителя с использованием полученной компоненты (гладкая линия) и модели на схемотехническом уровне. Результаты сравнительного моделирования приведены на рисунке 6. Моделирование проводилось при изменяющихся значениях угла управления – α.

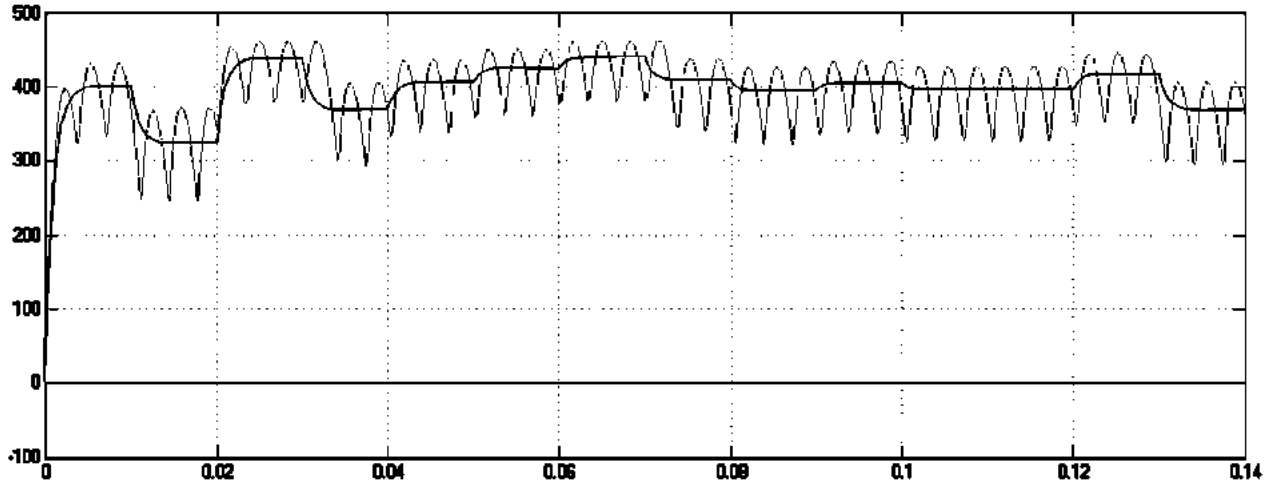


Рис. 6 Результаты сравнительного моделирования источника питания на базе трехфазного выпрямителя на причинно-следственном и схемотехническом уровне.

Выводы. В работе приведена визуальная модель трехфазного мостового управляемого выпрямителя. Модель предназначена для использования в качестве компоненты при моделировании электротехнических комплексов. Она охватывает все три режима работы трехфазного выпрямителя, однако не учитывает режим прерывистого тока, что является предметом дальнейшего совершенствования модели.

Проведенное математическое моделирование источника питания с использованием данной модели подтверждает ее адекватность и работоспособность.

Список литературы: 1. *И.В.Черных.* SIMULINK среда создания инженерных приложений. Москва, ДИАЛОГ-МИФИ, 2004г. **2.** *С.Г. Герман-Галкин.* Компьютерное моделирование полупроводниковых систем. -Санкт-Петербург: «КОРОНА принт», 2001. **3.** *Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И.* Основы преобразовательной техники. -М.: Высшая школа, 1974. **4.** *Беркович Е.И., Ковалев В.Н., Ковалев Ф.И., Кочетков В.Д., Крылов С.С., Дурносов Б.Д., Мосткова Б.Д., Пырков В.В., Сакович А.А., Толкачев А.И.* Полупроводниковые выпрямители / Под ред. *Ф.И., Ковалева и Б.Д. Мостковой.* –М.: Энергия, 1978. –448 с.

Bibliography (transliterated): 1. I.V.Chernyh. *"SIMULINK sreda sozdanija inzhenernyh prilozhenij".* Moskva, DIALOG-MIFI, 2004.Print. **2.** S.G. German-Galkin. *"Komp'juternoe modelirovanie poluprovodnikovyh system".* -Sankt-Peterburg: "KORONA print", 2001. Print **3.** Chizhenko I.M., Rudenko V.S., Sen'ko V.I.*" Osnovy preobrazovatel'noj tehniki".* -M.: Vysshaja shkola, 1974. Print. **4.** Berkovich E.I., Kovalev V.N., Kovalev F.I., Kochetkov V.D., Krylov S.S., Durnosov B.D., Mostkova B.D., Pyrkov V.V., Sakovich A.A., Tolkachev A.I. *"Poluprovodnikovye vyprjamiteli"* / Pod red. F.I., Kovaleva i B.D. Mostkovoj. –M.: Jenergija, 1978. – 448 s. Print.

Поступила 29.05.2017

УДК 621.314+621.391

В. В. ЗАМАРУЕВ, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ».

ОГРАНИЧЕНИЯ ТЕОРЕМЫ КОТЕЛЬНИКОВА-ШЕННОНА О ВЫБОРКАХ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Введение. Расширение функциональных возможностей электронных устройств, применяемых во всех отраслях промышленности и бытовых электрических устройствах, и повышение эффективности их работы неразрывно связано с применением цифровых систем управления (ЦСУ), использующих цифровую обработку сигналов (ЦОС).

Одной из основных теорем, лежащих в основе ЦОС и построения ЦСУ, является теорема Котельникова. Обычно, под термином «теорема Котельникова» имеют ввиду вторую из семи теорем работы [1] – «Любую функцию $f(t)$, состоящую из частот от 0 до f_c, можно непрерывно передавать с любой точностью при помощи чисел, следующих друг за другом через $1/(2f_c)$ секунд». Аналогичная теорема была сформулирована Шенноном [2]: «Theorem 1: If a function $f(t)$ contains no frequencies higher than W cps, it is completely determined by giving its ordinates at a series of points spaced $1/(2W)$ seconds apart».

В настоящее время эти теоремы известны под названиями теорем Котельникова, Котельникова–Шеннона, Найквиста–Шеннона либо Котельникова–Найквиста–Шеннона. В статье будет использоваться название «теорема Котельникова–Шеннона».

Теорема Котельникова–Шеннона была сформулирована применительно к передаче информации на расстояние – коммуникационным услугам. В этом случае пользователей интересует амплитуда передаваемого сигнала, что обычно и демонстрируется при графическом пояснении теоремы Котельникова–Шеннона [3] (Рис. 1). В этом случае фазный сдвиг выборок относительно передаваемого сигнала равен нулю.

Широкое применение ЦОС – от анализа видеоизображения до ЦСУ бытовыми приборами и интернета вещей (Internet of Things, IoT) показало, что применение теоремы Котельникова–Шеннона в ряде случаев имеет ограничения [4, 5], что связано с неопределенностью фазы последовательности выборок относительно высших гармоник и т.д. Разработчики стараются обеспечить минимальную частоту дискретизации входных сигналов, что снижает требования к аппаратной части ЦСУ. При этом желательно получить максимально возможную ширину спектра обрабатываемых гармоник и высокую скорость их идентификации, для чего используют идентификацию всех гармоник вплоть до составляющих с максимальной частотой f_c в соответствии с теоремой Котельникова–Шеннона с временем идентификации – один период. Однако при идентификации и восстановлении составляющих с частотой f_c возникают проблемы, связанные с работой на максимальной – критической частоте, которая совпадает с частотой Найквиста.

Постановка задачи. В этой статье рассматривается ограничения, накладываемые на применение теоремы Котельникова-Шеннона применительно к идентификации и восстановлению гармоник с частотой f_c с произвольной фазой последовательности выборок относительно сигнала. Предполагается идентификация сигнала за один период его повторения. Данные ограничения должны быть учтены при разработке цифровых систем управления силовыми преобразователями, активными фильтрами и др.

Идентификация и восстановление сигнала. ***Передача сигнала при помощи выборок.*** Рассмотрим передачу сигнала $G(t)$. Последовательность выборок значений сигнала следует с частотой f_s и нулевым фазным сдвигом относительно начала координат (Рис. 2 а). Максимальная частота гармоник (частотных составляющих) f_c передаваемого сигнала $G(t)$ удовлетворяет требованиям теоремы Котельникова–Шеннона (1).

$$f_c \le 0.5 \cdot f_s \quad , \qquad (1)$$

где f_s – частота дискретизации.

Рассмотрим передачу сигнала на критической частоте. Предположим, что сигнал $G(t)$ – гармонический сигнал с частотой f_c

$$f_c = 0.5 \cdot f_s \quad , \qquad (2)$$

$$G(t) = A\cos(2\pi f_c t + \varphi) \quad . \qquad (3)$$

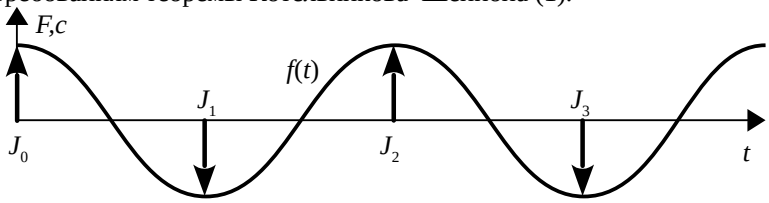


Рис. 1 Классическое графическое представление теоремы Котельникова–Шеннона

где A – амплитуда сигнала, φ – фазный сдвиг относительно начала координат.

Сигнал, соответствующий (2) и (3), удовлетворяет требованиям (1) и является наиболее высокочастотным сигналом, который может быть передан в соответствии с теоремой Котельникова–Шеннона при данной частоте дискретизации.

Как видно из (2) и (3), значения выборок – отсчетов J_n (Рис. 2 б) могут быть получены из выражения

$$J_n = G(t_n) = A\cos(n\pi + \varphi) \quad , \qquad (4)$$

где n = 0,1,2… – номер выборки.

© В.В. Замаруев, 2017

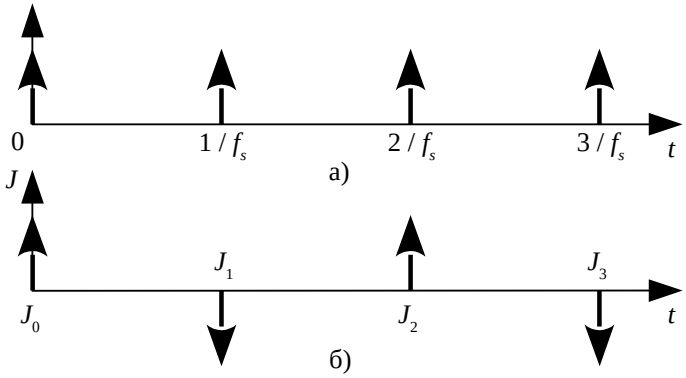


Рис. 2 а) последовательность выборок; б) значения выборок

Для получения однозначного определения функции G(t) необходимо использовать две последовательные выборки J_n и J_{n+1} .

$$A\cos(n\pi+\varphi)=J_n \quad , \tag{5}$$

$$A\cos((n+1)\pi+\varphi)=J_n+1 \quad . \tag{6}$$

Из-за сдвига на угол π выборок J_n в базисе функции G(t) решение системы уравнений (5) и (6) приводит к равенству

$$J_n=-J_n+1 \tag{7}$$

при любых значениях амплитуды и фазы сигнала $G(t)$. Система уравнений (5) и (6) приводится к

$$A\cos(n\pi+\varphi)=J_n \quad , \tag{8}$$

$$-A\cos(n\pi+\varphi)=-J_n \quad . \tag{9}$$

которая является недоопределенной и имеет бесконечное количество решений – соответствующих пар значений A и φ.

Следовательно, рассмотренная система уравнений, полученная в предположении, что выполняется условие (2), не может быть использована для получения однозначного определения функции $G(t)$ последовательностью значений J_n. Заданной последовательности значений J_n соответствует бесконечное количество функций $G_n(t)$ со своими амплитудами и фазами (Рис. 3 а). С другой стороны, заданной функции $G(t)$ может соответствовать бесконечное количество значений выборок J_{mn} при изменении фазы последовательности выборок сигнала (Рис. 3 б). Характер значений выборок J_n может изменяться от нулевых значений $J_n = 0$ при фазном сдвиге $\varphi = \pi/2$, до значений $J_n = A$ при $\varphi = 0$.

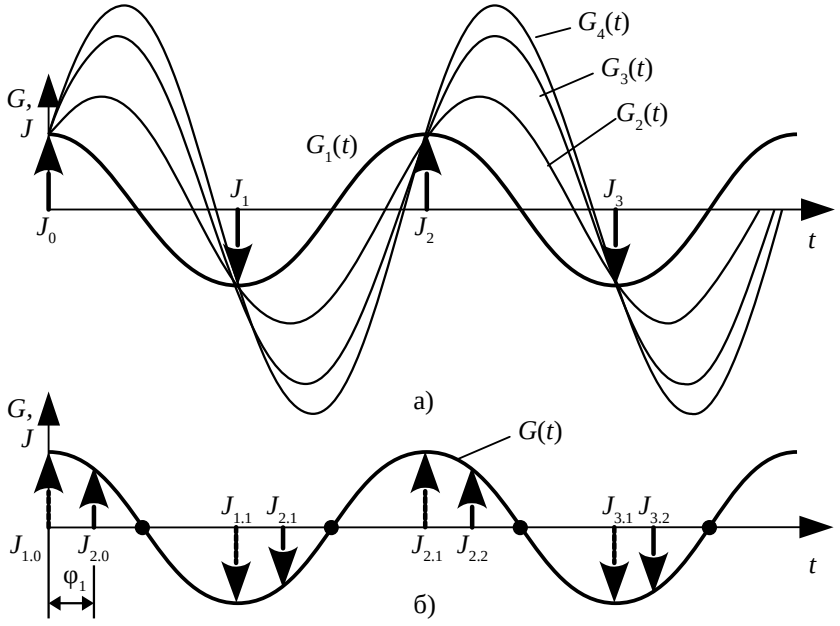


Рис. 3 Примеры бесконечного множества решений. а) пары значений A,φ б) значения выборок J_{mn} при изменении фазы выборок

Для получения значений J_n , однозначно характеризующих функцию $G(t)$, в выражении (4) необходимо «избавиться» от второй переменной – зафиксировать ее значение. Это сводит систему уравнений к одному уравнению с одной неизвестной. Поскольку, как правило, пользователя интересует амплитуда неизвестного сигнала, то целесообразно зафиксировать момент измерения его мгновенного значения $\varphi = 0$ (сигнал $G1(t)$ на рис. 3 а, выборки J_{1n} на рис. 3 б). Что соответствует классическому представлению теоремы (Рис. 1)

Однако, для однозначной передачи сигнала достаточно знать величину фазного сдвига $\varphi = \varphi_1$ и учитывать это значение при вычислении амплитуды сигнала (выборки J_{2n} на рис. 3 б).

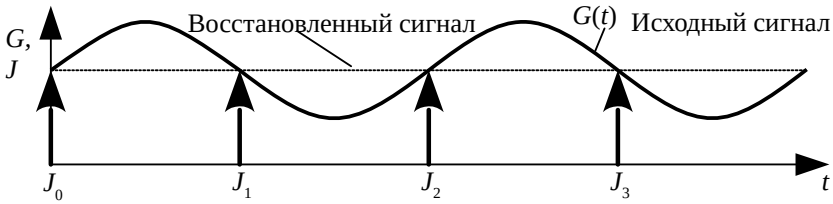


Рис. 4 Эффект неоднозначности определения функции $G(t)$.

Граничным случаем значений выборок является J_n = const, в частном случае $J_n = 0$. В этом случае выборки гармонического сигнала идентичны выборкам сигнала с нулевой частотой (Рис. 4). В литературе [3] делается попытка объяснить этот феномен эффектом наложения спектра, что не соответствует действительности с математической точки зрения. В действительности наблюдается эффект, вызванный неоднозначностью определения функции $G(t)$.

Таким образом, можно сделать вывод, что однозначная передача произвольного сигнала при помощи выборок, следующих с частотой равной удвоенной максимальной частоте составляющих (гармоник) сигнала, возможна лишь при выполнении дополнительного условия – известном фазном сдвиге передаваемого сигнала относительно точек измерения. В противном случае, однозначная передача сигнала – невозможна.

Восстановление сигнала, переданного при помощи выборок. При восстановлении сигнала по его дискретным отсчетам в большинстве случаев используется дискретное преобразование Фурье (ДПФ) [6].

$$X(m)=\sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-\frac{2\pi nm}{N}} \quad (10)$$

или, переходя к тригонометрической форме,

$$X(m)=\sum_{n=0}^{N-1}\left(\cos\frac{2\pi nm}{N}-j\sin\frac{2\pi nm}{N}\right) \quad (11)$$

(приведенные выражения не содержат нормирующий множитель).

Для двухточечного ДПФ N=2 и $x(0)= -x(1)$ (7). Комплексное значение гармоники ДПФ

$$X(1)=2\cdot x(0)-j\,0 \quad . \quad (12)$$

Ее фазный сдвиг равен

$$\varphi=\tan^{-1}\left(\frac{0}{2\cdot x(0)}\right) \quad (13)$$

и для любых $x(0)$, $x(1)$ его значение равно нулю φ = 0. Амплитуда гармоники, с учетом совпадения комплексно-сопряженных частот, равна 1.

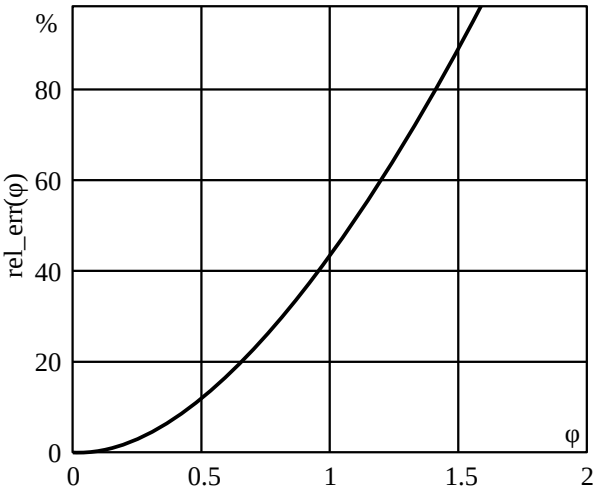


Рис. 5 Относительная ошибка восстановления амплитуды наивысшей гармоники.

Оценим относительную погрешность восстановления амплитуды гармоники с критической частотой по отношению к действительному значению ее амплитуды. При использовании ДПФ (11) и произвольном фазном сдвиге сигнала относительная погрешность минимальна при φ = 0 и стремится к 100% при φ = π/2 (Рис. 5).

Таким образом, можно сделать вывод, что для любого реального сигнала (Рис. 3 а), при использовании двухточечного ДПФ, корректное восстановление сигнала производится лишь при условии нулевого фазного сдвига φ =0 сигнала и выборок.

Простейшее решение [7], обеспечивающее однозначность передачи сигнала – преобразование требования (1) к виду $f_c < 0.5f_s$ или

$$k\cdot 2_{fc}<f_s \quad , \quad (14)$$

где $k > 1$.

Рассмотрим случай $1 < k < 2$. Частный случай последовательности выборок значений $G(t)$ приведен на рис. 6. С учетом (14) значения последовательных выборок

$$A\cdot\cos(\varphi)=J_0 \quad , \quad (15)$$

$$A\cdot\cos(\pi/k+\varphi)=J_1 \quad . \quad (16)$$

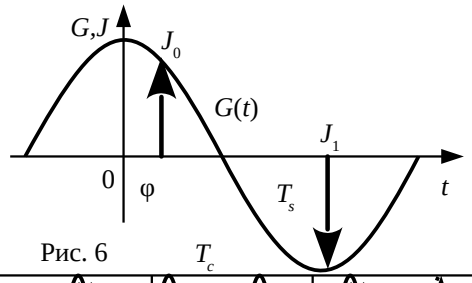


Рис. 6

Видно, что система уравнений (15), (16) определена и может быть использована для однозначной передачи сигнала. Однако, некратное соотношение частот сигнала f_c и выборок f_s вызывает появление биений (Рис. 7). Частота биений зависит от значения коэффициента k в выражении (14). При восстановлении сигнала по его дискретным отсчетам, наличие биений приводит к отличию спектрального состава восстанавливаемого сигнала от исходного (растеканию спектра), его зависимости от частоты выборок и параметров преобразования Фурье. Таким образом, увеличение частоты выборок в соответствии с (14) при $1 < k < 2$ не приводит к возможности однозначного восстановления исходного сигнала.

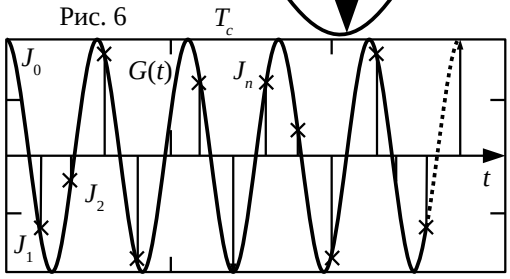


Рис. 7 Биения при значении k = 1.1

Определение минимальной частоты выборок. Для определения минимальной частоты выборок, обеспечивающей однозначное восстановление сигнала и его однозначную передачу, воспользуемся методом определения утечки спектра ДПФ. Утечка спектра отсутствует, если интервал дискретизации (две или более выборок) содержит целое число периодов входной последовательности или, говоря другим языком, входная последовательность содержит энергию только на аналитических частотах [6, 8].

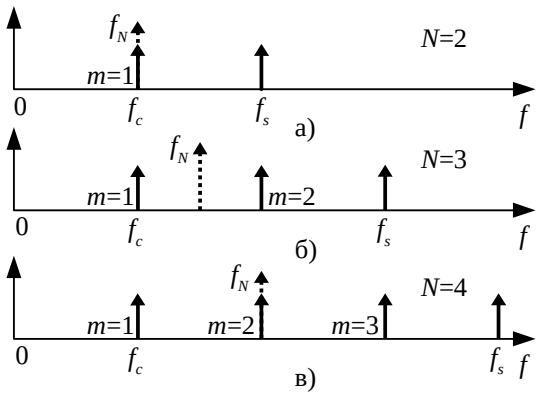


Рис. 8 Частоты сигнала и аналитические частоты Компоненты дискретного преобразования Фурье

$$f_{analysis}(m)=\frac{f_s\cdot m}{N}, \quad (17)$$

где N –количество точек ДПФ, m = 0,1,2…, N–1.

Для определения необходимого номера составляющей ДПФ m и количества точек дискретизации на периоде сигнала N можно приравнять аналитическую частоту $f_{analysis}$ из (17) частоте сигнала f_c

$$f_c=\frac{f_s\cdot m}{N}. \quad (18)$$

Возможные варианты использования различных комбинаций m и N приведены на рис. 8. Количество выборок на периоде сигнала может быть как четным, так и нечетным [8]. При использовании двухточечного ДПФ (m = 1 и N = 2) получаем граничное условие теоремы Котельникова–Шеннона (2) (рис. 8, а). В этом случае частота Найквиста f_N совпадает с критической частотой входного сигнала. Утечки спектра нет, но определение сигнала, как показано выше, неоднозначно при N 2. Переход к нечетному количеству выборок на периоде сигнала N = 3 соответствует увеличению частоты дискретизации в 1,5 раза. Частота Найквиста не совпадает ни с одной из частот ДПФ (рис. 8, б). При применении четырехточечного ДПФ, используется m = 1 и N = 4 при увеличении частоты дискретизации в 2 раза (рис. 8, в). Частота Найквиста не совпадает с частотой входного сигнала. Применение более высокочастотной составляющей ДПФ (m = 2 и N = 4) приводит в результате к двухточечному ДПФ с удвоенной частотой сигнала аналогично (рис. 8, а).

Использование как двух выборок на периоде сигнала, так и трех или четырех выборок не приводит к утечке спектра ДПФ.

Проверим, можно ли однозначно определить входной сигнал по трем (четырем) выборкам на периоде. При передаче сигнала с использованием частоты выборок $f_s = 3f_c$, формируется три последовательных значения выборок (рис. 9, а)

$$J_0 = A\cdot\cos\left(\frac{2\cdot\pi\cdot 0}{3}+\varphi\right) = A\cdot\cos(\varphi) \quad (19)$$

$$J_1 = A\cdot\cos\left(\frac{2\cdot\pi\cdot 1}{3}+\varphi\right) = -\frac{A}{2}\cdot\left(\cos(\varphi)+\sqrt{3}\sin(\varphi)\right) \quad (20)$$

$$J_2 = A\cdot\cos\left(\frac{2\cdot\pi\cdot 2}{3}+\varphi\right) = -\frac{A}{2}\cdot\left(\cos(\varphi)-\sqrt{3}\sin(\varphi)\right) \quad (21)$$

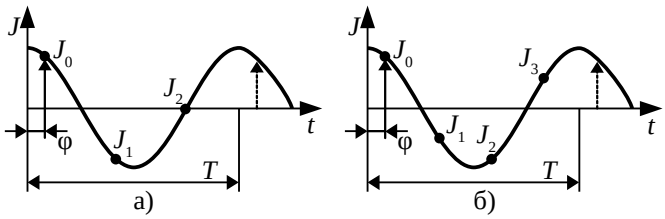


Рис. 9 Примеры трех (а) и четырех (б) выборок на периоде сигнала.

Система уравнений (19) ÷ (21) является переопределенной системой, которая сводится к системе двух уравнений с двумя неизвестными и однозначно определяет исходный сигнал. Аналогичные вычисления можно провести для частоты выборок f_s=4f_c (рис. 9, б). Так само легко убедиться, что трех- и четырехточечное ДПФ позволяют однозначно восстановить сигнал по данным, полученным за один его период.

Экспериментальные исследования.

Рассмотрим управление силовым активным фильтром (САФ), обеспечивающим заданное качество электрической энергии [9]. Особенностью работы САФ в системах электропитания является подавление составляющих токов / напряжений с предопределенными частотами – гармоник основной частоты напряжения системы питания. Фазный сдвиг высших гармоник как относительно первой, так и между собой – произвольный [10]. ЦСУ на основе выборок J_n идентифицируют подавляемые гармоники и восстанавливает идентифицированный сигнал ДПФ J_n, формируют управляющее воздействие силовым преобразователем (ПР), который производит соответствующее масштабирование и формирование требуемого фазного сдвига. Схема простейшего САФ приведена на рис. 10.

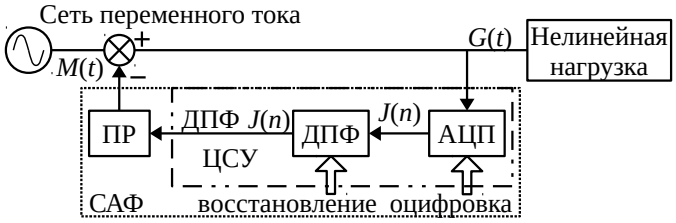


Рис. 10 Простейший параллельный активный силовой фильтр. АЦП – блок аналогово-цифрового преобразования; ДПФ – блок выполняющий дискретное преобразование Фурье и восстанавливающий идентифицированный сигнал.

Рассмотрим сигнал $G(t)$, который содержит первую $G_1(t)$ и десятую $G_{10}(t)$ гармоники (Рис. 11, а). Сигнал оцифровывается с частотой, которая равна удвоенной частоте высшей гармоники. Результаты оцифровки – дискретные последовательности $J(n)$, $J_1(n)$ и $J_{10}(n)$ показаны на рисунках рис. 11, б. Фазовый сдвиг первой и высшей гармоник равен φ = 0, φ = 45 и φ = 90 (Рис. 11 ряд 1, 2, 3 соответственно). Фаза последовательности выборок неизменна и синхронизирована с первой гармоникой. Значения выборок, соответствующих высшей гармонике, изменяются от истинного значения при φ = 0 до нулевого – при φ = 90.

Предположим, что $M(t) = G(t) – (DFT\ G(t))$ для каждой гармоники. Для восстановления сигнала по его дискретам воспользуемся ДПФ в форме (11). Результаты работы САФ при φ = 0, 45 и 90 приведены на рис 11, в. Видно, что, как и ожидалось, компенсация высшей гармоники составляет 100% при φ = 0. При φ = 90 высшая гармоника не компенсируется. При φ = 45 полной компенсации высшей гармоники не происходит.

Рассмотрим результат оцифровки сигнала с частотой следования выборок $f_s = 3f_c$. Результат оцифровки – дискретная последовательность выборок $J_{10}(n)$, представлен на рис. 11, г. Диаграммы высшей входной гармоники $G_{10}(t)$ и гармоники, которая была восстановлена при помощи ДПФ представлены на рис. 11, д. Постоянная составляющая сигнала равна нулю. Спектр восстановленного сигнала не имеет утечки. Как видно, амплитуда и фаза восстановленных гармоник равны амплитуде и фазе входных гармоник при любом фазном сдвиге.

Использование полученных результатов оцифровки сигнала $G(t)$ при $f_s = 3f_c$ для восстановления параметров высшей гармоники при помощи ДПФ в работе активного фильтра (Рис. 10), позволяет получить полное подавление высшей гармоники при любом фазном сдвиге последовательности выборок относительно высшей гармоники.

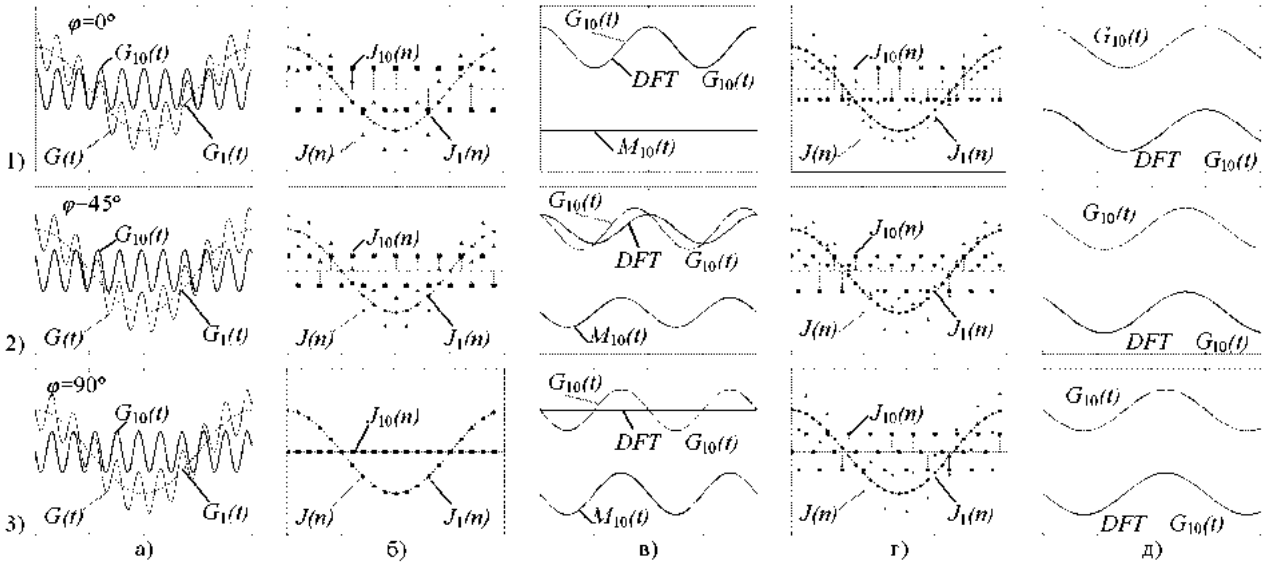


Рис. 11 Экспериментальные результаты.

Выводы:

1. Вывод теоремы Котельникова–Шеннона о полном определении сигнала частотой f_c серией выборок с частотой $f_s = 2f_c$ верен лишь для частного случая передачи сигнала с известным фазным сдвигом последовательности выборок относительно сигнала. Предполагается нулевой сдвиг для сигнала вида $f(t) = A\cdot\cos(2\pi\cdot f_c\cdot t)$.

2. Для полного определения сигнала вида $f(t) = A\cdot\cos(2\pi\cdot f_c\cdot t+\varphi)$ необходимо использовать частоту выборок выше, чем определяется теоремой Котельникова–Шеннона – $f_s > 2\cdot f_c$.

3. Для исключения явления растекания спектра, для полного определения сигнала с частотой f_c и неизвестным фазным сдвигом, минимальная частота последовательности выборок превышает частоту рекомендуемую теоремой Котельникова–Шеннона и составляет $f_s = 3f_c$ при допущении нечетного числа выборок на периоде либо $f_s = 4f_c$ при четном числе выборок.

Список литературы: **1.** *Котельников, В. А.* О пропускной способности «эфира» и проволоки в электросвязи/ *В. А. Котельников.* – Всесоюзный энергетический комитет. // Материалы к I Всесоюзному съезду по вопросам технической реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности. По радиосекции. М.: Управление связи РККА, 1933 с1-19. Репринт статьи в журнале УФН, т.176, №7, 2006, с.762–770. Доступно: https://ufn.ru/ufn06/ufn06_7/Russian/r067f.pdf (URL). **2.** *Shannon, C. E.* Communication in the presence of noise/ *C. E. Shannon* //Proc. Institute of Radio Engineers, vol. 37, no. 1, pp. 10–21, Jan. 1949. Reprint as classic paper in: Proc. IEEE, vol. 86, no. 2, (Feb. 1998). Доступно: http://www.stanford.edu/class/ee104/shannonpaper.pdf (URL). **3.** *Orfanidis, S. J.* Introduction To Signal Processing / *S.J. Orfanidis*// Prentice Hall, p.795 1996. Available: www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/intro2sp/orfanidis-i2sp.pdf (URL). **4.** *Wescott, T.* Sampling: What Nyquist Didn't Say, and What to Do About It/ *T. Wescott*// Wescott Design Services, p. 27, 2016. Available: http://www.wescottdesign.com/articles/Sampling/sampling.pdf (URL). **5.** *Noland, K. C.* High Frame Rate Television: Sampling Theory, the Human Visual System, and Why the Nyquist–Shannon Theorem Does Not Apply/ *K. C. Noland*// in SMPTE Motion Imaging Journal, vol. 125, no. 3, pp. 46-52, April 2016. **6.** *Lyons, R. G.* Understanding Digital Signal Processing/ *R. G. Lyons*// 2nd ed. Prentice Hall, p. 665, 2004. **7.** *Зиатдинов, С. И.* Восстановление сигнала по его выборкам на основе теоремы отсчетов Котельникова/ *С.И. Зиатдинов*// Известия вузов. Приборостроение. – 2010. – Т.53, №5 – С. 44–47. **8.** *Harris, F. J.* On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform/ *F. J. Harris*// Proceedings of the IEEE. – 1978. – Vol. 66 (1). – p. 51–83. Available: https://www.utdallas.edu/~cpb021000/EE%204361/Great%20DSP%20Papers/Harris%20on%20 Windows.pdf (URL). 9. *Rashid, M. H.* Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications Handbook/ *Rashid, M. H.*// 3rd ed. Elsevier. p. 1362, 2011. 10. IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions // in IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000), pp.1-50, March 19 2010.

Bibliography (transliterated): 1. *Kotelnikov, V.A.* On the transmission capacity of the 'ether' and of cables in electrical communications/ *V.A. Kotelnikov*// English translation. Available: http://ict.open.ac.uk/classics/1.pdf (URL). **7.** *Ziatdinov, S. I.* "Vosstanovleniye signala po yego vyborkam na osnove teoremy otschetov Kotel'nikova." *Izvestiya vuzov. Priborostroyeniye.* 53.5 (2010): 44-47. Print.

Поступила 26.06.2017

УДК 621.314

В. И. КОЛОСОВ, канд. техн. наук, техн. директор НПП «Импульс», Запорожье;
Е. В. ВАСЕЧКО, вед. инженер НПП «Импульс», Запорожье.

ФОРМИРОВАНИЕ КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В МОСТОВЫХ ИНВЕРТОРАХ

Введение. Современные требования к уровню энергоэффективности преобразовательной техники ориентируют разработчиков на поиск путей снижения мощности потерь при сохранении качества формируемого переменного напряжения. Одним из направлений в таком поиске является использование несинусоидальных форм напряжения, которые позволяют снизить мощность динамических потерь в элементах коммутации [1 - 4].

Традиционно формирование однофазного или трёхфазного переменного напряжения выполняется в мостовых инверторах путём преобразования постоянного напряжения в широтно-импульсно-модулированную (ШИМ) последовательность с последующим выделением из неё посредством фильтрации огибающей закона модуляции. При этом наибольшее распространение получили ШИМ по синусоидальному закону в однофазных [5,6] и векторная ШИМ в трёхфазных [1,2] мостовых инверторах. Недостатком применения ШИМ по синусоидальному закону является невысокий коэффициент использования питающего постоянного напряжения, который составляет 0,955 [7,8]. Его повышение возможно только формированием несинусоидальной формы напряжения на выходе инвертора [2], однако это сопровождается нежелательным появлением спектра гармоник.

Вместе с тем, нормативный документ, определяющий качество электрической энергии [9], фактически допускает использование несинусоидальных форм при условии, что коэффициент искажения синусоидальности не превышает 8% и соблюдаются ограничения на уровень амплитуд низших из высших гармоник спектрального состава. Это позволяет отыскивать компромисс между достоинствами прямоугольного закона модуляции, который характеризуются минимальной мощностью потерь на переключения, а также максимальным коэффициентом использования питающего напряжения (достигает 1,27) и ШИМ по синусоидальному закону, при которой достигается наилучший гармонический состав [6]. В последнее время в качестве компромиссного решения широко предлагается трапецеидальный закон формирования формы выходного напряжения в однофазных [5,10], двухфазных [8,11,12] и трёхфазных [1,3,4,6,7] мостовых инверторах.

Предлагаются также более сложные (модифицированные) законы модуляции, состоящие из комбинации отрезков прямых линий и синусоид, или из отрезков прямых и управляющих сигналов особой формы, обеспечивающих в совокупности получение квазисинусоидальной формы напряжения [3,4]. Однако, их применение требует выполнения сложных математических вычислений, что не всегда приемлемо в условиях ограниченных возможностей процессорного оборудования.

В данной работе предложен способ формирования квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах, отличающийся от существующих такими положительными качествами:

– сохранением коэффициента использования напряжения питания на уровне, превышающем единицу;

– снижением мощности динамических потерь в элементах коммутации;

– минимизацией амплитуд спектрального состава низших из высших гармоник выходного напряжения до уровней, которые соответствуют требованиям к качеству электроэнергии [9];

– простотой формирования закона модуляции, без сложных и длительных вычислительных процедур;

– равномерной загрузкой ключевых элементов токами коммутации.

Способ формирования кривой напряжения. Предложенный способ состоит в следующем. Напряжение от каждого полумостового преобразователя двухфазного (Рис. 1а) или трёхфазного (Рис. 1б) мостового инвертора формируют путём преобразования постоянного напряжения питания в ШИМ последовательность. Каждую из последовательностей модулируют сигналом управления по единому заданному закону и выделяют из неё посредством фильтрации напряжение огибающей, которая соответствует закону модуляции. Фазы сигналов управления полумостовыми преобразователями сдвинуты относительно друг друга на угол $2\pi/3$ радиан. Выходное напряжение двухфазного моста или три напряжения трёхфазного моста получают в виде разности напряжений от полумостовых преобразователей.

ШИМ последовательности модулируют сигналами управления по закону знакопеременной трапеции с линейной или нелинейной формой фронтов. Обе формы фронтов предусмотрены термином «трапецеидальный импульс» по определению нормативного документа [13]. Переключения в ключах полумостовых преобразователей выполняются только на интервалах формирования фронтов, а на стадии формирования вершин ключи находятся в одном из статических состояний, что в совокупности образует режим прерывистой или частичной модуляции. Таким образом, квазисинусоидальное выходное напряжение мостового инвертора формируется на основе разности двух (или двух из трёх) несинусоидальных напряжений от полумостовых преобразователей.

С целью сокращения интервалов коммутации и снижения мощности динамических потерь в элементах коммутации длительность фронтов устанавливают наименьшей, позволяющей при этом достичь селективного подавления гармоник, ближайших к основной, или получения минимального содержания всех высших гармоник в выходном напряжении.

© В.И. Колосов, Е.В. Васечко, 2017

Отличительной особенностью предложенного способа является появление в форме кривой квазисинусоидального выходного напряжения мостового инвертора характерного излома (изменение наклона) на интервалах формирования фронтов. Излом является следствием алгебраического сложения напряжений от двух полумостовых преобразователей, сдвинутых на угол 2π/3 радиан. Как будет показано далее, эффект излома на фронтах выходного напряжения способствует снижению содержания гармонических составляющих при одновременном сокращении длительности фронтов и, соответственно, интервалов коммутации.

Спектрально-энергетические характеристики. Анализ процессов проведем на примере двухфазного мостового инвертора (Рис. 1а), поскольку в трёхфазном инверторе (Рис. 1б) они имеют аналогичный характер между тремя парами фаз. Для оценки характеристик в предложенном способе выбраны два вида модуляции по трапецеидальному закону: ШИМ с линейной формой фронтов (ШИМ-LIN) и ШИМ с формой фронтов в виде четвертьволновых отрезков синусоиды (ШИМ-SIN). Отметим, что в работе [14] подобная трапецеидальная форма с синусоидальными фронтами предлагалась к применению как аппроксимирующая для меандра с ограниченным спектром при передаче электрической энергии повышенной частоты.

Определение коэффициента искажения синусоидальности (коэффициента гармоник $K_г$) вначале проведем по результатам анализа параметров напряжения на выходах полумостовых преобразователей.

На Рис. 2а,б (диаграммы U_A, U_B) показаны формы модулирующих напряжений с выбранными законами модуляции и соответствующие им ШИМ последовательности на выходах коммутаторов полумостовых преобразователей. Далее считаем, что процесс преобразования является идеальным и формы напряжений огибающих ШИМ последовательностей совпадают с формами модулирующих напряжений.

Гладкие формы напряжений на выходе фильтров полумостовых преобразователей с напряжением питания E при ШИМ-LIN (далее подстрочный индекс lin) и ШИМ-SIN (далее подстрочный индекс sin) на интервале $\theta = (0\ldots\pi/2)$ при угловой длительности фронтов α описываются, соответственно, выражениями:

$$U_{\text{lin}}(\theta)=\begin{cases}\dfrac{E}{2}\cdot\dfrac{\theta}{\alpha}, & \text{если} \quad 0\le\theta\le\alpha;\\ E/2, & \text{если} \quad \alpha\le\theta\le\pi/2.\end{cases} \qquad U_{\text{sin}}(\theta)=\begin{cases}\dfrac{E}{2}\cdot\sin\dfrac{\pi\cdot\theta}{2\cdot\alpha}, & \text{если} \quad 0\le\theta\le\alpha;\\ E/2, & \text{если} \quad \alpha\le\theta\le\pi/2.\end{cases} \tag{1}$$

Длительность фронтов α может варьироваться от значения α = 0, при котором плоская часть вершины присутствует на всём интервале полуволны (то есть в пределах 0…π) и форма становится прямоугольной, до α = π/2, при котором вершина стягивается в точку и трапецеидальная форма напряжения при ШИМ-LIN трансформируется в треугольную, а при ШИМ-SIN – в синусоидальную.

В связи с полуволновой и четвертьволновой симметрией форм напряжений (1) при разложении в ряд Фурье получаем коэффициенты только для нечетных членов ряда:

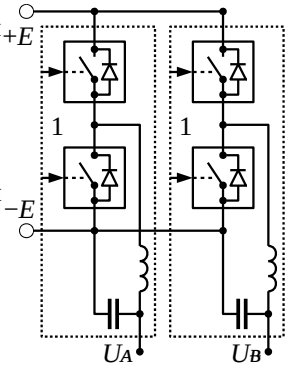
$$B_{\text{lin}}=\frac{2E\cdot\sin(n\cdot\alpha)}{\pi\cdot n^2\cdot\alpha};\ B_{\text{sin}}=\frac{2E\cdot\pi\cdot\cos(n\cdot\alpha)}{n\left(\pi^2-4(n\cdot\alpha)^2\right)}. \tag{2}$$

где: $n = 2k\text{-}1$ – номер гармоники; k=1,2,3…– порядковый номер члена ряда.

Тогда периодические функции напряжения U_A и сдвинутого на угол φ напряжения U_B от полумостовых преобразователей (Рис.2а,б)представляются в виде сумм гармоник

$$U_{A.\text{lin}}(\theta)=\sum_{k=1}^{\infty}B_{\text{lin}}\cdot\sin(n\cdot\theta);\ U_{A.\text{sin}}(\theta)=\sum_{k=1}^{\infty}B_{\text{sin}}\cdot\sin(n\cdot\theta). \tag{3}$$

$$U_{B.\text{lin}}(\theta)=\sum_{k=1}^{\infty}B_{\text{lin}}\cdot\sin\left[n\cdot(\theta-\varphi)\right];\ U_{B.\text{sin}}(\theta)=\sum_{k=1}^{\infty}B_{\text{sin}}\cdot\sin\left[n\cdot(\theta-\varphi)\right]. \tag{4}$$



а)

Из выражений (2) получим при $n = 1$ зависимости амплитуды и квадрата действующего значения напряжений первой гармоники от длительности фронтов α:

$$U_{1m.\text{lin}}=\frac{2E\cdot\sin(\alpha)}{\pi\cdot\alpha};\ U_{1m.\text{sin}}=\frac{2E\cdot\pi\cdot\cos(\alpha)}{(\pi^2-4\alpha^2)}. \tag{5}$$

$$U^2_{1rms.\text{lin}}=2E^2\left[\sin\frac{(\alpha)}{\pi\cdot\alpha}\right]^2;\ U^2_{1rms.\text{sin}}=2E^2\left[\frac{\pi\cdot\cos(\alpha)}{(\pi^2-4\alpha^2)}\right]^2. \tag{6}$$

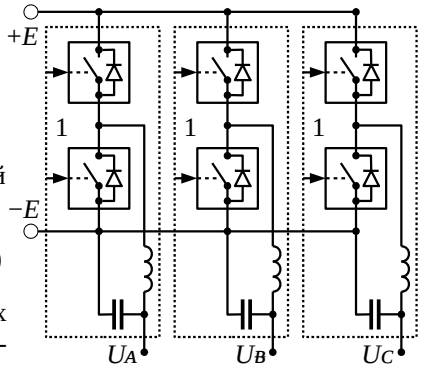
Квадрат действующего значения напряжений определим во временной области из выражений (1):

$$U^2_{rms.\text{lin}}=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi/2}U_{\text{lin}}(\theta)^2\,d\theta=\frac{E^2}{4}\left[1-\frac{4\alpha}{3\pi}\right];U^2_{rms.\text{sin}}=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi/2}U_{\text{sin}}(\theta)^2\,d\theta=\frac{E^2}{4}\left(1-\frac{\alpha}{\pi}\right). \tag{7}$$

Коэффициент гармоник гладкой формы напряжений U_A, U_B на выходах полумостовых преобразователей (Рис.2 а,б) получим с использованием выражений (6),(7):

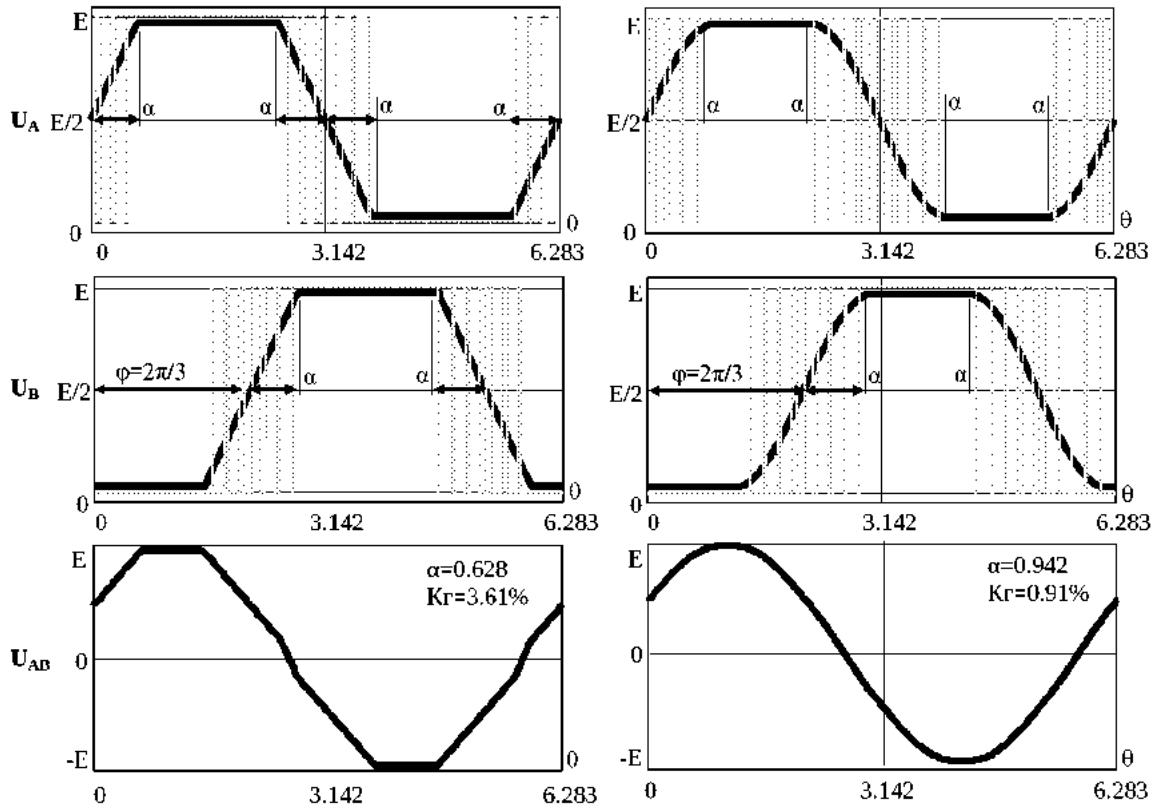
$$K_{\text{r.lin}}=\sqrt{\frac{U^2_{rms.\text{lin}}}{U^2_{1rms.\text{lin}}}-1}=\sqrt{\frac{\pi\cdot\alpha^2_{\text{lin}}\cdot(3\pi-4\alpha)}{24\cdot\sin(\alpha)^2}-1};$$

$$K_{\text{r.sin}}=\sqrt{\frac{U^2_{rms.\text{sin}}}{U^2_{1rms.\text{sin}}}-1}=\sqrt{\frac{\left(\pi^2-4\cdot\alpha^2\right)^2\cdot(\pi-\alpha)}{8\cdot\pi^3\cdot\cos(\alpha)^2}-1}.$$



б)

Рис. 1 Двух- (а) и трёхфазный (б) мостовые инверторы:
1 – полумостовые преобразователи



а) б)

Рис.2 Формы выходных напряжений с оптимальной длительностью фронтов α при ШИМ-LIN (а) и ШИМ-SIN (б): U_A, U_B – полумостовых преобразователей до и после фильтрации; U_{AB} – мостового инвертора.

Коэффициент гармоник гладкой формы напряжений U_A, U_B на выходах полумостовых преобразователей (Рис.2 а,б) получим с использованием выражений (6),(7):

$$K_{\text{rlin}}=\sqrt{\frac{U^2_{rms.\text{lin}}}{U^2_{1rms.\text{lin}}}-1}=\sqrt{\frac{\pi\cdot\alpha^2_{\text{lin}}\cdot(3\pi-4\alpha)}{24\cdot\sin(\alpha)^2}-1}\ ;\ K_{\text{r.sin}}=\sqrt{\frac{U^2_{rms.\text{sin}}}{U^2_{1rms.\text{sin}}}-1}=\sqrt{\frac{\left(\pi^2-4\cdot\alpha^2\right)^2\cdot(\pi-\alpha)}{8\cdot\pi^3\cdot\cos(\alpha)^2}-1}\ . \quad (8)$$

Далее определим параметры напряжения на выходе мостового инвертора.

Функцию формы кривой выходного напряжения мостового инвертора U_{AB} (Рис. 2а,б) определим как разность периодических функций напряжений $U_{AB}(\theta) = U_A(\theta) - U_B(\theta)$ от полумостовых преобразователей по выражениям (3),(4):

$$U_{AB.\text{lin}}(\theta)=\sum_{k=1}^{\infty}B_{\text{lin}}\left\{\sin(n\cdot\theta)-\sin\left[n\cdot(\theta-\varphi)\right]\right\}\ ;\ U_{AB.\text{sin}}(\theta)=\sum_{k=1}^{\infty}B_{\text{sin}}\left\{\sin(n\cdot\theta)-\sin\left[n\cdot(\theta-\varphi)\right]\right\}\ . \quad (9)$$

Из последних выражений можно определить (путем поиска экстремума функций) значение угла θ_m, соответствующего максимальному уровню (амплитуде) напряжения U_{AB}, которое равно $\theta_m = \varphi/2$. Поэтому разность синусных функций в выражениях (9) при $\varphi = 2\pi/3$ и $\theta_m = \varphi/2 = \pi/3$ становится равной:

$$\sin(n\cdot\theta_m)-\sin\left[n\cdot(\theta_m-\varphi)\right]=2\sin\left(\frac{\pi\cdot n}{3}\right)$$

Отсюда коэффициенты ряда Фурье выходного напряжения инвертора (9) с учетом выражений (2):

$$B_{AB.\text{lin}}=\frac{4E\cdot\sin(n\cdot\alpha)}{\pi\cdot n^2\cdot\alpha}\cdot\sin\left(\frac{\pi\cdot n}{3}\right)\ ;\ B_{AB.\text{sin}}=\frac{4E\cdot\pi\cdot\cos(n\cdot\alpha)}{n\left(\pi^2-4(n\cdot\alpha)^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{\pi\cdot n}{3}\right)\ . \quad (10)$$

Из выражений (10) при $n = 1$ получим формулы для амплитуды и квадрата действующего значения первой гармоники выходного напряжения инвертора:

$$U_{AB.1m.\text{lin}}=\frac{2\sqrt{3}\cdot E\cdot\sin(\alpha)}{\pi\cdot\alpha}\ ;\ U_{AB.1m.\text{sin}}=\frac{2\sqrt{3}\cdot E\cdot\pi\cdot\cos(\alpha)}{\pi^2-4\alpha^2}\ . \quad (11)$$

$$U^2_{AB.1rms.\text{lin}}=6E^2\left[\frac{\sin(\alpha)}{\pi\cdot\alpha}\right]^2\ ;\ U^2_{AB.1rms.\text{sin}}=6E^2\left[\frac{\pi\cdot\cos(\alpha)}{\pi^2-4\alpha^2}\right]^2\ . \quad (12)$$

Выражения для амплитуды и квадрата действующего значения выходного напряжения инвертора U_{AB}, найденные во временной области, состоят из нескольких выражений, принадлежащих отдельным областям значений параметра α, и имеют громоздкий вид, поэтому удобнее представить их в частотной области, используя коэффициенты (10):

$$U_{AB.m.lin}=\sum_{k=1}^{\infty} B_{AB.lin} \quad U_{AB.m.\sin}=\sum_{k=1}^{\infty} B_{AB.\sin} \qquad (13)$$

$$U^{2}{}_{AB.rms.lin}=\frac{1}{2}\cdot\sum_{k=1}^{\infty}\left(B_{AB.lin}\right)^2 \quad U^{2}{}_{AB.rms.\sin}=\frac{1}{2}\cdot\sum_{k=1}^{\infty}\left(B_{AB.\sin}\right)^2 \qquad (14)$$

Далее при численном решении (13),(14) бесконечное количество гармоник заменяется конечным их числом M = 100, учёт которых достаточен для получения достоверного результата.

Наконец, коэффициент гармоник напряжения U_{AB} на выходе инвертора (Рис. 2а,б) получим с использованием выражений (12), (14):

$$K_{\text{г.lin}}=\sqrt{\frac{U^2_{AB.rms.\text{lin}}}{U^2_{AB.1rms.\text{lin}}}-1}\ ;\ K_{\text{г.sin}}=\sqrt{\frac{U^2_{AB.rms.\sin}}{U^2_{AB.1rms.\sin}}-1}\ . \qquad (15)$$

На Рис. 3 приведены графические зависимости коэффициента гармоник $K_г$ напряжений полумостовых преобразователей (кривые 1) при ШИМ-LIN (Рис. 3а) и ШИМ-SIN (Рис. 3б) по формулам (8), а также разностного выходного напряжения инвертора (кривые 2) по формулам (15). Как следует из графиков, кривые 2 смещены относительно кривых 1 в сторону меньших значений длительности фронтов α, что связано с присутствием изломов в форме кривой напряжения на выходе мостового инвертора. Причем после первоначального спада кривых 2 значение коэффициента гармоник сохраняется на низком уровне и не превышает 5,1% при ШИМ-LIN и 1,66% при ШИМ-SIN.

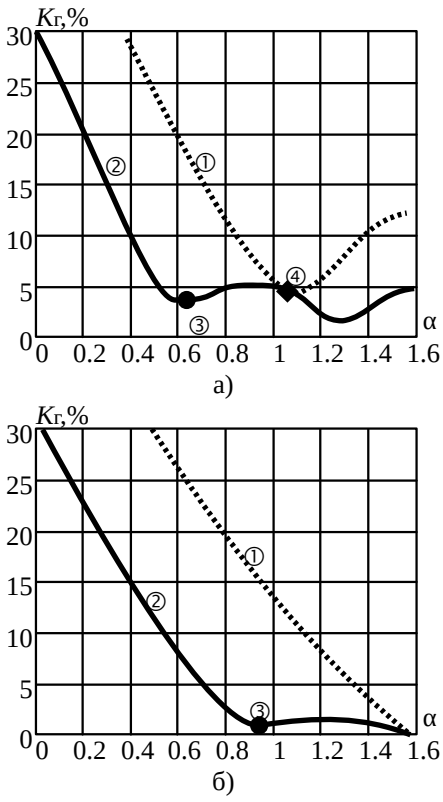


Рис. 3 Влияние длительности фронтов α на коэффициент гармоник выходного напряжения при ШИМ-LIN (а) и ШИМ-SIN (б):
1 - полумостовых преобразователей;
2 - мостового инвертора;
3 - точки совместного подавления гармоник кратных трём и пяти;
4 - точка подавления гармоник кратных трём на кривой 1.

Представляет интерес поведение кривых 2 в области первого локального минимума коэффициента гармоник с наименьшими значениями длительности фронтов α. Анализ показал, что появление локального минимума связано с селективным подавлением гармоник, ближайших к основной. Действительно, если обратиться к выражениям (10), то коэффициенты ряда Фурье выходного напряжения инвертора можно привести к нулевым значениям путем приравнивания к нулю одного из сомножителей. Для первого сомножителя условие: $\sin(\pi\cdot n/3) = 0$, выполняется при значениях $n = 3k$, где k = 1,2,3.., что означает подавление 3-ей гармоники и кратных трём. Выполнение условий для вторых сомножителей: $\sin(n\cdot\alpha_{\text{lin}}) = 0$; $\cos(n\cdot\alpha_{\sin}) = 0$ возможно, соответственно, при $\alpha_{\text{lin}} = \pi/5$; $\alpha_{\sin} = 3\pi/10$, что при $n = 5k$ означает подавление 5-ой гармоники и кратных пяти.

На Рис. 3а,б нанесены точки 3 со значениями $\alpha_{\text{lin}} = \pi/5 = 0{,}628$, $K_г$ = 3,61% и $\alpha_{\sin} = 3\pi/10 = 0{,}942$, $K_г$ = 0,91%, при которых совместно подавлены гармоники кратные трём и пяти. Назовём эти точки оптимальными, поскольку они одновременно соответствуют наименьшим значениям длительности фронтов при близком к минимальному коэффициенту гармоник. На Рис. 3а для сравнения нанесена точка 4, которая соответствует подавлению 3-ей гармоники при формировании трапецеидальной формы в опубликованных работах. Отсюда видно преимущество положения точки 3, характеризующегося меньшим значениям $K_г$ при меньшей длительности фронтов α.

В таблице 1 приведены численные значения спектрального состава гармоник напряжения инвертора при выбранных видах ШИМ с оптимальной длительностью фронтов. Также для сравнения указаны предельно-допустимые нормы коэффициентов гармонических составляющих [9]. Как видно, спектральный состав напряжений при обоих видах ШИМ с избытком удовлетворяет требованиям к качеству электрической энергии.

Таблица 1 Спектральный состав гармоник квазисинусоидальных напряжений инвертора

Вид ШИМ	Длительность фронтов, рад	Коэффициент n-ой гармонической составляющей, %												Коэффициенты гармоник,%
		3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	
ШИМ-LIN	0,628	0	0	3,3	0	0,83	0,96	0	0,56	0,28	0	0,31	0	3,61
ШИМ-SIN	0,942	0	0	0,89	0	0,14	0,13	0	0,06	0,03	0	0,02	0	0,91
Предел по ГОСТ [9]	–	5	6	5	1,5	3,5	3	0,3	2	1,5	0,2	1,5	1,5	8

Оценим эффективность выбранных форм в предложенном способе. Для этого приведем на Рис. 4а,б (кривые 1) зависимости коэффициента использования питающего напряжения $K_E = U_{1m} / E$ от параметра α по выражениям (11) и нанесем на них точки 3 с оптимальными значениями $\alpha_{\text{lin}} = 0{,}628$ и $\alpha_{\sin} = 0{,}942$. Как видно, в оптимальных точках при ШИМ-LIN $K_{E.\text{lin}} = 1{,}032$, а при ШИМ-SIN $K_{E.\sin} = 1{,}013$, то есть в обоих случаях превышает единицу. Специфика формирования разностного выходного напряжения инвертора такова, что его амплитуда имеет зависимость от α. На Рис.4а,б (кривые 2) приведены графики поведения относительной амплитуды выходного напряжения $U^*_m = U_m / E$ полученные по выражениям (13). На графиках видно, что амплитуда равна напряжению питания только в ограниченной области значений $0 \le \alpha \le \pi/3$ (1,047 радиан), а при $\alpha > \pi/3$ происходит её снижение.

Участок α > π/3 является энергетически не выгодным, поэтому положительно, что в данном случае точки 3 с оптимальными значениями α лежат в рабочей области α ≤ π/3, где амплитуда выходного напряжения инвертора максимальна.

Оценка мощности динамических потерь. Мощность динамических потерь (МДП) в элементах коммутации при выбранных видах ШИМ удобнее всего представить в относительном виде [4], то есть в сравнении с потерями при традиционном виде модуляции – однополярной синусоидальной ШИМ. Такой подход не требует определения абсолютных значений МДП, что упрощает процесс анализа, не снижая наглядности результата. МДП оценивается в рабочей области 0≤ α≤ π/3 по количеству переключений в элементах коммутации и среднему значению тока на интервалах коммутации [4,15], то есть в виде произведения этих параметров.

При однополярной синусоидальной ШИМ в полумостовых преобразователях с количеством переключений N на периоде 2π со средним $I_{S.av}$ и амплитудным $I_{S.m}$ значениями выходного тока показатель потерь имеет вид:

$$L_S = N \cdot I_{S.av} = \frac{N \cdot 2}{\pi} \cdot I_{S.m} . \quad (16)$$

При частичной модуляции по предложенному способу, когда коммутация ключей в двух полумостовых преобразователях происходит на восьми интервалах длительности фронтов α (Рис. 2, U_A, U_B) со средним значением тока $I_{A.av} = I_{B.av}$ показатель потерь равен:

$$L_A = \frac{8 \cdot \alpha}{2\pi} \cdot N \cdot I_{A.av} . \quad (17)$$

Среднее значение тока ключей каждого полумостового преобразователя на четырёх интервалах коммутации с амплитудой выходного тока мостового инвертора $I_{AB.m}$ при ШИМ-LIN и ШИМ-SIN определяется:

$$I_{A.av.\lin} = 4 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\alpha} I_{AB.m.\lin} \cdot \frac{\theta}{\alpha} \cdot d\theta \right) = \frac{\alpha}{\pi} \cdot I_{AB.m.\lin} ;$$

$$I_{A.av.\sin} = 4 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\alpha} I_{AB.m.\sin} \cdot \sin \frac{\pi\theta}{2\alpha} \cdot d\theta \right) = \frac{4\alpha}{\pi^2} \cdot I_{AB.m.\sin} . \quad (18)$$

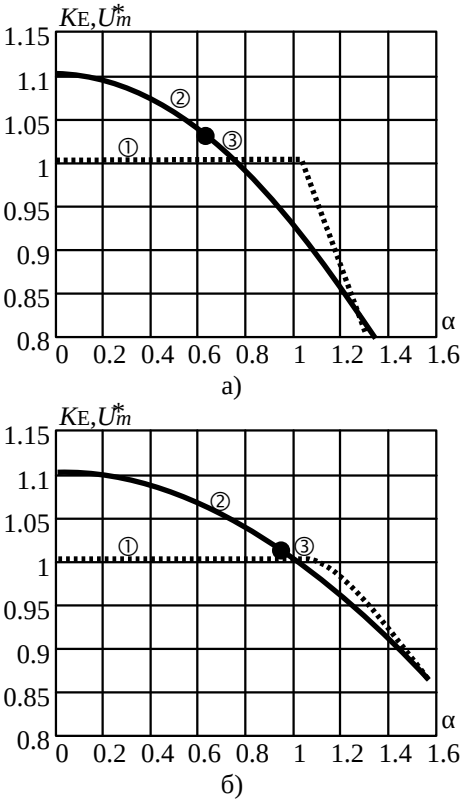


Рис. 4 Влияние длительности фронтов α на параметры выходного напряжения мостового инвертора при ШИМ-LIN (а) и ШИМ-LIN (б):
1 – коэффициент использования питающего напряжения K_E;
2 – относительная амплитуда U_m^*;
3 – точки оптимальных значений α.

Считаем нагрузку инвертора активной и амплитуду выходного тока $I_{AB.m}$ соответствующей питающему напряжению E. Тогда выражения (11) можно переписать для первой гармоники тока:

$$I_{AB.1m.\lin} = \frac{2\sqrt{3} \cdot I_{AB.m.\lin} \cdot \sin(\alpha)}{\pi \cdot \alpha} ; \; I_{AB.1m.\sin} = \frac{2\sqrt{3} \cdot I_{AB.m.\sin} \cdot \pi \cdot \cos(\alpha)}{\pi^2 - 4\alpha^2} . \quad (19)$$

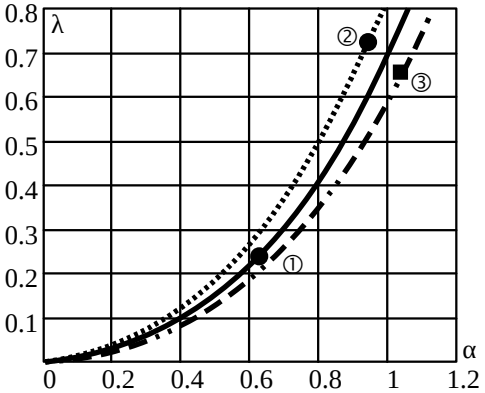


Рис. 5. Зависимости относительной мощности динамических потерь λ от длительности фронтов α с точками оптимальных значений:
1-ШИМ-LIN; 2-ШИМ-SIN; 3-трапецеидальная форма со сдвигом фаз π радиан

Сравнительный анализ МДП корректно проводить в условиях равенства амплитуд первой гармоники выходного тока при ШИМ-LIN, ШИМ-SIN и синусоидальной ШИМ, то есть при $I_{AB.1m.\lim} = I_{S.m}$; $I_{AB.1m.\sin} = I_{S.m}$. Подставим эти равенства в (19) и, решая относительно амплитуды выходного тока $I_{AB.m}$, получим:

$$I_{AB.m.\lin} = \frac{\pi \cdot \alpha}{2\sqrt{3} \cdot \sin(\alpha)} \cdot I_{S.m} \quad ; \quad I_{AB.m.\sin} = \frac{\pi^2 - 4\alpha^2}{2\sqrt{3} \cdot \pi \cdot \cos(\alpha)} \cdot I_{S.m} . \quad (20)$$

Подставив последние выражения в формулы (18), а затем в (17) получаем показатели потерь при ШИМ-LIN и ШИМ-SIN:

$$L_{A.\lin} = \frac{2\sqrt{3} \cdot \alpha^3}{3\pi \cdot \sin(\alpha)} \cdot N \cdot I_{S.m} \quad ; \quad L_{A.\sin} = \frac{8\sqrt{3} \cdot \alpha^2 (\pi^2 - 4\alpha^2)}{3\pi^4 \cdot \cos(\alpha)} \cdot N \cdot I_{S.m} . \quad (21)$$

Наконец, функции относительной МДП можно определить через отношение выражений (21) к выражению (16):

$$\lambda_{\sin} = \frac{L_{A.\sin}}{L_S} = \frac{4\sqrt{3} \cdot \alpha^2 (\pi^2 - 4\alpha^2)}{3\pi^3 \cdot \cos(\alpha)} \quad ; \quad \lambda_{\lin} = \frac{L_{A.\lin}}{L_S} = \frac{\sqrt{3} \cdot \alpha^3}{3 \cdot \sin(\alpha)} . \quad (22)$$

На Рис.5 приведены графические зависимости 1,2 относительных МДП по выражениям (22) с точками оптимальных значений α. Также для сравнения приведена аналогичная зависимость 3 в мостовом инверторе при трапецеидальной форме и сдвиге фаз π радиан между полумостовыми преобразователями. Положение оптимальных точек 1,2 показывает, что квазисинусоидальные напряжения, формируемые по предложенному способу, имеют значения относительной МДП: λ_{lin}=0,24 (снижение на 76%) при ШИМ-LIN в точке 1 с параметрами α_{lin}=0,628, K_r=3,61% и λ_{sin}=0,71 (снижение на 29%) при ШИМ-SIN в точке 2 с параметрами α_{sin}=0,942 и K_r=0,91%. Значения МДП по зависимости 3 составляют λ_{tr}=0,66 (точка 3,

α_{tr}=1,047), то есть близки к значениям при ШИМ-SIN, но при этом $K_г$=4,64% (Рис.3а, точка 4) оказывается значительно большим. Сравнение оптимальной точки 3 (Рис.5) с точкой 1 при ШИМ-LIN показывает преимущество последней по уровню МДП (снижение на 42%). Таким образом, проведенное исследование подтверждает перспективность предложенного способа формирования квазисинусоидального напряжения и обоснованность применения выбранных форм в мостовых инверторах.

Выводы. 1) Предложен способ формирования выходного квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах, характеризующийся хорошим использованием напряжения питания, соответствием требований к качеству электроэнергии по спектральному составу, простотой формирования закона модуляции и равномерной загрузкой ключевых элементов токами коммутации. **2**) Проведен анализ характеристик качества формируемого выходного напряжения и определены рабочая область и оптимальные значения относительной длительности фронтов при ШИМ по трапецеидальному закону с линейной и синусоидальной формами фронтов из условия селективного подавления гармоник, ближайших к основной. **3)** Проведена оценка снижения мощности динамических потерь в переключающих элементах мостового инвертора с выбранными видами модуляции по сравнению с однополярной ШИМ по синусоидальному закону. Показано, что оптимизация длительности фронтов позволяет теоретически снизить мощность динамических потерь для трапецеидальной ШИМ с линейными фронтами – на 76% при коэффициенте гармоник 3,61% и с синусоидальными фронтами – на 29% при коэффициенте гармоник 0,91%.

Список литературы: **1.***Сінчук О.М., Федорченко Н.Л., Литвинський Л.Б. та ін.* Енергозберігаюче керування електротехнічними та енергетичними комплексами і системами: Монографія – Кременчук: Вид. ПП Щербатих О.В., 2010.– 340с. **2.***Чаплыгин Е.Е.* Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: Учебн. пособие.– М.: Изд. дом МЭИ, 2009.–56с. **3.**Чубуков К.А. Исследование и разработка вариантов ШИМ в трехфазных автономных инверторах напряжения с двигательной нагрузкой. Автореф. дисс…канд. техн. наук.-Чебоксары, 2010.-23с. **4.***Хухтиков С. В.* Исследование и разработка инверторов с ШИМ с пассивной фазой. Автореф. дисс…канд. техн. наук.-М.-2013.-20 с. **5.***Синчук О.Н., Бойко С.Н., Омельченко А.В.* К вопросу об анализе форм кривых тока и напряжения однофазного инвертора в функции способов модуляции//Електротехніка і електромеханіка. Спец. вип. До XXII МНТК СЕЕ-2016.-№4(1).-Том1.- С.107-113. **6.***Чаплыгин Е.Е.* Инверторы напряжения и их спектральные модели: Учебн. пособие.–М.: Изд. МЭИ, 2003.–64с. **7.***Сінчук О.М., Михайличенко Д.А., Бойко С.Н., Городній А.Н.* Аналіз електромагнітних процесів у системі: синхронний електричний двигун – IGB транзисторний перетворювач частоти струму в колі статора і ротора//Технічні науки та технології: наук. журнал / Чернігів : Черніг. нац. технол. ун-т, 2015.-№ 1 (1).-С.161-170. **8.***Шаповал В.П., Гусевский Ю.И., Чернышев А.А.* Способ управления преобразователем по закону трапеции // Технічна електродинаміка. Темат. вип. Проблеми сучасної електротехніки. СЕЕ-2007.-Ч.3.-С.117-118. **9.***ГОСТ 13109-97.* Электрическая энергия. Совместимость технических средств. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. **10.**Пат. 67170 Україна МПК (2012.01) H02M7/00 Спосіб формування трапецеїдальної широтно-імпульсної напруги інвертора / *Скала Е.І., Шокарьов Д.А.*- Бюл.№3.-2012р. **11.***Синчук О.Н., Омельченко А.В., Шокарев Д.А.* Моделирование законов ШИМ напряжения и режимов функционирования тяговых комплектов: IGBT – преобразователь – двухфазный асинхронный двигатель // Технічна електродинаміка. Тематич. вип. СЕЕ-2012.-Ч.3.-С.151-154. **12.***Омельченко А. В., Мельник О. Е.* Оценка и сравнение форм токов и напряжений двух и трёхфазных преобразователей при ШИМ напряжения питания двухфазных двигателей // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. Спец. вып. 2013.-Т.2.-№8 (114).-С.26-30. **13.***ГОСТ 16465-70.* Сигналы радиотехнические измерительные. Термины и определения. **14.***Гончаров Ю.П., Ивахно В.В., Замаруев В.В.и др.* Оптимизация характеристик меандра с ограниченным спектром как базового носителя сигнала однофазной линии электропередачи напряжения повышенной частоты // Технічна електродинаміка. Тематич. вип. СЕЕ-2012.-Ч.3.-С.49-54.

Bibliography (transliterated): **1.**Sinchuk O.M., Fedorchenko N.L., Litvinskiy L.B. ta In. Energozberigayuche keruvannya elektrotehnichnymy ta energetychnymy kompleksami i systemamy: *Monografiya – Kremenchuk: Vyd. PP Scherbatyh O.V., 2010*. Print. **2.**Chaplyigin E.E. Spektralnoe modelirovanie preobrazovateley s shirotno-impulsnoy modulyatsiey*: Uchebn. posobie.– M.: Izd. dom MEI, 2009.* Print. **3.**Chubukov K.A. Issledovanie i razrabotka variantov ShIM v trehfaznyih avtonomnyih invertorah napryazheniya s dvigatelnoy nagruzkoy. *Avtoref. diss…kand. tehn. nauk.-Cheboksaryi, 2010.* Print. **4.**Huhtikov S. V. Issledovanie i razrabotka invertorov s ShIM s passivnoy fazoy. *Avtoref. diss…kand. tehn. nauk.-M.-2013.* Print. **5.**Sinchuk O.N., Boyko S.N., Omelchenko A.V. K voprosu ob analize form krivyih toka i napryazheniya odnofaznogo invertora v funktsii sposobov modulyatsii//*Elektrotehnika i elektromehanika. Spets. vyp. Do HHII MNTK SEE-2016.- №4(1).-Tom1.107-113*. Print. **6.**Chaplyigin E.E. Invertoryi napryazheniya i ih spektralnyie modeli: *Uchebn. posobie.–M.: Izd. MEI, 2003.* Print. **7.** Sinchuk O.M., Mihaylichenko D.A., Boyko S.N., Gorodniy A.N. Analiz elektromagnitnyh protsesiv u systemi: sinhronniy elektrichniy dvygun – IGB tranzistorniy peretvoryuvach chastoty strumu v koli statora i rotora//*Tehnichni nauky ta tehnologiyi: nauk. zhurnal / Chernigiv : Chernig. nats. tehnol. un-t, 2015.-№ 1 (1).161-170*. Print. **8.**Shapoval V.P., Gusevskiy Yu.I., Chernyishev A.A. Sposob upravleniya preobrazovatelem po zakonu trapetsii // *Tehnichna elektrodinamika. Temat. vyp. Problemi suchasnoyi elektrotehniki. SEE-2007.-Ch.3.117-118.* Print. **9.**GOST 13109-97. Elektricheskaya energiya. Sovmestimost tehnicheskih sredstv. Normyi kachestva elektricheskoy energii v sistemah elektrosnabzheniya obschego naznacheniya. Print. **10.**Pat. 67170 Ukrayina MPK (2012.01) H02M7/00 Sposib formuvannya trapetseyidalnoyi shirotno-impulsnoyi naprugi invertora / *Skala E.I., Shokarev D.A.- Byul.№3.-2012r.* Print. **11.**Sinchuk O.N., Omelchenko A.V., Shokarev D.A. Modelirovanie zakonov ShIM napryazheniya i rezhimov funktsionirovaniya tyagovyih komplektov: IGBT – preobrazovatel – dvuhfaznyiy asinhronnyiy dvigatel // *Tehnichna elektrodinamika. Tematich. vyp. SEE-2012.-Ch.3.151-154.* Print. **12.**Omelchenko A. V., Melnik O. E. Otsenka i sravnenie form tokov i napryazheniy dvuh i tryohfaznyih preobrazovateley pri ShIM napryazheniya pitaniya dvuhfaznyih dvigateley // *Energosberezhenie. Energetika. Energoaudit. Spets. vyp. 2013.-T.2.-№8 (114).26-30*. Print. **13.**GOST 16465-70. Signalyi radiotehnicheskie izmeritelnyie. Terminyi i opredeleniya. Print. **14.**Goncharov Yu.P., Ivahno V.V., Zamaruev V.V.i dr. Optimizatsiya harakteristik meandra s ogranichennyim spektrom kak bazovogo nositelya signala odnofaznoy linii elektroperedachi napryazheniya povyishennoy chastotyi // *Tehnichna elektrodinamika. Tematych. vyp. SEE-2012.-Ch.3.49-54*.

Поступила 15.05.2017

УДК 658.513.012.12

С. К. МЕЩАНИНОВ, докт. техн. наук, проф., Днепровский государственный техническ. ун-т, Каменское;
К. В. АВДЕЕНКО, студентка, Днепровский государственный техническ. ун-т, Каменское.

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ПСИХОФИЗИОЛОГИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ВОДИТЕЛЯ АВТОТРАНСПОРТА

Введение. На сегодняшний день необходимость обеспечения безотказной работы машин и различного рода технологического и иного оборудования, не вызывает сомнений. Сбои и отказы такого рода нередко прямо связаны с деятельностью человека.

В современных условиях, требующих обеспечения комфортабельности легковых автомобилей, работа водителей попадает в разряд легких. Однако длительная и интенсивная работа за рулем легкового автомобиля приводит к перенапряжению нервной системы водителя, требует постоянной собранности и внимательности.

Основными психофизиологическими качествами, по которым определяют пригодность к вождению автотранспортом, являются ощущение, восприятие, психомоторная реакция, внимание, эмоционально-волевая реакция, оперативное мышление и специальные личностные факторы:

• ощущение – отражение в сознании человека отдельных свойств предметов и явлений материального мира, которые непосредственно влияют на органы чувств (различают ощущение зрительные, слуховые, обонятельные, кожные, двигательные, вибрационные и др.);

• восприятие – уровень развития органов чувств, точность определения пространственных отношений и временных интервалов, скорость переработки информации;

• психомоторная реакция – скорость и точность реакции водителя в критических ситуациях, четкая психомоторная координация;

• внимание – широкий объем и распределение внимания, его быстрая переключаемость и стойкость к внешним раздражителям, правильная организация внимания при выполнении маневра;

• эмоционально-волевая реакция – эмоциональная стойкость, высокий уровень развития волевых качеств (самообладание, решительность, настойчивость);

• оперативное мышление – скорость оценки дорожной обстановки и принятия решений, способность к быстрому профессиональному прогнозированию, хорошая оперативная память и ее готовность;

• личностные факторы – активность и направленность личности, склонность к технике, инициативность, смекалка, дисциплинированность, интерес к профессиональной работе водителя.

Недостаточное развитие одних психофизиологических особенностей водителя может компенсироваться развитием других и проявляться лишь в сложных дорожных условиях, когда предотвращение аварии и разрядка острой дорожной ситуации зависят от скорости оценки ситуации, умения применить навыки управления автомобилем, от скорости и от точности реакции, самообладания, решительности и настойчивости. Мастером своего дела можно считать только того водителя, который умеет правильно и быстро оценивать дорожную обстановку, предусмотреть ее возможные изменения и никогда не попадать в сложные ситуации, а при невозможности избежать их – максимально разрядить опасную обстановку.

Постановка задачи. Психологическое состояние человека за рулем отличается выраженным нервно-психическим напряжением. Автотранспорт – средство передвижения повышенной опасности, поэтому практически любой водитель постоянно испытывает чувство ответственности за пассажиров, машину, страх за собственную жизнь и прочее. Собственно говоря, автотранспорт можно рассматривать как разновидность смертоносного оружия. То, что мы привыкли к наличию автотранспорта, каждый день наблюдаем его на улицах и даже научились управлять им, не уменьшает опасности данного вида средства передвижения [1].

Таким образом, **целью настоящей работы** является разработка математической модели системы мониторинга психофизиологического состояния (ПФС) водителя автотранспорта.

Основная часть. Личными качествами водителя во многом определяются его профессиональные навыки. Не зря порой говорят, что человек водит автомобиль так, как он живет. Поэтому если действия водителя, совершившего дорожно-транспортное происшествие, могут быть квалифицированы как неосторожные или легкомысленные, то причину этих действий прежде всего следует искать в самой личности водителя. Это закономерно. Заботы, неприятности и обиды не оставляют водителя, когда он садится за руль. Вот почему при управлении автомобилем важно сохранять длительное время оптимальное психическое состояние, при котором наиболее быстро и качественно протекает процесс восприятия информации.

Отклонения в ту или иную сторону от оптимального психического состояния (возбуждение или депрессия) затрудняют процесс восприятия и переработки информации и тем самым увеличивают вероятность ошибочных действий водителя.

Причины нарушения психофизиологического состояния человека (в нашем случае водителя) можно условно разделить на группы:

© С.К. Мещанинов, К.В. Авдеенко, 2017

• технические сбои (неисправная или устаревшая техника (автотранспорт), эксплуатация в режимах чрезмерной нагрузки);

• негативные проявления человеческого фактора (безответственное отношение, отсутствие необходимой квалификации и знаний, напряженные условия труда, чрезмерное психологическое напряжение, болезненное физическое состояние);

• непредсказуемое и негативно дестабилизирующее достаточно интенсивное воздействие со стороны внешней среды на человека, которое может привести к неконтролируемому и непредсказуемому преобразованию энергии в другие ее виды, приводящее к возможным катастрофическим изменениям в окружающей среде.

Любой из перечисленных факторов может привести к сбою в психофизиологическом состоянии водителя, и, следовательно, аварии.

В настоящее время активно разрабатываются различные методы анализа и прогнозирования психического и психоэмоционального (ПЭС) состояний человека [2].

В силу актуальности данной проблемы, потребность в аппаратуре, осуществляющей такой анализ, в настоящее время очень высока. Существует довольно большое количество систем предназначенных для диагностики психоэмоционального состояния (ПЭС), либо позволяющих ее проводить (системы VibraImage [3], Mind Reader [4], Поларг [5] и др). Регулярно появляются новые системы психофизиологической диагностики. Однако ни одна из них не способна выполнять контроль ПЭС в соответствии с требованиями современного высокопроизводительного производства. Все комплексы осуществляют периодический контроль с довольно большим периодом (от одной до нескольких десятков минут), не позволяющим отслеживать ПЭС человека в реальном масштабе времени. В большинстве систем используются методики, требующие отрыва обследуемых от работы, либо ограничивающие их возможности.

Одни из основных трудностей на пути к созданию требуемой биометрической системы связаны со спецификой регистрируемой информации. Измеряемые параметры с одной стороны слабо коррелированны, а с другой их значения многомодальны и вариабельны от индивидуума к индивидууму. По этой причине возникают сложности при математической обработке и принятии решений.

Однако в общем проблема дистанционного мониторинга ПС человека в той или иной ситуации все еще далека от своего решения.

Довольно часто при детальном анализе дорожно-транспортных происшествий совершенно не учитывается состояние здоровья водителя. И вот тогда в воздухе повисает острый опрос: «А имел ли этот водитель право управлять транспортным средством?».

Между эмоциональным состоянием, нервными психическими процессами, и качеством работы водителя существует определенная связь. При возникновении опасных и особенно аварийных ситуаций под влиянием эмоционального напряжения могут значительно ухудшиться функциональные возможности водителя. Вот почему водителю при управлении автомобилем важно сохранять длительное время оптимальное психическое состояние, при котором наиболее быстро и качественно протекает весь процесс восприятия информации и совершения ответных действий в постоянно меняющейся дорожно-транспортной обстановке. Отклонения в ту или иную сторону от оптимального психического состояния (возбуждение или депрессия) затрудняют процесс восприятия и переработки информации и тем самым увеличивают вероятность ошибочных действий водителя.

Экстремальные ситуации на дороге могут быть вызваны:

1. угрозой для жизни и здоровья (опасность, болезнь);
2. межличностными конфликтами (вражда, ссора, оскорбление, зависть и др.);
3. мотивацией достижений;
4. фрустрацией, т.е. возникновением непреодолимых препятствий на пути удовлетворения желаний;
5. информационной перегрузкой, когда объем поступающей информации слишком велик и человек не справляется с ее переработкой: трудностью и ответственностью принятия решения (выбор решения из многих вариантов, большая значимость и последствия неправильного выбора и т.д.).

Психический стресс отрицательно влияет на все процессы и выполнения деятельности и приводит к их нарушению и дезорганизации.

В связи с этим, целесообразно, разработать и внедрить электронную систему непрерывного мониторинга за психическим и физическим состоянием водителя автотранспорта без отрыва от выполняемой им задачи.

Решить поставленную задачу может электронная система мониторинга ПФС водителя.

Современный уровень развития компьютерной техники, а также устройств для получения и регистрации текущей информации позволяет практически не ограничивать себя в выборе набора контролируемых параметров, требованиям к точности и достоверности получаемой информации. Однако необходимо правильно задать алгоритм работы такой системы, создав математическую модель ее функционирования.

Таким образом весь набор информативных биометрических параметров, которые характеризуют психофизиологическое состояние водителя и используются в системе мониторинга, можно представить в виде следующих групп:

1. Группа параметров, которые характеризуют психофизиологическое состояние водителя и меняются периодически (либо не меняются вовсе в течении всего цикла его жизни) $x = \{ x_1 , x_2 , \ldots, x_n \}$:

• пол x_1 ;

• место жительства (с экологической точки зрения) x_2 ;

• вид трудовой деятельности x_3 ;

• тип нервной системы, темперамент, характер x_4 ;

• наследственные заболевания x_5 ;

• семейное положение, наличие детей x_6 ;

• материальное положение x_7 .

2. Группа непрерывно изменяющихся параметров, которые влияют на (характеризуют) психофизиологическое состояние водителя $y = \{ y_1 , y_2 , \ldots, y_k \}$:

• возраст y_1 ;

• заболевания: острые, хронические, приобретенные в результате аварий, экологических ситуаций, несчастных случаях y_2 ;

• вредные привычки y_3 ;

• время года, климат y_4 ;

• погодные условия y_5 ;

• сложность и время выполнения поставленной задачи (маршрута) y_6 ;

• условия движения: наличие пробок, погрешностей на дороге (ямы, бугры) y_7 .

Для каждого определенного случая при определенных условиях (время года, погодные условия, сложность поставленной задачи и прочее) диапазон допустимых погрешностей тех или иных параметров может быть различным. Поэтому система, выполняющая мониторинг за психофизиологическим состоянием водителя, должна иметь возможность «настраиваться» на эту ситуацию, быстро и четко перерасчитывая диапазон тех самых погрешностей с учетом их изменений, корректируя диапазоны погрешностей в каждой из групп.

На рисунке 1 изображена функциональная схема системы мониторинга психофизиологического состояния водителя автотранспорта, которая на выходе показывает возможно ли дальнейшее управление автотранспортом при определенных профессиональных качествах водителя.

Рис. 1 Функциональная схема системы мониторинга психофизиологического состояния водителя автотранспорта

Работа такой системы может быть описана с помощью математической модели:

$$S = F\{ f1(x1, x2, x3) + f2(x2, x5) + f3(x6, x7) + f4(y1, y3, y4) + f5(y4, y5) + f6(y6, y7) \},$$

где S – функция выходного сигнала, обработанного системой мониторинга, который показывает возможно ли продолжение движения; $f_1(x_1, x_2, x_3)$ – функция, характеризующая степень стрессоустойчивости; $f_2(x_2, x_5)$ – функция, характеризующая быстроту скорости реакции на внешний раздражитель; $f_3(x_6, x_7)$ – так называемые начальные условия в смысле готовности водителя к работе; $f_4(y_1, y_3, y_4)$ – функция, характеризующая подверженность влиянию ПФС водителя вредным внешним воздействиям; $f_5(y_4, y_5)$ – функция, характеризующая метеорологическую устойчивость; $f_6(y_6, y_7)$ – функция, характеризующая степень адекватности его реакции на внешние раздражители.

На рисунке 2 представлена блок–схема системы мониторинга психофизиологического состояния водителя при определенных параметрах.

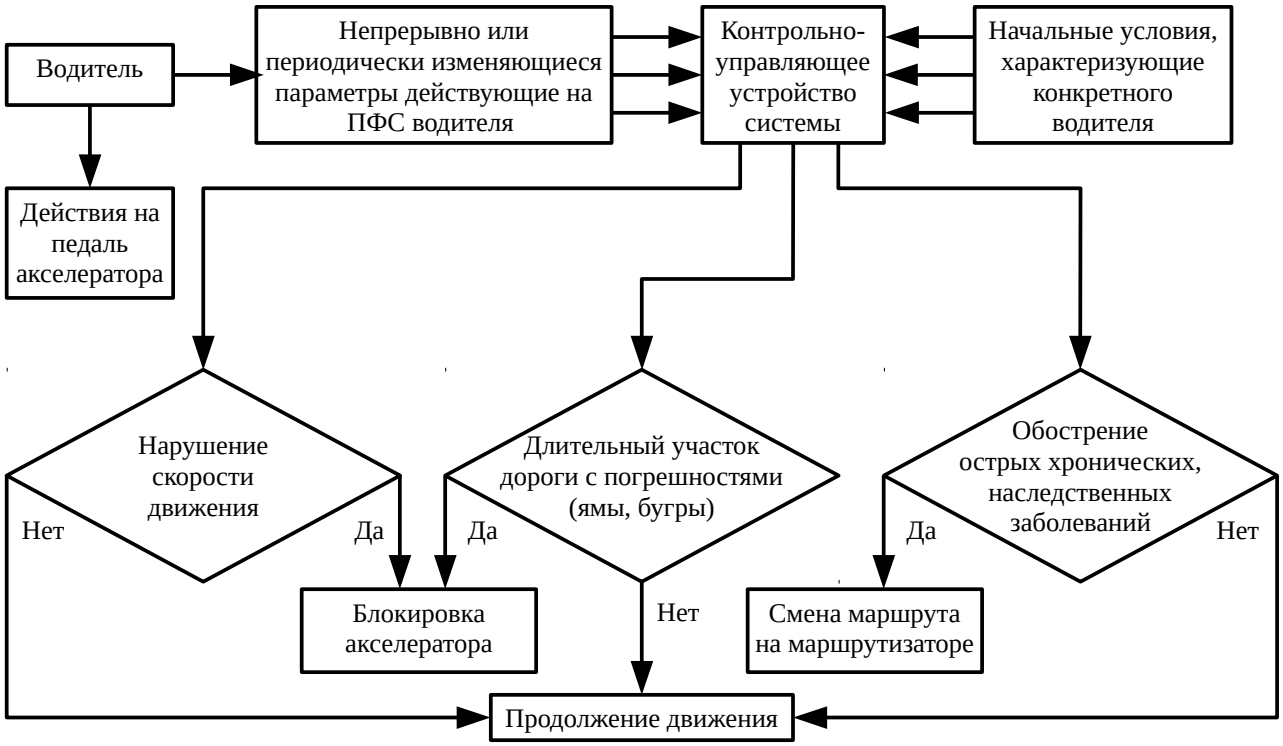


Рисунок 2 Блок–схема системы мониторинга ПФС водителя автотранспорта

Выводы:

1. Обоснован набор информативных параметров системы дистанционного контроля ПФС водителя.
2. Сформулирована математическая модель системы мониторинга психофизиологического состояния водителя.
3. Разработана блок–схема системы мониторинга психофизиологического состояния водителя.

Список литературы: 1. *Баранихин Г.* Экстремальное вождение. Секреты и советы / *Г. Баранихин.* – СПб.: Питер, 2008. − 225с. **2.** *Блум Ф.* Мозг, разум и поведение / *Ф. Блум, А. Лейзерсон, Л. Хофстедтер*. – М.: Мир, 1988. – 248с **3.** *Многопрофильное предприятие «Элсис»* Система контроля психоэмоционального состояния человека (Система виброизображения) / .−СПб.: 2009.−157с. **4.** *Смирнов И.В.* Способ психозондирования («Mind Reader») 2002 **5.** *Оглоблин С.И., Молчанов А.Ю.* Инструментальная детекция лжи. Академический курс / *Оглоблин С.И., Молчанов А.Ю.*−М.: Нюанс, 2004.−447с.

Bibliography (transliterated): 1. *Baranihin G.* Ekstremal'noe vozhdenie. Sekrety i sovety .−SPb.: Piter, 2008.−225p. **2.** F. Blum, A. Leiserson, Hofstedter L. Mozg, razum I povedenie. – M .: Mir, 1988 – 248p. **3.** *Mnogoprofil'noe predpriyatie «EHlsis» Sistema kontrolya psihoehmocional'nogo sostoyaniya cheloveka (Sistema vibroizobrazheniya)* / .−SPb.: 2009.−157p. **4.** *Smirnov I. V.* Sposob psihozondirovaniya («Mind Reader») 2002 **5.** *Ogliblin S. I., A. Yu. Molchanov* Instrumental'naya detekciya lzhi. Akademicheskij kurs.−M.: Nyuans, 2004.−447p.

Поступила 27.04.2017

УДК 658.513.012.12

С. К. МЕЩАНИНОВ, докт. техн. наук, проф., Днепровский государственный техническ. ун-т, Каменское;
Ю. Ю. ГУПАЛО, студентка, Днепровский государственный техническ. ун-т, Каменское.

МЕТОД КОНТРОЛЯ ПСИХОФИЗИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ МАШИНИСТА ЛОКОМОТИВНОГО СОСТАВА ПО ПАРАМЕТРАМ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

Введение. В современном мире транспорт является неотъемлемой частью как социальной, так и экономической сфер общественной жизни. Немаловажную роль играет железнодорожный транспорт, функционирование, которого постоянно связано с риском. К сожалению, вопрос интенсивности труда и значительное повышенные скоростного режима привели к снижению уровня безопасности поездного движения и, как результат, это способствовало многочисленным аварийным ситуациям. Поэтому всё чаще рассматривается вопрос надежности и безопасности движения, но только с технической стороны. В то время как на машиниста локомотивного состава ложится весь «груз» ответственности не только за исправность техники, но и за человеческие жизни. В связи с этим человеческий фактор стали считать основополагающим звеном, подлежащий к бесперебойному контролю.

Анализ последних достижений и литературы. Распознание и контроль психофизического состояния (ПФС) человека является является одним из прогрессивных направлений в науке и развитии техники. Вопросом обеспечения техническими устройствами для анализа и идентификации ПФС человека занимаются на протяжении многих лет и с появлением новых технологий меняются взгляды и мнения на решение данной проблемы. В современном мире существует несколько наиболее приближенных и распространенных методов[1] анализа ПФС человека, а именно: электроэнцефалографический метод (ЭЭГ), детектор лжи, виброизображение, тепловизионные технологии. В последнее время активно изучается метод виброизображения, основанный на сопоставлении вестибулярных рефлексов с эмоциональным поведением человека путём взаимосвязи между вестибулярной системой и сенсорной физиологией [2]. Благодаря этому методу, становится возможным не только фиксировать сложные микроперемещения объекта [3] беспрерывно, а и находить определенные критерии оценки поведения на фоне вестибулярных рефлексов. Но данный метод имеет и ряд ограничений, преимущественный из которых является отсутствие в быстрой передачи информации об оценки ПФС на отдаленные расстояния [4]. Это влечёт за собой торможение в выборе параметров и отсутствие возможности адекватной оценки ПФС. Относительно же детектора лжи, то полиграф осуществляет мониторинг объекта согласно следующим критериям: частоты сердечных сокращений; периодом дыхания; кожно – гальванической реакции; артериальным давлением и тремором. Но невзирая на возможность мониторинга по перечисленным параметрам, полиграф имеет весомый недостаток – контактность устройства и затраты значительного времени на проведения тестирования одного человека. Тепловизионные технологии [5] имеют принципиальный приоритет – возможность скрыто, бесконтактно контролировать состояние человека. Но это является возможным при условии, если человек со спокойного состояния переходит в агрессивное, а не находится в устойчиво агрессивном состоянии. Поэтому многие учённые пришли к альтернативному решению задачи с применением голосовых технологий. Голосовые датчики остаются одними из самых целесообразных устройств для анализа ПФС человека, так как кроме бесконтактного метода контроля, способны погрузить человека в максимально обыденную рабочую обстановку [6] (компактность устройств). Однако проанализировав данный метод, становится понятно, что проблема всё ещё далека от решения и требует значительных доработок.

Поэтому важным считается: предложить создание подсистемы контроля ПФС машиниста в режиме реального времени по параметрам голоса с применением бесконтактного датчика.

Постановка задачи. Необходимость контроля психофизического состояния (ПФС) машиниста считается актуальной. Причиной является множество субъективных и объективных факторов, влияющих на профессиональную составляющую жизни. Прежде всего, это динамизм транспортных ситуаций, принятие решений в экстренных случаях, четкость выполнения регламента и монотонность на фоне устойчивых эмоциональных стрессов. Кроме этого, профессия машинист требует наличия специальных психологических свойств и качеств организма. Это подразумевает, что далеко не каждый «теоретически» здоровый человек, достигнувший определенного уровня навыков и знаний, сможет соответствовать занимаемой должности и обеспечить необходимый уровень безопасности движений. Считаем обязательным также отметить, что в течении рабочей смены машинист подвергается ряду вредных факторов (шум, вибрация, неблагоприятный микроклимат, электромагнитные поля, инфракрасное излучение и т.д.), которые негативно воздействуют на здоровье человека. Решением этой проблемы является создание метода контроля психофизического состояния человека в режиме реального времени без применения, каких–либо контактных датчиков.Т.о., **целью настоящей работы** является определение информационных показателей системы контроля ПФС, создание подсистемы «Голос» и вывод оценочного показателя.

Материалы и результаты исследований. Для создания подсистемы основным фактором рассмотрения выступает голос. Голос является одним из сложных физических процессов. Формально вся информация проходит через мозг, который подает команды произношения того или иного слова.

© С.К. Мещанинов, Ю.Ю. Гупало, 2017

После выхода (пропускания) воздуха из лёгких, он проходит через голосовые связки, а остальное формирование происходит через губы, зубы и язык. На речь говорящего может повлиять любой фактор из вне, соответственно и на его ПФС.

Необходимыми задачами подсистемы считаются:

• идентификация голоса машиниста, с помощью метода определения частоты основного тона;

• определения критериев речевого сигнала для установки ПФС машиниста;

• вывод оценочного показателя голоса с помощью анализа данных.

Для этого необходимо применение следующего алгоритма контроля ПФС машиниста.

Рисунок 1 – Алгоритм работы системы контроля ПФС машиниста

Голос рассматриваем как звуковое колебание множества гармоник с определённой частотой.

$$g(e)=\sum_{i=1}^{N} g_i(e) \qquad (1)$$

Для выполнения данной методики необходимо выполнить следующую последовательность действий:

1. Запись речового материала машиниста перед рабочей сменой. Это поможет идентифицировать оператора по голосу, а также будет необходим для сравнения с дальнейшими результатами исследования. После получения материала всю речь машиниста мы разбиваем на равные интервалы.

$$f_{sl} = g(t) / N \qquad (2)$$

Фрагменты создают множество $f_{sl} = \{ f_{sli} \}$, $i = 0 \ldots n$, которые заносятся в массив данных, где подлежат анализу и обработке. Для идентификации голоса считаем целесообразным, определить основной тон машиниста (гласные звуки), так как они образуются непосредственно через голосовые связки, в то время как согласные представляют собой смесь шума и тона, прохождение звука происходит через препятствие. Для нахождения гласных звуков требуется сравнение всех слогов по высоте голоса (вершинах пик на графике). С учётом того, что мелодичность вокализма будет, зависит от вида слогов – открытый или закрытый. Все значения множества подлежат по парному сравнению во всех возможных сочетаниях. В каждой паре выделяется наиболее предпочтительное слагаемое $A = a (\xi_i > \xi_j)$.

Для этого существенно составить матрицу бинарных предпочтений $A = \| a_{ij} \|_{m \times m}$, $m = f_{sl}$.

Оценка происходит следующим образом: если слог открытый, то реакция системы $\xi = 1$, если слог закрытый, то реакция системы $\xi = 0$. Определяется цена каждой составляющей путем суммирования булевых переменных по строке матрицы:

$$a_i=\sum_{j=1}^{n} a_{ij},\ i=0\ldots n\ . \qquad (3)$$

Находим ячейку a_i , которой отвечает $\max_{\forall i} a_i$. Искомый вес ячейки определяющий относительную важность будет равен:

$$V_n = a_i / (N - m) , \qquad (4)$$

где N – количество элементов в строке матрицы при сравнении с одним элементом; m – количество сравненных элементов относительно самих себя (a_i=a_j)

Таблица 1 – Матрица A

a_i / a_j	a_1	a_2	a_3	a_{14}	…	a_n
a_1	X	1	1	1	…	0
a_2	1	X	0	0	…	1
a_3	0	1	X	0	…	0
a_4	1	0	0	X	…	0
…	…	…	…	…	X	…
a_n	0	1	0	0	…	X

Для проведения фактической оценки гласного звука после выбора нужного фрагмента речи необходимо найти диапазон фрагмента, так называемые тональные высоты. С помощью автокорреляционного анализа речевого сигнала (рис. 2), способствующего нахождению периодов колебания сигнала, которые из–за наложения шума [7] или колебаний сигнала на других частотах не представляется возможным, вычисляем фактическую оценку частоты основного тона.

Учитывая тот факт, что исследованный объект – «машинист» находится не в идеальной среде, а на него влияет ряд неблагоприятных факторов, основными из которых являются шум и вибрация. Поэтому рассматриваем каждое слово из регламента машиниста, как гармонический сигнал с наложением шумов.

$$w(t)=\sum_{j=1}^{n} w_j(t)+\sum_{i=1}^{n} L_i(t) \qquad (5)$$

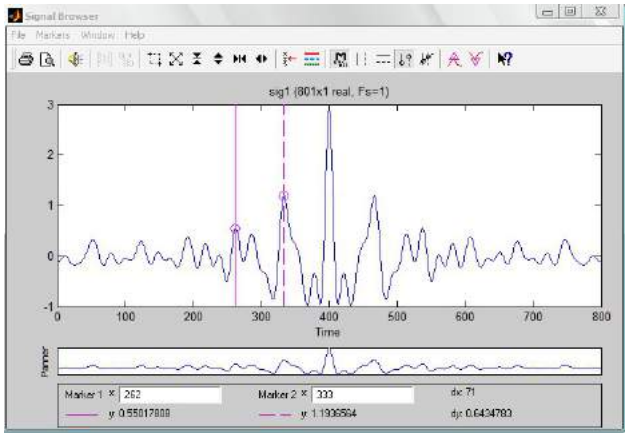


Рисунок 2 – Фактическая оценка частоты основного тона (реализовано в среде Matlab)

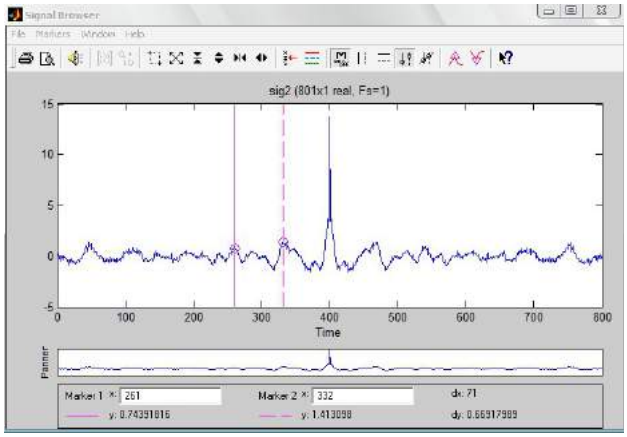


Рисунок 3 – Фактическая оценка частоты основного тона при наложении шума на речевой сигнал (реализовано в среде Matlab)

2. Для контроля ПФС машиниста необходимо выбрать ряд параметров, которые помогут определить состояния оператора в течении рабочей смены. Граничные значения устанавливаются путём записи голоса машиниста перед рабочей сменой и сравнения эталонных с полученными данными. По нашему мнению, анализировать нужно следующие параметры (рис. 4):

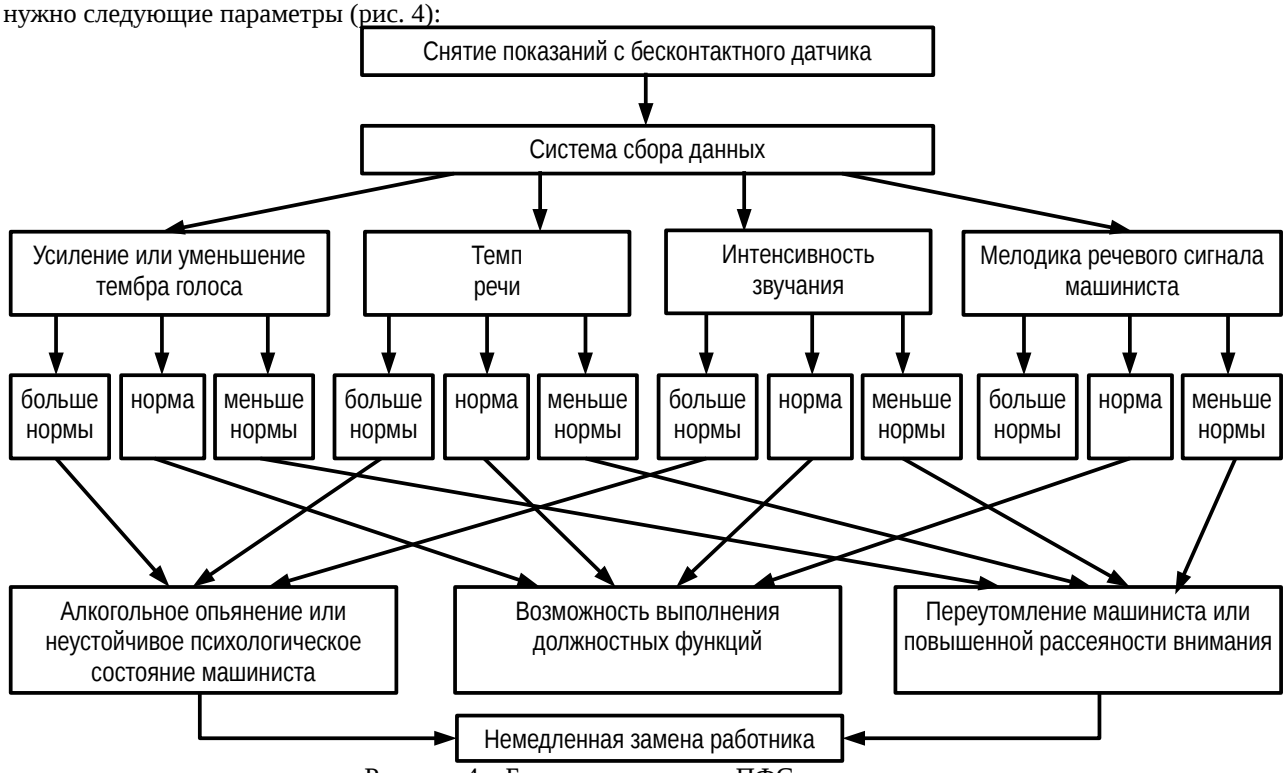


Рисунок 4 – Блок–схема оценки ПФС машиниста

– высота тембра голоса. В течение определенного интервала времени измеряются показания машиниста. От максимального значения («порогового») тембра голоса Q_{max} отнимается погрешность δ_Q , получаем эталонное или сравнительное значение Q_{cr}

$$Q_{cr} = Q_{max} - \delta_Q , \tag{6}$$

где δ_Q – погрешность показаний измерения.

Если при сравнении значений $Q < Q_{cr}$, это свидетельствует о том, что ПФС отклонено от нормы вследствие усталости и работника необходимо заменить.

Если при сравнении данных $Q > Q_{cr}$, это означает, что машинист находится в перевозбужденном состоянии или в состоянии алкогольного опьянения и его необходимо отстранить от работы.

– темп речи. В течение определенного интервала времени измеряются показания машиниста. От максимального значения («порогового») скорости речи G_{max} отнимается погрешность δ_G , получаем эталонное или сравнительное значение G_{cr}

$$G_{cr} = G_{max} - \delta_G \tag{7}$$

где δ_G – погрешность показаний измерения.

Если $G < G_{cr}$, то можно судить о плохом самочувствии машиниста, усталости, рассеянности внимания.

Если же $G > G_{cr}$, то можно говорить о повышенном агрессивном состоянии или о неустойчивости психического состояния.

При условии $G = G_{cr}$, при сравнение информации выходит, что состояние машиниста соответствует норме и он может выполнять поставленные задачи.

– интенсивность звучания. В течение определенного интервала времени измеряются показания машиниста. Полученное усредненное значение I_{sr} сравнивается с заданными эталонными значениями

$$I_g = I_{sr} - \delta_I \tag{8}$$

Если же $I < I_q$, то можно говорить о рассеянности внимания машиниста или о его подавленном состоянии.

Если же $I > I_q$, то можно говорить о повышенном агрессивном состоянии или о неустойчивости психического состояния или о состоянии алкогольного опьянения.

– мелодика речевого сигнала машиниста. В течение определенного интервала времени измеряются показания машиниста. Для этого необходимо сравнить частоту основного тона, полученную перед рабочей сменой с данной частотой в процессе выполнения регламентных команд.

Если $f_{0э} < f_{0m}$, то можно сделать вывод, что машинист находится в подавленном состоянии.

Если $f_{0э} > f_{0m}$, это свидетельствует о том, что машинист находится в перевозбужденном или агрессивном состоянии.

Данные параметры заметны на графике не только по величине размаха голоса, а и по крутизне пиковых высот и спадов.

3. После сравнения с эталонными данными числовые значения заносятся в базу данных, где хранятся кратковременно. Считаем необходимым найти искомые веса каждого из параметров для определения оценочной характеристики голоса.

Все анализирующиеся значения заносим в матрицу $B = \| b_{ij} \|$, где m – контролируемые параметры, n – временные промежутки. Для точной оценки составляется модифицированная матрица следующим образом:

Таблица 2 – Матрица B

g_i / t_i	g_1	g_2	g_3	g_4
t_1	b_{11}	b_{12}	b_{13}	b_{14}
t_2	b_{21}	b_{22}	b_{23}	b_{24}
t_3	b_{31}	b_{32}	b_{33}	b_{34}
…	…	…	…	…
t_n	b_{n1}	b_{n2}	b_{n3}	b_{11}

$$B_{ij} = m - b_{ij} \tag{9}$$

Затем находим суммарные оценки по каждому параметру:

$$B_i = \sum b_{ij}$$

Полученные суммарные оценки требуются для вычисления искомых весов параметров:

$$W_{mi} = B_i / \sum B_i \tag{11}$$

Искомые веса способствуют нахождения предпочтения одного над другими характеристиками и показывают позиции каждого. Принимаем $\sum_{i=1}^{N} m_i = 1$, тогда на каждый параметр максимальная оценка будет составлять $m_1 = 1 / N$.

С учётом заданного условия и значений искомых весов определяем оценочный показатель голоса:

$$V_{ps} = \sum_{i=1}^{n} \frac{(m_i \cdot W_{mi})}{N} \ . \tag{12}$$

Выводы. Разработан метод контроля психофизического состояния с помощью подсистемы «Голос», который способен идентифицировать личность и контролировать состояние в течение рабочей смены. Также выбраны контролирующие параметры необходимые для контроля ПФС машиниста.

Список литературы: **1.** *Полонников Р.И.* На пути к постижению сущности электрических проявлений сознания. / *Полонников Р.И.* - РАН СПбИИА, СПб, 2007.- 57с. **2.** *Aw S. T.* Effects of Unilateral Vestibular Deafferentation on the Linear Vestibulo-Ocular Reflex Evoked by Impulsive Eccentric Roll Rotation./ Todd M. J., McGarvie L. A., Migliaccio A. A., Halmagyi G. M.. //J Neurophysiol. 2003. Feb. Vol. 89. p. 969-978. **3.** Минкин В.А . Виброизображение. / Минкин В.А . – СПб.: Реноме, 2007. – 108с. **4.** Экман П. Узнай лжеца по выражению лица / Пер. с анг./ Экман П. – СПб.: Питер, 2013 – 272с. **5.** Коган И.М. Биоэкстрасенсорика/ Коган И.М. - М.: Изд. Дом Синергия, 2000. – 200 с. **6.** Орлов А.И. Прикладная статистика/ Орлов А.И. - М: Издательство «Экзамен»,2004. – 656с. **7.** P. D. Cremer. Semicircular canal plane head impulses detect absent function of individual semicircular canals/ G. M. Halmagyi, S. T. Aw, I. S. Curthoys, L. A. McGar-vie, M. J. Todd, R. A. Black and I. P. Hannigan. // Brain. Vol. 121. Issue 4. 1998 P. 699–716.

Bibliography (transliterated): 1. *Polonikov R.I.* On the way to understanding the essence of electrical manifestations of consciousness. - RAS SPbIAA, St. Petersburg, 2007.- 57p.Print. **2.** *Aw S. T.,Todd M. J., McGarvie L. A., Migliaccio A. A., Halmagyi G. M*. Effects of Unilateral Vestibular Deafferentation on the Linear Vestibulo-Ocular Reflex Evoked by Impulsive Eccentric Roll Rotation // J Neurophysiol. 2003. Feb. Vol. 89. p. 969-978. Print. **3.** *Minkin V.A.* Vibraimage. - St. Petersburg: Renome, 2007. – 108p. Print. **4.** *Ekman P.* Find out a liar by the expression of a person / Trans. With Eng. - St. Petersburg: Peter, 2013 – 272p. Print. **5.** *Kogan I.M.* Bioextrasensorics - Moscow: Izd. House Synergy, 2000. - 200p. Print. **6.** *Orlov A.I.* Applied statistics - M: Publishing house "Examen", 2004. – 656p. Print. **7.** *P. D. Cremer, G. M. Halmagyi, S. T. Aw, I. S. Curthoys, L. A. McGar-vie, M. J. Todd, R. A. Black and I. P. Hannigan.* Semicircular canal plane head impulses detect absent function of individual semicircular canals/ // Brain. Vol. 121. Issue 4. 1998 P. 699–716. Print.

Поступила 30.04.2017

УДК 621.311.24

Д. Г. АЛЕКСЕЕВСКИЙ, канд. техн. наук, доц., Запорожская государственная инженерная академия.

ВИЗУАЛЬНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ВЕТРОЭЛЕКТРОГЕНЕРИРУЮЩИХ СИСТЕМ

Введение. Эффективность ветроэнергетических установок является одним из основных факторов, влияющих на процесс развития ветроэнергетики. Поэтому усилия разработчиков ВЕУ в основном направлены на поиск технических решений способствующих снижению стоимости, повышению выработки электроэнергии и повышения эксплуатационной надежности. На этом пути появляется множество конструкций ВЭУ, в том числе значительно отличающихся от классической концепции ВЭУ, которая состоит из ветротурбины и генератора. Из множества подобных конструктивных решений можно выделить отдельный класс – *многоканальные ВЭУ*. В этих схемах мощность ветрового потока подвергается преобразованию не в последовательном одноканальном тракте преобразования, как в классической ВЭУ, а в разветвленной цепи преобразования мощности. Появление таких конструкций вызвано стремлением разработчиков преодолеть ряд технических проблем, к которым можно отнести:

– необходимость согласования малой угловой скорости ветротурбины и большой скорости генератора (в классической схеме решается применением мультипликатора либо тихоходного генератора);

– неравномерность распределения значения ветрового потока по высоте (особенно эта проблема обостряется с ростом размеров ветротурбины);

– стремление упростить монтаж и обслуживание ВЕУ;

– необходимость снижения механических нагрузок на конструктивные элементы ВЕУ, которая также становится важным с ростом единичной мощности ветроустановки.

Одним из аспектов применения этих систем является проблема разработки систем и алгоритмов управления для них.

Анализ последних достижений и литературы. Анализ патентной информации и публикаций показывает, что к наиболее многочисленным группам многоканальных ВЭУ можно отнести:

– ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием [1, 2];

– ВЭУ с последовательными двойными ветротурбинами, находящимися на одной оси и вращающимися в противоположные стороны [3];

– многотурбинные ветроэнергетические установки [4];

– ВЭУ на базе асинхронных электрических машин с фазным ротором [5].

Предлагаются, также, варианты с комбинацией вышеперечисленных технических решений [6].

Постановка проблемы. Однако, проектирование многоканальных систем сталкивается с проблемой значительного увеличения сложности системы, и не столько сложности конструкции, сколько сложности их математического описания. Действительно, наличие разветвленной схемы преобразования энергии, увеличение порядка системы дифференциальных уравнений, увеличение количества нелинейных элементов системы значительно усложняют математическое описание данных ВЭУ как объекта управления. Также это затрудняет понимание их работы, что, безусловно, является важным в части подготовки специалистов для создания и эксплуатации этих систем. В значительной степени все это является серьезным сдерживающим фактором развития этих направлений ветроэнергетики.

Решению этих проблем может помочь визуальное моделирование. Однако здесь есть свои проблемы связанные с создание уровней декомпозиции модели.

С одной стороны, модель на уровне элементарных причинно-следственных связей получается достаточно объемной. Это приводит к ухудшению ее понимания, увеличивает время на ее отладку и повышает вероятность ошибки.

Применение субблоков модели и формирование соответствующих библиотек сейчас реализуется достаточно широко. Однако в части устройств преобразовательной техники, которые входят в состав комплекса в основном они реализованы на схемотехническом уровне. Построение математических миделей на схемотехническом уровне сопряжено со значительными вычислительными затратами. В случае сложных электротехнических комплексов, которыми являются многоканальные системы, это значительно увеличивает время моделирования на стадии разработки. Кроме того малое быстродействие таких моделей затрудняет реализацию оптимальных регуляторов, в частности использующих в своей работе прогнозный алгоритм формирования управляющих воздействий. Увеличение быстродействия моделей именно для систем управления ВЭУ, где электромеханические процессы происходят значительно медленнее, в сопоставлении с периодом работы силовых ключей полупроводниковых преобразователей, может быть получено на пути применения, на пример, метода МЭСИТ [7], моделирования в локальных средних [8].

Значительно упрощает задачу синтеза моделей многоканальных систем введение унификации компонент модели.

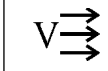
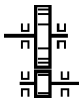
© Д.Г. Алексеевский, 2017

Цель статьи. Целью данной работы является создание методики синтеза математических моделей многоканальных ветроэлектрогенерирующих систем адаптированной для целей синтеза алгоритмов управления этими системами и регуляторов на их основе.

Материалы и результаты исследования.

Комбинированная система обозначений элементов структур энергетических трактов. На первом этапе синтеза моделей многоканальной системы строится схема трактов преобразования мощности. Для ее построения предлагается следующая система обозначений структурных элементов. Формирование обозначения структурного элемента осуществляется на двух уровнях: на структурном и функциональном (см. Таблицу 1). Обозначение на структурном уровне показывает, какую роль данный структурный элемент играет с точки зрения преобразования, накопления и распределения энергии в системе. Обозначение функционального уровня показывает природу энергетических процессов, которые происходят в данном элементе.

Таблица 1 Комбинированная система обозначений элементов структур энергетических трактов

Структурный уровень		**Функциональный уровень**					
Наименование	Обозначение	Наименование	Обозначние	Наименование	Обозначение	Наименование	Обозначение
Источник энергии		Ветротурбина		Индуктивность		Простое распределение энергии	
Приемник энергии		Ветровой поток		Емкость		Векторная сумма	
Преобразователь энергии		Синхронный генератор с постоянными магнитами		Инерционный накопитель		Электрическая машина с фазным ротором	
Накопитель энергии		Электрическая сеть		Преобразование вращательного движения в поступательное		Механическая передача	
Распределительный энергетический узел		Неуправляемый выпрямитель		Импульсный преобразователь постоянного напряжения		Трехфазный трансформатор	
Консолидирующий энергетический узел		Тиристорный инвертор		Простая консолидация потоков энергии		Управляемый трехфазный мост	

Следует отметить, что перечень обозначений структурного уровня является полным, и не предполагает введение новых элементов, так как отражает все, что может происходить с энергией в многоканальной системе, абстрагируясь в отношении природы этих процессов. Перечень функционального же уровня является незавершенным и открытым.

Структурная схема тракта преобразования мощности в многоканальной системе. Построение схемы тракта преобразования рассмотрим на примере многоканальной ветроэлектрогенерирующей системы с аэродинамическим мультиплицированием, которая была рассмотрена в [9]. Ветроэнергетическая установка включает в себя первичную двулопастную ветротурбину и две, закрепленные на ее лопастях, вторичные ветротурбины. Вторичные ветротурбины напрямую, без мультипликатора, связаны с валом синхронного генератора. Генераторы отдают электрическую мощность в электрическую сеть через преобразователь частоты (ПЧ). В звено постоянного тока ПЧ, для регулирования тока генератора, включен импульсный преобразователь постоянного напряжения повышающего типа. В данном примере оси вторичных ветротурбин ориентированы в плоскости вращения первичной ветротурбины и не воспринимают составляющую от первичного ветрового потока (данное допущение введено для упрощения рассмотрения). На рисунке 1 приведена структурная схема тракта преобразования мощности рассмотренной ВЭУ.

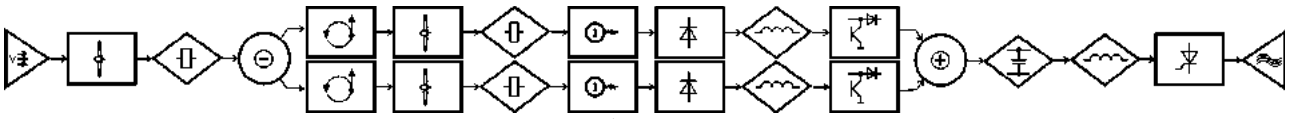


Рис. 1 Структурная схема тракта преобразования энергии в многоканальной ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием

Следует обратить внимание, что индуктивности и емкости вынесены за пределы преобразовательных устройств и представлены как отдельные элементы накопления энергии.

С помощью рассмотренной системы обозначений могут быть описано большинство схем многоканальных ветроэлектрогенерирующих систем. Они достаточно разнообразны как по конструкции, так и по структуре преобразования мощности. При этом предложенный язык описания их трактов преобразования мощности позволяет проводить анализ, сопоставление и классификацию в рамках единого подхода к описанию. Кроме того, полученная таким образом схема ВЭУ являются исходным материалом для следующего этапа моделирования - построения визуальной математической модели.

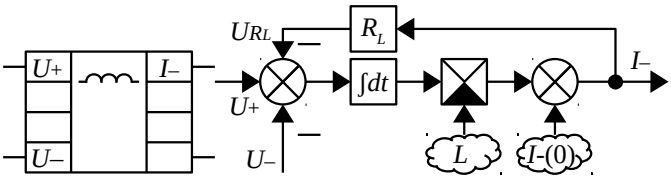


Рис. 4 Содержание элемента «индуктивность»

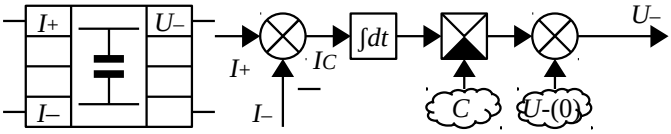


Рис. 5 Содержание элемента «емкость»

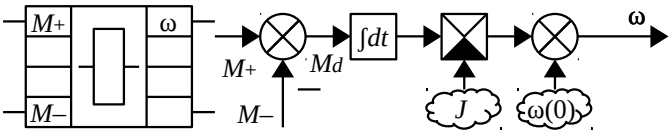


Рис. 6 Содержание элемента «инерционность»

Система обозначений унифицированных блоков и особенности построения визуальной модели системы. Каждому элементу в структуре энергетических трактов ставится в соответствие элемент визуальной математической модели. С целью улучшения визуализации и упрощения формирования библиотек в данной работе предлагается введение унификации обозначения блоков визуальной модели системы. На рисунке 2 показан общий вид блока.

Блок представляет собой «черный ящик» с входами: X1+, X2+, X3+, X4+, и выходами: X1-, X2-, X3-, X4-. Для обозначения связи с соответствующим элементом схемы энергетических трактов в центре блока размещается соответствующее обозначение функционального уровня (на рисунке 2 он показан в форме квадрата с осевыми линиями, см. табл. 1).

Если количество входов или выходов меньше четырех, то часть позиций не заполняются и остаются пустыми (допускается, при необходимости, увеличение более четырех входов или выходов блока).

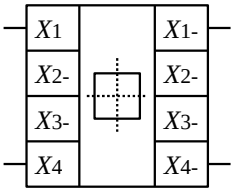


Рис. 2 Общий вид унифицированного блока визуальной математической модели

Следует также отметить, что входы и выходы блоков соответствуют модели причин–следствий, и не понимаются, как входы и выходы устройств. Входы всегда располагаются слева, а выходы – справа.

При соединении блоков в структуру, направление линий – «слева направо» соответствует прямым связям, а направления – «справа налево» – обратным связям. Этот визуальный аспект структурной схемы важен для понимания принципа работы системы на уровне причин–следствий.

Построение визуальной модели начинается с того, что из библиотеки достаются блоки, соответствующие элементам структуры энергетических трактов. Причем блоки размещаются в той же структурной последовательности.

Визуальная модель получается путем стыковки соответствующих входов и выходов блоков, с помощью прямых и обратных направленных линий. Модель считается завершенной, если подключены все входы блоков.

Для иллюстрации построения визуальной модели приведем ее изображение для рассмотренной выше системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием (Рисунок 3)

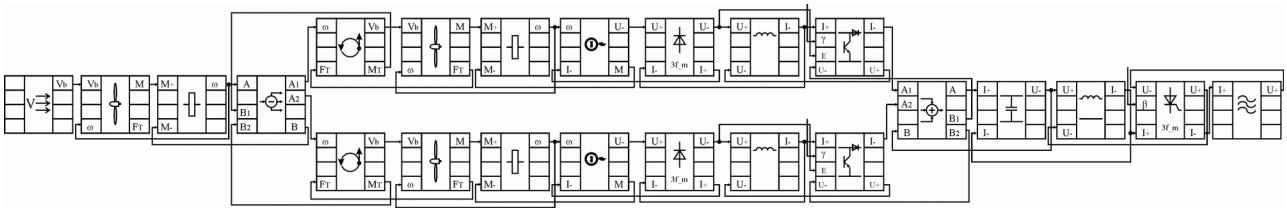


Рис. 3 Структурная схема визуальной математической модели многоканальной ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием.

Примеры элементов библиотек визуальной модели. Для иллюстрации содержания блоков приведем визуальные модели некоторых из них. Математическое описание всех блоков представляет довольно большой объем информации и не может быть рассмотрено в рамках данной статьи.

На рисунке 4 приведены структурный элемент «индуктивность» и его визуальная модель. С точки зрения визуальной причинно–следственной модели индуктивность является преобразователем входного – U_+ и выходного – U_- напряжения четырехполюсника с индуктивностью – L в ток – I_-, с учетом падения напряжения на эквивалентном сопротивлении потерь – R_L .

Визуальная модель рисунка 4 соответствует дифференциальному уравнению (1).

$$L\frac{dI_{-}}{dt}=U_{+}-U_{-}-R_L\cdot I_{-}. \quad (1)$$

На рисунке 5 приведены структурный элемент «емкость» и его визуальная модель. С точки зрения визуальной причинно-следственной модели емкость является преобразователем входного – I_{+} и выходного – I_{-} токов четырехполюсника с емкостью – C в напряжение – U_{-}.

Визуальная модель рисунка 5 соответствует дифференциальному уравнению (2).

$$C\frac{dU_{-}}{dt}=I_{+}-I_{-}. \quad (2)$$

На рисунке 6 приведены структурный элемент «инерционность» и его визуальная модель. С точки зрения визуальной причинно–следственной модели это эквивалентный маховик с моментом инерции J, который является преобразователем вращающего – M_{+} и тормозящего – M_{-} моментов в угловую скорость – ω.

Визуальная модель рисунка 6 соответствует дифференциальному уравнению (3).

$$J\,d\frac{\omega}{dt}=M_{+}-M_{-}. \quad (3)$$

Особое внимание нужно уделить узловым элементам структуры. На рисунке 7 приведены узловые структурные элементы и их визуальные модели: а) распределительный узел и б) консолидирующий узел. Через энергетический узел, с точки зрения схемы причин–следствий, передаются как прямые, так и обратные связи. На рисунке 7 прямые связи показаны сплошной линией, а обратные – пунктирной линией. В самом узле осуществляются две функции: транслирование (жирная точка) и суммирование (знак суммирования).

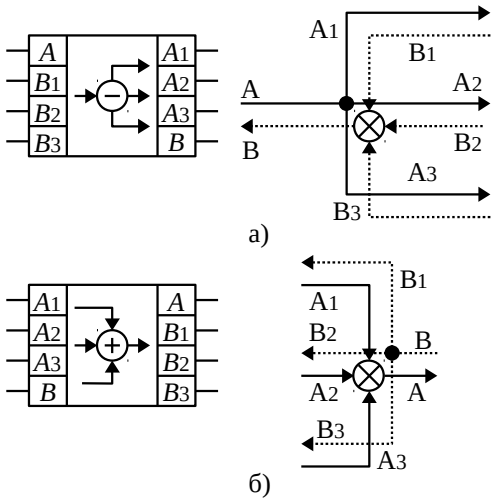


Рис. 7 Содержание простых узловых элементов

В распределительном узле реализуются выражения:

$$A=A_i, i=1,\ldots,n, \quad (4)$$

$$B=\sum_{i=1}^{n} B_i, i=1,\ldots,n. \quad (5)$$

В консолидирующем узле реализуются выражения:

$$B=B_i, i=1,\ldots,n, \quad (6)$$

$$A=\sum_{i=1}^{n} A_i, i=1,\ldots,n. \quad (7)$$

где n – число выходных или входных каналов преобразования энергии, соответственно.

Оба узла «зеркально» противоположны друг другу. Причем, в распределительном узле прямая связь транслируется, а обратная суммируется. В консолидирующем узле – наоборот. Анализ структуры узловых элементов различной природы и формы передаваемой энергии дает основание предположить, что такое правило является универсальным для любых энергетических потоков.

На рисунке 8 представлены результаты моделирования, полученные с помощью синтезированной модели (рисунок 3). На графиках обозначены: V1 – скорость ветрового потокаж; W1 – угловая скорость первичной ветротурбины; I_gen – ток генератора, Pc – электрическая мощность на выходе системы.

Представленные временные характеристики полностью совпадают с результатами моделирования с помощью математической модели, которая была получена обычным путем, через реализацию общей системы уравнений, что показывает работоспособность предложенной методики.

Выводы.

1. В работе приведена методика синтеза визуальных математических моделей сложных многоканальных ветроэлектрогенерирующих систем, которая позволяет сократить время синтеза и уменьшить вероятность ошибки.

2. Модель строится в два этапа:

– построение структуры трактов преобразования мощности;

– преобразование структуры трактов в визуальную математическую модель с помощью, сформированной заранее, библиотеки стандартных блоков.

3. Формирование моделей библиотеки субблоков является отдельной комплексной задачей, при этом введенная унификация создает предпосылки для эффективной работы разработчиков в направлении развития данной методики синтеза моделей в части формирования библиотеки.

4. Модель на стадии структуры трактов преобразования мощности способствует пониманию работы многоканальной системы. Визуальная модель может быть использована для имитационного моделирования работы многоканальной ветроэлектрогенерирующей системы, а также для ее представления в форме уравнений переменных состояния для процедуры синтеза оптимальных регуляторов.

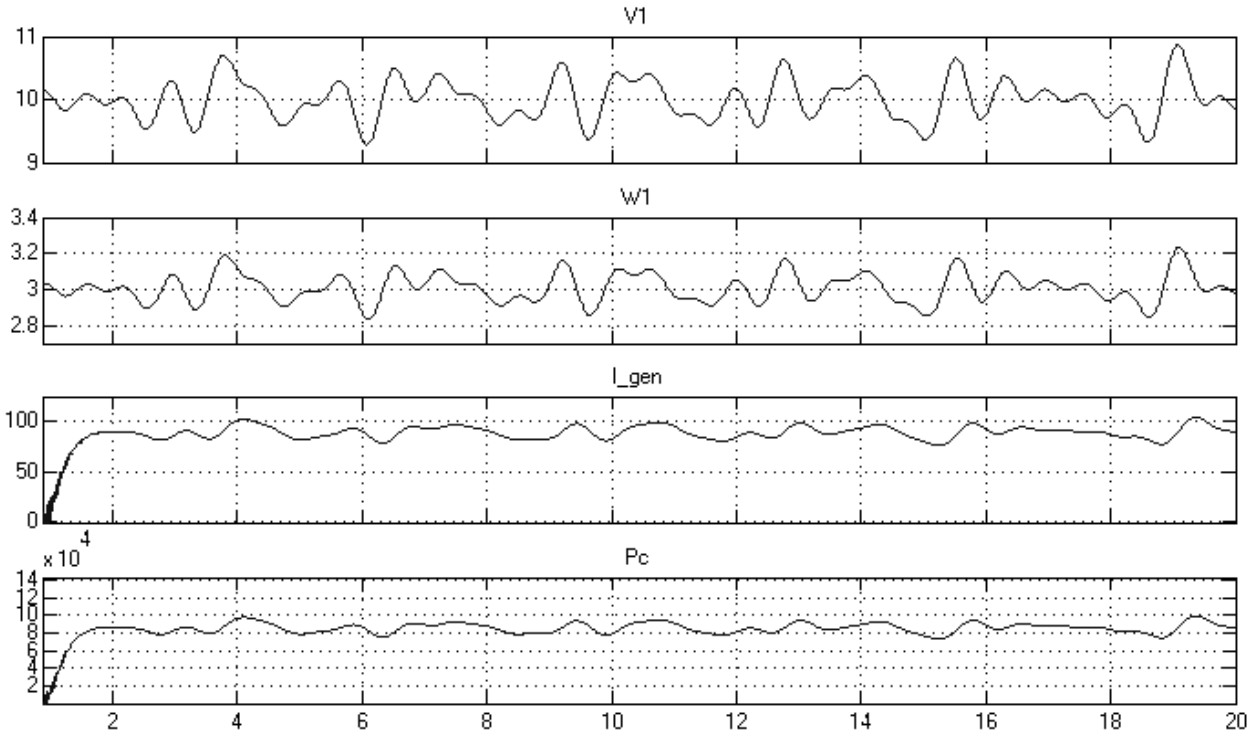


Рис. 8 Результаты моделирования электромеханической системы двулопастной ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием.

Список литературы: **1**. *Голубенко Н.С.* Аэродинамические особенности безмультипликаторной турбогенераторной схемы ветроэлектрической установки большой мощности // Материалы IV международной конференции «Нетрадиционная энергетика в XXI веке». – Крым, Гурзуф, – 2003. – С.125–132. **2**. Тенденции развития ветроэлектрических и безмультипликаторных ветровых установок / *Н.С. Голубенко, С.И. Довголюк, А.М. Фельдман, В.А. Цыганов* // Нетрадиционная энергетика XXI века – материалы IV междун. конф. – Крым- Гурзуф: – 2003. – С. 68-74. **3**. Патент на винахід UA81015, МПК F03D 7/02, F03D 1/02, F03D 11/02. Вітроенергетична установка [Текст] / *Н.В. Мхітарян, С.О. Кудря, І.П. Кравченко*; заявник і патентовласник - Інститут відновлюваної енергетики НАН України – № a201006719, заявл. 01.06.2010; опубл. 25.06.2013, Бюл. № 12. **4**. Патент на винахід US6749399, МПК F03D 1/02. Vertical array wind turbine [Текст] / *William E. Heronemus*, Amherst, MA; заявник і патентовласник - Ocean Wind Energy Systems, Newton, MA (US). -US 10/092,775, заявл. 07.03.2002; опубл. 15.06.2004. **5.** *Нурахмет Е. Е., Гафаров А. А., Бенке М. С., Ковалев Г. А., Макаренко В. А.* Выбор электрогенераторов для ветроэнергетических установок // Молодой ученый. - 2016. - №28.2. - С. 68 - 79. **6**. Патент на винахід UA76894, МПК F03D 1/00. Вітродвигун [Текст] / *М.С. Голубенко, С.І. Довгалюк, О.Л. Кадацький, С.Д. Курдюков, С.В. Піддубний, О.М. Фельдман, В.О. Циганов*; заявник і патентовласник - Товариство з обмеженою відповідальністю «Проектно-конструкторське технологічне бюро «Конкорд». – № a200500405, заявл. 17.01.2005; опубл. 05.09.2006, Бюл. № 9. **7.** *Четти П.* Проектирование ключевых источников электроэнергии / *П.Четти.* Пер. с англ.– М: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с. **8.** *Бурлаков В.В., Гулаков С.В.,* Прямоходовый инверторный источник питания прямого преобразования с коррекцией коэффициента мощности// Електротехніка та електроенергетика. – 2013. - №1. - С. 48-51. **9.** Патент на винахід US5151610, МПК F03D 9/00. Wind machine with electric generators and secondary rotors located on rotating vertical blades [Текст] / *Jean St-Germain*; заявник і патентовласник - *Jean St-Germain*. – US 07/619423, заявл. 29.11.1990; опубл. 29.09.1992.

Bibliography (transliterated): 1. Golubenko N.S. “Ajerodinamicheskie osobennosti bezmul'tiplikatornoj turbogeneratornoj shemy vetrojelektricheskoj ustanovki bol'shoj moshhnosti”. *Materialy IV mezhdunarodnoj konferencii «Netradicionnaja jenergetika v HHI veke»*.(2003): 125–132. Print. **2.** N.S. Golubenko, S.I. Dovgoljuk, A.M. Fel'dman, V.A. Cyganov. “Tendencii razvitija vetrojelektricheskih i bezmul'tiplikatornyh vetrovyh ustanovok”. *Netradicionnaja jenergetika XXI veka – materialy IV mezhdun. Konf.* (2003): 68-74. Print **3.** Patent na vinahid UA81015, MPK F03D 7/02, F03D 1/02, F03D 11/02. Vitroenergetichna ustanovka [Tekst] / N.V. Mhitarjan, S.O. Kudrja, I.P. Kravchenko; zajavnik i patentovlasnik - Institut vidnovljuvanoї energetiki NAN Ukraïni – № a201006719, zajavl. 01.06.2010; opubl. 25.06.2013, Bjul. № 12. **4**. Patent na vinahid US6749399, MPK F03D 1/02. Vertical array wind turbine [Tekst] / William E. Heronemus, Amherst, MA; zajavnik i patentovlasnik - Ocean Wind Energy Systems, Newton, MA (US). –US 10/092,775, zajavl. 07.03.2002; opubl. 15.06.2004. **5.** Nurahmet E. E., Gafarov A. A., Benke M. S., Kovalev G. A., Makarenko V. A. “Vybor jelektrogeneratorov dlja vetrojenergeticheskih ustanovok" *Molodoj uchenyj*. (2016): №28.2. — S. 68-79 Print. **6.** Patent na vinahid UA76894, MPK F03D 1/00. Vitrodvigun [Tekst] / M.S. Golubenko, S.I. Dovgaljuk, O.L. Kadac'kij, S.D. Kurdjukov, S.V. Piddubnij, O.M. Fel'dman, V.O. Ciganov; zajavnik i patentovlasnik - Tovaristvo z obmezhenuju vidpovidal'nistju «Proektno-konstruktors'ke tehnologichne bjuro «Konkord». – № a200500405, zajavl. 17.01.2005; opubl. 05.09.2006, Bjul. № 9**. 7.** Chetti P. “Proektirovanie kljuchevyh istochnikov jelektrojenergii”. P.Chetti. M: Jenergoatomizdat,Book, 1990. –240s. Print **8**. Burlakov V.V., Gulakov S.V.,:Prjamohodovyj invertornyj istochnik pitanija prjamogo preobrazovanija s korrekciej kojefficienta moshhnosti:. *Elektrotehnika ta elektroenergetika.* (2013):48-51. Print **9.** Patent na vinahid US5151610, MPK F03D 9/00. Wind machine with electric generators and secondary rotors located on rotating vertical blades [Tekst] / Jean St-Germain; zajavnik i patentovlasnik - Jean St-Germain. – US 07/619423, zajavl. 29.11.1990; opubl. 29.09.1992

Поступила 30.04.2017

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

- **Общие принципы электромагнитной совместимости;**
- **Измерение в силовых цепях;**
- **Активные фильтры;**
- **Применение новых схемных решений, элементов и материалов для улучшения электромагнитной совместимости.**

УДК 621.391

В. О. ПАВЛОВСЬКИЙ, канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України;
О. М. ЮРЧЕНКО, докт. техн. наук, зав. відділом, інститут електродинаміки нан україни.

КОМПЕНСАЦІЯ ПАРАЗИТНОЇ ЄМНОСТІ ДРОСЕЛЯ ДЛЯ ЕЛЕКТРОМЕРЕЖНИХ ПРОТИЗАВАДНИХ ФІЛЬТРІВ

Вступ. Електромережні протизавадні фільтри (ЕПФ) є одним з основних засобів зменшення електромагнітних завад (ЕМЗ) від сучасних транзисторних перетворювачів напруги [4]. Ефективність роботи ЕПФ зменшують його власні та взаємні паразитні параметри [2]. Одним з основних паразитних параметрів є конструкційна міжвиткова ємність дроселя, який входить до складу ЕПФ.

У роботі [5] показано, що паразитна ємність дроселя ЕПФ суттєво обмежує загасання, яке фільтр вносить у несиметричну ЕМЗ на високих частотах регламентованого діапазону частот. У цій же роботі запропонована схема компенсації (рис. 1) згаданої вище паразитної ємності.

На рис. 1 прийняті позначення: L – індуктивність обмотки дроселя; C_i – паразитна міжвиткова ємність дроселя; $C_к$ – конденсатор схеми компенсації; M – взаємна індуктивність між двома обмотками дроселя. У згаданій роботі показано, що при наявності граничного індуктивного зв'язку між обмотками, коли коефіцієнт індуктивного зв'язку $k_{зв} = 1$, та при виконанні умови $C_к = 4C_i$ ця схема еквівалентна П–подібній ланці ідеального фільтра нижніх частот (ФНЧ) типу k [1], у якого дросель L_e не має міжвиткової ємності (рис. 2).

Постановка задачі. На практиці можна забезпечити лише $k_{зв} < 1$, тому важливо дослідити ефективність схеми компенсації (рис. 1) для умов, коли $k_{зв} < 1$, і визначити мінімально допустиме значення $k_{зв}$, яке забезпечить ефективну компенсацію паразитної ємності C_i у заданому діапазоні частот.

Матеріали та результати дослідження. Магнітно «розв'яжемо» дві обмотки дроселя, який зображений на рис. 1, за допомогою відомих методів теоретичної електротехніки [1]; тоді схема на рис. 1 набуде вигляду, показаного на рис. 3.

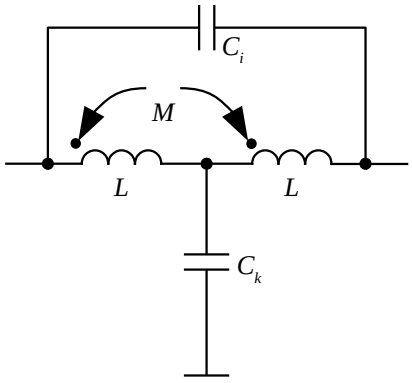


Рис. 1. Схема компенсації паразитної ємності C_i

На цьому рисунку прийняті позначення: $L_1 = L_3 = L + M$; $L_2 = L - M$. Відомо [1], що $k_{зв} = M/\sqrt{L_1 L_3}$, і для $L_1 = L_3 = L$, $k_{зв} = M / L$; звідси

$$M = Lk_{зв} . \quad (1)$$

Підставивши (1) у вирази для L_1 , L_2 , та L_3 , одержимо, що

$$L_1 = L_3 = (1 + k_{зв}) L ; \quad (2)$$

$$L_2 = (1 - k_{зв}) L . \quad (3)$$

Далі, застосуємо до Т–подібної частини схеми на рис. 3 формули переходу від «зірки» до «трикутника» [1], і перетворимо її у П–подібну схему, яка показана на рис. 4.

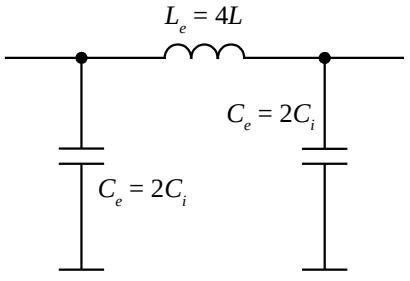


Рис. 2. П–подібна ланка ідеального ФНЧ.

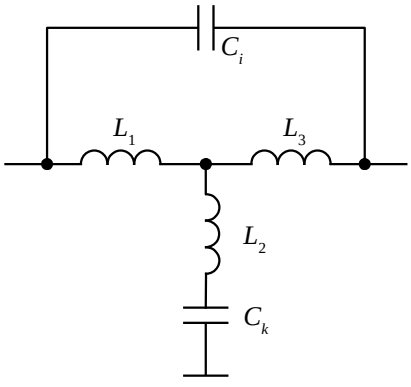


Рис. 3. Магнітно «розв'язана» схема.

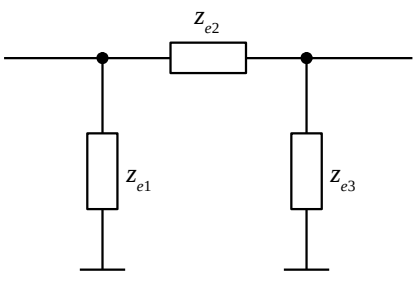


Рис. 4. П–подібна схема.

Проведені перетворення (з урахуванням паралельного з'єднання ємності C_i та Т–подібної частини схеми на рис. 3), показують, що

© В.О. Павловський, О.М. Юрченко, 2017

$$z_{e1}=z_{e3}=j\omega L(1-k_{зв})-j\frac{2}{\omega C_к}, \tag{4}$$

$$z_{e2}=\frac{j\omega L(k_{зв}+1)\left[2-\omega_2 LC_к(1-k_{зв})\right]}{1+k_{зв}\omega_2 LC_к-(k_{зв}+1)\omega_2 LC_i\left[2-\omega_2 LC_к(1-k_{зв})\right]}, \tag{5}$$

де $\omega = 2\pi f$ – поточна частота.

Аналіз виразу (5) показує, що при виконанні умови

$$\omega_2 LC_к(1-k_{зв})<2; \tag{6}$$

вираз (5) спрощується і стає таким:

$$z_{e2}\approx\frac{j2\omega L(k_{зв}+1)}{1+k_{зв}\omega^2 LC_к-2(k_{зв}+1)\omega_2 LC_i}. \tag{7}$$

Далі, аналіз виразу (7) показує, що для

$$C_к=\frac{k_{зв}+1}{k_{зв}}2C_i, \tag{8}$$

вираз (7) набуде вигляду:

$$z_{e2}\approx j2\omega L(k_{зв}+1). \tag{9}$$

З розгляду останнього виразу видно, що він описує комплексний опір ідеальної індуктивності L_e, де

$$L_e=2L(k_{зв}+1), \tag{10}$$

тобто відбувається ефективна компенсація паразитної ємності C_i дроселя, зображеного на рис. 1.

Якщо для перевірки підставити у вираз (10) значення $k_{зв} = 1$, то одержимо, що $L_e = 4L$; це аналогічно значенню для L_e з роботи [5].

Підставивши (8) у (4), після проведення нескладних перетворень одержимо, що

$$z_{e1}=z_{e3}=j\omega L_{e1}-\frac{1}{j\omega C_{e1}}, \tag{11}$$

де $L_{e1} = L(1–k_{зв})$, $C_{e1}=Ci\frac{k_{зв}+1}{k_{зв}}$.

З розгляду виразу (11) видно, що комплексні опори z_{e1} та z_{e3} є послідовним з'єднанням котушки індуктивності L_{e1} та конденсатора ємністю C_{e1}. Отже, вирази (9) ÷ (11) показують, що коли виконуються умови (6) і (8), то схема на рис. 4 є П–подібною ланкою ідеального ФНЧ типу *m* [1], яка показана на рис. 5. На цьому рисунку прийняте позначення: $L_{e2} = 2L(k_{зв}+1)$.

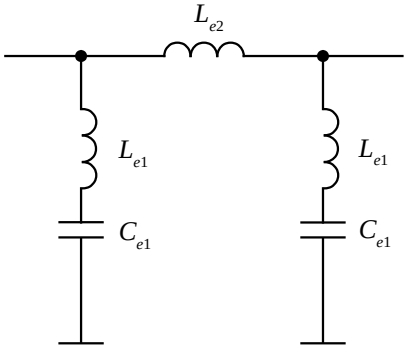


Рис. 5. П–подібна ланка ФНЧ типу *m*.

Розглянемо детальніше умову (6), яка визначає справедливість схеми на рис. 5. Підставивши (8) у (6), після нескладних перетворень одержимо, що

$$\omega^2 L\left(\frac{1}{k_{зв}}-k_{зв}\right)C_i<1,$$

тобто

$$(2\pi f)^2\left(\frac{1}{k_{зв}}-k_{зв}\right)LC_i\le K; \tag{12}$$

Якщо, наприклад, $K = 0{,}1$, то виконання нерівності (12) спричиняє появу похибки $\delta \le 10$ % у подальших обчисленнях; якщо $K = 0{,}01$, то похибка $\delta \le 1$ %, і т.д. З цих міркувань виберемо $K = 0{,}01$; тоді

$$(2\pi f)^2\left(\frac{1}{k_{зв}}-k_{зв}\right)LC_i\le 0{,}01. \tag{13}$$

З нерівності (13) можна визначити мінімальне значення коефіцієнта індуктивного зв'язку $k_{зв}^{(min)}$, яке забезпечить ефективну компенсацію паразитної ємності дроселя у схемі рис. 1.

З цією метою перетворимо нерівність (13) у рівність; після нескладних перетворень одержимо квадратне рівняння виду

$$k_{зв}^2+\frac{0{,}01}{A}k_{зв}-1=0\ , \tag{14}$$

$$A=(2\pi f)^2 LC_i\ . \tag{15}$$

Корені квадратного рівняння (14):

$$k_{зв\,1,2}=-\frac{0{,}01}{2A}\pm\sqrt{\left(\frac{0{,}01}{2A}\right)^2+1}\ , \tag{16}$$

Аналіз показує, що для типових значень L і C_i та частот вище 1 МГц, на яких починає себе проявляти паразитна ємність C_i , доданок $(0{,}01/2A)^2$ під коренем у виразі (16) значно менший за одиницю. Тому після простих перетворень можемо записати, що

$$k_{зв\,1,2}\approx-\frac{0{,}01}{2A}\pm 1\ . \tag{17}$$

Відомо [1], що $k_{зв}\ge 0$, тому, враховуючи, що в (15) $A > 0$, запишемо (17) у вигляді

$$k_{зв}\approx 1-\frac{0{,}01}{2(2\pi f)^2 LC_i}\approx 1-\frac{1{,}267\cdot 10^{-4}}{LC_i f^2}\ . \tag{18}$$

Тоді, повертаючись до нерівності (13), можна записати, що з похибкою $\delta \le 1\%$

$$k_{зв}^{(min)}\ge 1-\frac{1{,}267\cdot 10^{-4}}{LC_i f_{гр}^2}\ , \tag{19}$$

де $f_{гр}$ – гранична частота, нижче якої повинна відбуватись ефективна компенсація паразитної ємності C_i .

Нерівність (13) можна також вирішити відносно частоти $f_{гр}$, і тоді така нерівність матиме вигляд

$$f_{гр}\le\frac{0{,}1}{2\pi\sqrt{LC_i\left(\frac{1}{k_{зв}}-k_{зв}\right)}}\ , \tag{20}$$

З розгляду виразу (20) видно, що коли $k_{зв}=0$ (що відповідає відсутності індуктивного зв'язку між обмотками дроселя), то $f_{гр}\le 0$, тобто компенсація паразитної ємності дроселя неможлива навіть на дуже низьких частотах. Якщо $k_{зв}=1$, то $f_{гр}=\infty$, тобто згадана вище компенсація буде відбуватися на всіх частотах.

Для перевірки правильності одержаних виразів авторами були проведені розрахунки загасання, вношуваного схемою на рис. 1, за допомогою програми електронного моделювання PSPICE [3] . Розрахунки були виконані для регламентованого діапазону частот від 100 кГц до 30 МГц і типових значень елементів схеми: $L_1 = L_2 = L = 1$ мГ; $C_i = 1$ пФ. Оптимальне значення ємності $C_к^{(opt)}$ обчислювали у відповідності з виразом (8). Високочастотні втрати у схемі враховувалися шляхом шунтування кожної обмотки дроселя резистором з опором 50 кОм. Вношуване загасання $d_{вн}$[∂БмкВ] визначалося згідно з відомим виразом [4] $d_{вн}$[∂БмкВ] = 20lg(U[мкВ]/1 мкВ). Виходячи з верхньої частоти регламентованого діапазону $f_в = 30$ МГц, гранична частота $f_{гр}$ була прийнята рівною 10 МГц; тоді згідно з виразом (19), для наведених вище параметрів $L_1 = L_2 = L$, C_i та $f_{гр}$, мінімально допустимий коефіцієнт індуктивного зв'язку $k_{зв}^{(min)} \approx 0{,}999$.

На рис. 6 показані криві вношуваного загасання для схеми, зображеної на рис. 1, при варіації ємності конденсатора $C_к$ на ± 25 % відносно оптимального значення $C_к^{(opt)}$ та $k_{зв} = 0{,}999$.

Крива 1 – це загасання, вношуване схемою, коли ємність $C_к = C_к^{(opt)}$; крива 2 – загасання, коли ємність $C_к = C_к^{(opt)} - 25$ %; крива 3 – загасання, коли ємність $C_к = C_к^{(opt)} + 25$ %. $C_к^{(opt)}$

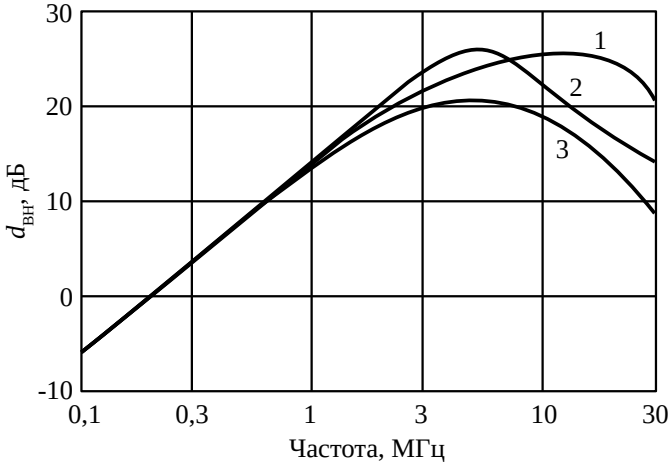


Рис. 6. Вношуване загасання схеми при $C_к$ = *varia*.

З розгляду рис. 6 видно, що коли ємність конденсатора $C_к$ відрізняється всього на ±25% від оптимальної, тоді вношуване загасання схеми швидко зменшується на частотах вище 5 МГц, від декількох дБ до 10 ∂БмкВ, тобто більше, ніж втричі відносно загасання згаданої схеми, коли $C_к = C_к^{(opt)}$. Це свідчить про те, що вираз (8), який визначає оптимальне значення ємності $C_к$, є правильним.

На рис. 7 показані криві вношуваного загасання для схеми, зображеної на рис. 1, які показують ефект від введення компенсації паразитної ємності дроселя та від ступеня індуктивного зв'язку між обмотками дроселя. Крива 1 – це загасання схеми без компенсації паразитної ємності C_i ; крива 2 – загасання схеми при $k_{зв} = k_{зв}^{(min)} =$ 0,999; крива 3 – загасання схеми при $k_{зв} = 0{,}9$. З розгляду кривих на рис. 7 видно, що без компенсації паразитної ємності дроселя загасання схеми на частотах вище 3 МГц швидко зменшується; коли в режимі компенсації $k_{зв} < k_{зв}^{(min)}$, тоді загасання згаданої схеми на частотах вище 3 МГц також швидко зменшується; коли $k_{зв} = k_{зв}^{(min)}$, тоді загасання монотонно зростає до частоти $f_{гр} = 10$ МГц, а вище частоти 20 МГц загасання починає зменшуватися. Останнє пояснюється тим, що, як зазначалося вище, для моделювання на PSPICE була задана гранична частота $f_{гр} = 10$ МГц, вище якої ефективність компенсації паразитної ємності дроселя у схемі рис. 1 при заданому значенні коефіцієнта індуктивного зв'язку зменшується. Отже, виграш у вношуваному загасанні на частотах від 3 до 30 МГц для режиму ефективної компенсації паразитної ємності C_i (крива 2) у порівнянні з режимом без такої компенсації (крива 1) та з режимом компенсації, коли $k_{зв} < k_{зв}^{(min)}$ (крива 3) складає від декількох ∂БмкВ до 20 ∂БмкВ і більше. Це свідчить про те, що вираз (19) для мінімального значення коефіцієнта індуктивного зв'язку $k_{зв}^{(min)}$, яке забезпечить ефективну компенсацію паразитної ємності дроселя у схемі рис. 1, та вираз (20) для граничної частоти, нижче якої повинна відбуватись ефективна компенсація паразитної ємності C_i , є правильними.

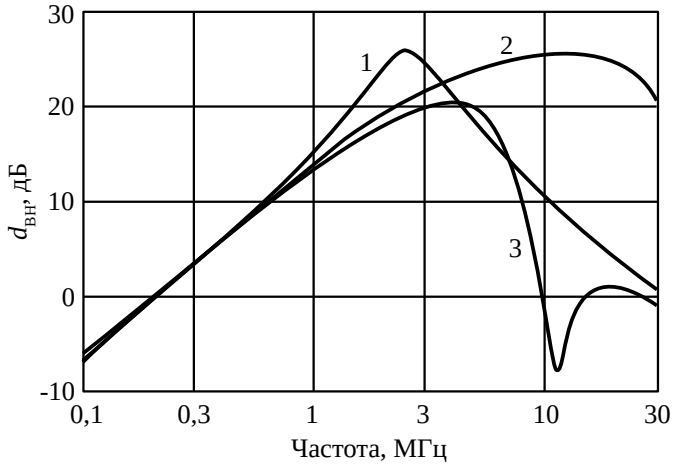


Рис. 7. Вношуване загасання схеми при $k_{зв} = varia$.

Висновки. Проведені в роботі дослідження компенсації паразитної ємності дроселя для електромережних протизавадних фільтрів дозволили одержати вирази для оптимального значення ємності конденсатора у схемі компенсації в залежності від ступеню магнітного зв'язку між обмотками дроселя схеми компенсації, граничної частоти та мінімально допустимого коефіцієнта магнітного зв'язку. Одержані співвідношення забезпечують ефективну компенсацію згаданої вище паразитної ємності в реальних умовах, коли коефіцієнт магнітного зв'язку є меншим за одиницю. Результати електронного моделювання підтвердили правильність одержаних виразів.

Список літератури: 1. *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники: Электрические цепи. - М.: Высш. школа, 1978. – 528 с. **2.** *Гурін В.К., Павловський В .О., Юрченко О.М.* Власні та взаємні паразитні параметри елементів протизавадних фільтрів для джерел електроживлення ключового типу. // Технічна електродинаміка. – 2012. - № 2. – С. 119-120. **3.** *Разевиг В.Д.* Система сквозного проектирования электронных устройств DezignLab 8.0. Изд. «Солон», М., 1999. – 698 с. **4.** *Henry W. Ott.* Electromagnetic Compatibility Engineering. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. – 2009. **5.** *S. Wang, R. Chen, J.Van Wyk, et al.* Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve EMI Filter Performance for Switching Mode Power Supplies. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 47, no. 4, pp. 921-929, November 2005.

Bibliography (transliterated): 1. Bessonov L.A. *Teoreticheskie osnovy elektrotechniki: Elektricheskie tsepi.* Moskow: Vyssh. Shkola, 1978. Print. **2.** V.K. Gurin, V.O. Pavlovskyi, O.M. Yurchenko. "Vlasni ta vzayemni parazytni parametry elementiv protyzavadnych fil'triv dlia dzherel elektrozhyvlennia klyuchovoho typu." // Tchn. Elektrodynamika. – 2012. - # 2 – PP. 119-120. Print. **3.** Razevig V.D. *Sistema skvoznogo proektirovania elektronnych ustroistv DezignLab 8.0.* Solon, Moskow, 1999. Print. **4.** *Henry W. Ott.* Electromagnetic Compatibility Engineering. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. – 2009. **5.** *S. Wang, R. Chen, J.Van Wyk, et al.* Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve EMI Filter Performance for Switching Mode Power Supplies. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 47, no. 4, pp. 921-929, November 2005.

Надійшла 28.04.2017

УДК 621.316.93

М. Я. ОСТРОВЕРХОВ, докт. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ»;
В. В. МАЛЬЦЕВ, аспірант, Національний технічний університет України «КПІ».

МОДЕЛЮВАННЯ АТМОСФЕРНИХ ПЕРЕНАПРУЖЕНЬ В ЕЛЕКТРИЧНИХ ЛІНІЯХ. НЕВИРІШЕНІ ЗАДАЧІ

Вступ. Місця встановлення та параметри захисних пристроїв від атмосферних перенапружень на лініях електропередач (ЛЕП) необхідно вибирати з урахуванням параметрів блискавок, а також форми хвилі перенапруги від блискавки. Проблемою сучасної методики розрахунку хвиль перенапруг є те, що вона не враховує весь процес надходження перенапруги до лінії електропередач, а обмежується розрахунками, починаючи з моменту удару блискавки у фазу чи неподалік лінії. У даній роботі здійснено огляд моделей зворотного удару блискавки і запропоновано методику розрахунку, яка більш адекватно зможе відтворити реальний процес удару блискавки.

Актуальність роботи. Як відомо, близько 70% відключень споживачів в електричних мережах відбувається внаслідок прямих та непрямих ударів блискавки по лініям електропередачі. Для зниження небезпечного рівня перенапруги, що поширюється вздовж ЛЕП встановлюються обмежувачі перенапруг нелінійні (ОПН). Місця встановлення захисних пристроїв визначаються, виходячи з рівня перенапруги та форми фронту хвилі перенапруги. Для точного визначення типу та параметрів захисного пристрою, необхідного для встановлення, потрібно як найточніше розраховувати форму хвилі перенапруги, величину електричного та магнітного поля хвилі. Сьогодні найпоширенішим методом, який зустрічається в зарубіжних джерелах є метод кінцевих різниць в часовій області FDTD (Finite Difference Time Domain). Він добре піддається програмуванню і показує досить точні результати навіть при використанні його двовимірної модифікації.

Значним недоліком розрахунків електромагнітних полів від удару блискавки є завдання вихідних розрахункових умов методу. Як правило використовується модель розрахунку, при якій блискавка вже вдарила до фази лінії чи в землю неподалік лінії. Недолік тут в тому, що блискавка починає справляти вплив на режим роботи лінії ще до удару блискавки, оскільки небезпечні електромагнітні випромінювання поширюються також і з лідера каналу блискавки, коли він ще не досягнув можливої точки удару. Тому для повного і точного моделювання перехідних процесів в ЛЕП при атмосферних перенапруженнях необхідно розраховувати вплив електромагнітного поля блискавки починаючи з деякого моменту під час наближення лідера блискавки до лінії. Це дозволить правильно налаштувати блискавкозахист та систему обмеження перенапруг, що збільшить надійність ЛЕП та зменшить кількість відключень споживачів.

Матеріали і результати досліджень. Для розрахунку електромагнітних полів використовуються аналітичні та чисельні методи. Аналітичні методи використовуються, якщо модель розрахунку можна просто представити у якійсь системі координат. При складних початкових умовах, коли джерела електромагнітного випромінювання мають складну форму, необхідно використовувати чисельні методи розрахунку, наприклад, метод кінцевих різниць, метод кінцевих елементів, метод граничних елементів.

Метод кінцевих елементів, або метод сіток – найбільш відомий і відносно простий метод, оскільки вимагає мінімальної математичної роботи. В цьому методі досліджувана область розбивається двовимірною чи тривимірною сіткою в залежності від розмірності задачі. Часткові похідні в рівняннях Пуассона (1) чи Лапласа (2) замінюються відповідними їм апроксимаціями кінцевих різниць (3) та (4) на прямокутній сітці кінцевих різниць. В результаті отримується система алгебраїчних рівнянь відносно невідомих потенціалів у вузлах сітки.

$$\mathrm{div}\left(\varepsilon\,\varepsilon_0 \times grad\left(\varphi\right)\right) = -\rho \quad , \tag{1}$$

$$\mathrm{div}\left(grad\left(\varphi\right)\right) = 0 \quad , \tag{2}$$

де ε – відносна проникність середовища, ε_0 – електрична стала рівна $8{,}85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м,
ρ – об’ємна густина заряду [1].

Сьогодні найбільшого поширення набуває модифікований метод кінцевих різниць – метод кінцевих різниць в часовій області або FTDT метод. Цей метод надає простий спосіб дискретизації рівняння Максвела в диференціальній формі. В декартовій системі координат він вимагає дискредитації всієї розрахункової області до малих кубічних комірок. Комірки для розрахунку електричних та магнітних полів зміщені одна відносно одної на половину довжини комірки. Електричні та магнітні поля розраховуються за допомогою рівнянь (3) та (4) відповідно.

© М.Я. Островерхов, В.В. Мальцев, 2017

$$E_z^n\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)=\frac{1-\sigma\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)\frac{\Delta t}{\left[2\epsilon\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)\right]}}{1+\sigma\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)\frac{\Delta t}{\left[2\epsilon\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)\right]}}\times E_z^{n-1}\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)+\frac{\frac{\Delta t}{\epsilon\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)}}{1+\sigma\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)\frac{\Delta t}{\left[2\epsilon\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)\right]}}\times\frac{1}{\Delta x\Delta y}\times$$
$$\times\begin{bmatrix}H_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}\right)\Delta y-H_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i-\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}\right)\Delta y\\-H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)\Delta x+H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)\Delta x\end{bmatrix} \tag{3}$$

$$H_X^{n+\frac{1}{2}}\left(i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)=H_X^{n-\frac{1}{2}}\left(i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)+\frac{\Delta t}{\mu\left(i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)}\times\frac{1}{\Delta y\Delta z}\times$$
$$\begin{bmatrix}-E_z^n\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)\Delta z+E_z^n\left(i,j-1,k+\frac{1}{2}\right)\Delta z\\E_y^n\left(i,j-\frac{1}{2},k+1\right)\Delta y-E_y^n\left(i,j-\frac{1}{2},k\right)\Delta y\end{bmatrix} \tag{4}$$

де $E_z^n\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)$ $E_z^n\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right)$ – z компонента електричного поля в точці $x=i\Delta x, y=j\Delta y, z=\left(k+\frac{1}{2}\right)\Delta z$ в момент часу $t = n\Delta t$, $H_X^{n+\frac{1}{2}}\left(i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)$ – x компонента магнітного поля в точці $x = i\Delta x$, $y=\left(j-\frac{1}{2}\right)\Delta y, z=\left(k+\frac{1}{2}\right)\Delta z$ в момент часу $t=\left(n+\frac{1}{2}\right)\Delta t$, $\mu\left(i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)$ – проникність середовища у відповідній точці.

Рівняння для розрахунку x та y компоненти електричного поля і y та z компоненти магнітного поля можуть бути отримані аналогічним чином [2]. Відповідно до вищезгаданих переваг цього методу його використання є доцільним для отримання точних результатів моделювання.

Для розрахунку електромагнітних полів (ЕМП) блискавки необхідно задатись конкретною моделлю удару блискавки. Дослідники Баба і Раков в [3] провели детальне порівняння результатів розрахунку електричних і магнітних полів при використанні різних моделей зворотного удару блискавки. В своєму аналізі вони використали п’ять моделей удару блискавки, що зображені на рис. 1.

Моделі типу 2 та 5 найкраще репрезентують властивості реального каналу блискавки та каналу блискавки, провокованої запуском ракети з заземленим дротом. Відповідно до [3] тип 2 являє собою провід, навантажений розподіленою послідовною індуктивністю в повітрі над землею, а тип 5 – провід, покритий фіктивним матеріалом що має високу відносну діелектричну проникність та високу відносну проникність. Для вирішення задачі даної роботи використовується модель типу 2.

Для представлення повітряної електричної лінії найчастіше використовуються моделі Агравала (5) та (6). Еквівалентне електричне коло відповідно до моделі Агравала представлено на рис. 2.

$$\frac{dV^s(x)}{dx}+j\omega L^{'}I(x)=E_x^e(x,0,h)\,; \tag{5}$$

$$\frac{dI(x)}{dx}+j\omega C^{'}V^s(x)=0\,. \tag{6}$$

Оскільки необхідно отримати результат найбільш наближений до реальних умов можна скористатися наступними виразами (7) та (8), як поправками до попередніх. Система рівнянь для моделі з втратами отримана в [4] та має вигляд

$$\frac{dV^s(x)}{dx}+Z^{'}I(x)=E_x^e(x,0,h)\,; \tag{7}$$

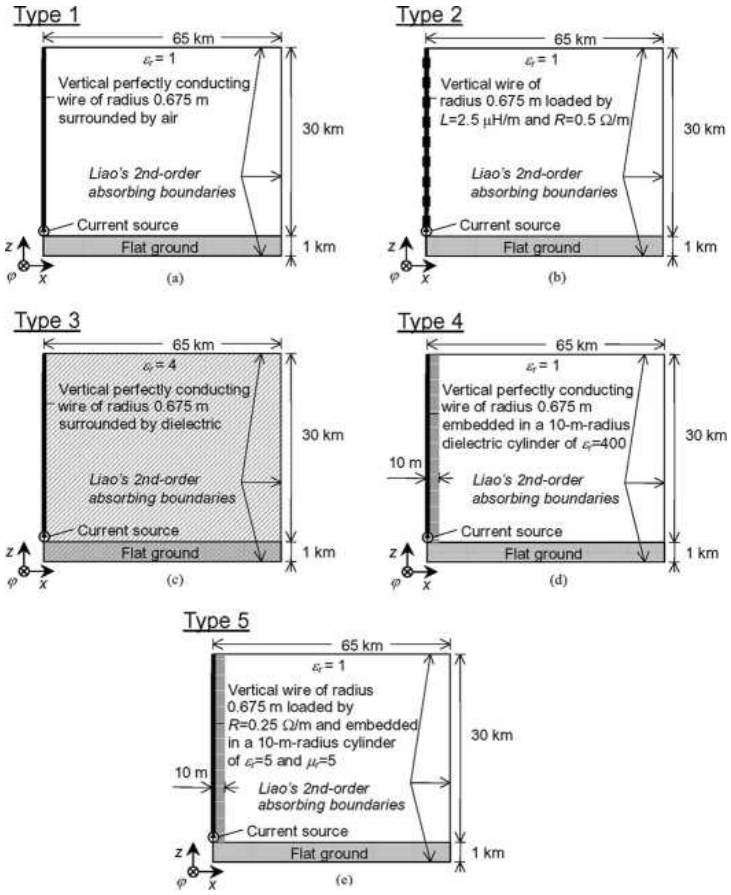


Рисунок 1 – П’ять репрезентацій каналу зворотного удару блискавки, заживленого знизу 10–ти метровим джерелом струму над плоскою, добре провідною поверхнею, які будуть аналізовані за допомогою двовимірного FDTD методу

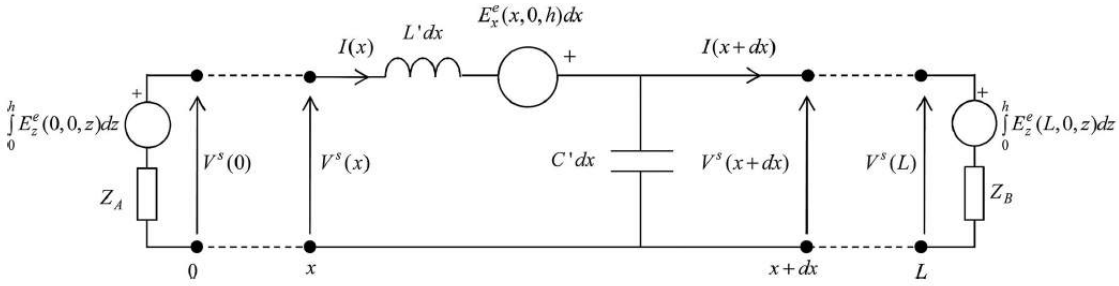


Рисунок 2 – Еквівалентне коло ідеальної повітряної лінії під впливом ЕМП за моделлю Агравала

$$\frac{dI(x)}{dx} + Y' V^s(x) = 0\,, \tag{8}$$

де Z' та Y' – повздовжній опір та поперечна провідність відповідно.

Рівняння взаємозв’язку поля до повітряної лінії для випадку багатопровідної системи уздовж осі x над недосконало провідною землею і в присутності зовнішнього електромагнітного збудження (рис. 3) визначаються як у [5] наступними рівняннями

$$\frac{d}{dx}\left[V_1^S(x)\right] + j\omega\left[L_{ij}'\right]\left[I_i(x)\right] + \left[Z_{g_{ij}}'\right]\left[I_i(x)\right] = \left[E_x^e(x,0,h_i)\right] \tag{9}$$

$$\frac{d}{dx}\left[I_i(x)\right] + \left[G_{ij}'\right]\left[V_i^s(x)\right] + j\omega\left[C_{ij}'\right]\left[V_i^s(x)\right] = [0] \tag{10}$$

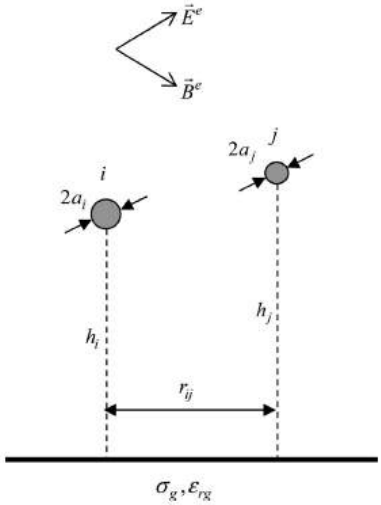


Рисунок 3 – Поперечний переріз багатопровідної лінії над недосконало провідною землею при дії зовнішнього електромагнітного поля

Моделювання процесу опускання лідера блискавки можна представити як часткові результати приведених вище положень. Для кожного взаємного розміщення лідера відносно лінії електропередачі і його розміру необхідно проводити розрахунок випромінюваних електромагнітних полів та їх вплив на режим роботи лінії електропередачі. Визначені результати розрахунків кожного кроку лідера необхідно розмістити на часовій координатній площині щоб спостерігати, які складові привносить лідер, що розвивається на нормальний режим роботи лінії електропередачі.

Висновки. Більш надійного блискавкозахисту та системи обмеження перенапруг в лініях електропередач можна досягти, внісши поправки до методу розрахунку впливу удару блискавки. В роботі запропоновано внести зміну до вихідних умов моделювання удару блискавки шляхом проведення розрахунків не з моменту удару блискавки, а з деякого моменту наближення лідера каналу блискавки до точки удару. Це дозволить більш точно змоделювати перехідний процес в електричних лініях, які представляють собою кола з розподіленими параметрами. В якості моделі каналу блискавки обрано провід в повітрі з розподіленою послідовною індуктивністю над поверхнею землі. Надалі автори планують провести моделювання повного процесу удару блискавки в лінію чи поблизу неї з урахуванням наведених змін.

Список літератури: 1. С.Ю. Шевченко, А.А. Окунь. Анализ методов расчета электрических полей установок высоких напряжений. ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2010. №4; 2. Yoshihiro Baba, Member, IEEE, and Vladimir A. Rakov, Fellow, IEEE. Applications of Electromagnetic Models of the Lightning Return Stroke. IEEE Transactions on power delivery, VOL. 23, NO. 2, April 2008; 3. Yoshihiro Baba, Member, IEEE, and Vladimir A. Rakov, Fellow, IEEE. Electric and Magnetic Fields Predicted by Different Electromagnetic Models of the Lightning Return Stroke Versus Measured Fields. IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 51, NO. 3, AUGUST 2009; 4. Farhad Rachidi, Fellow, IEEE. A Review of Field-to-Transmission Line Coupling Models With Special Emphasis to Lightning-Induced Voltages on Overhead Lines. Ieee Transactions On Electromagnetic Compatibility, Vol. 54, No. 4, August 2012; 5. C. Nucci and F. Rachidi, “Interaction of electromagnetic fields generated by lightning with overhead electrical networks,” in The Lightning Flash, V. Cooray, Ed. London, U.K.: IEE, 2003, pp. 425–478.

Bibliography (transliterated): 1. S.Yu. Shevchenko, A.A. Okun. Analiz metodov rascheta elektricheskih poley ustanovok vyisokih napryazheniy. ISSN 2074-272X. ElektrotehnIka I ElektromehanIka. 2010. #4; 2. Yoshihiro Baba, Member, IEEE, and Vladimir A. Rakov, Fellow, IEEE. Applications of Electromagnetic Models of the Lightning Return Stroke. IEEE Transactions on power delivery, VOL. 23, NO. 2, April 2008; 3. Yoshihiro Baba, Member, IEEE, and Vladimir A. Rakov, Fellow, IEEE. Electric and Magnetic Fields Predicted by Different Electromagnetic Models of the Lightning Return Stroke Versus Measured Fields. IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 51, NO. 3, AUGUST 2009; 4. Farhad Rachidi, Fellow, IEEE. A Review of Field-to-Transmission Line Coupling Models With Special Emphasis to Lightning-Induced Voltages on Overhead Lines. Ieee Transactions On Electromagnetic Compatibility, Vol. 54, No. 4, August 2012; 5. C. Nucci and F. Rachidi, “Interaction of electromagnetic fields generated by lightning with overhead electrical networks,” in The Lightning Flash, V. Cooray, Ed. London, U.K.: IEE, 2003, pp. 425–478.

Надійшла 26.04.2017

УДК 621.314

О. Н. СИНЧУК, докт. техн. наук, проф., Криворожский национальный университет;
В. А. КОЛЬСУН, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
О. А. УДОВЕНКО, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
Д. В. РЫЖЕНКОВ, аспирант, Криворожский национальный университет;
В. Н. МАКОДЗЕБ, аспирант, Криворожский национальный университет.

ГАРМОНИКИ СЕТЕВОГО ТОКА ДВУХЗВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Вступление. Развитие промышленности государства отслеживается интенсивным внедрением новых технологий, которые зачастую тесно связаны расширением сферы использования электроприводов. К последним выдвигаются высокие показатели относительно быстродействия, диапазона регулирования скорости, точности регулирования, энергоэффективности и т.д. Большинству указанных характеристик соответствуют системы электропривода, построенных на базе преобразователей частоты. Наибольшей популярностью в промышленности пользуются двухзвенные преобразователи частоты с неуправляемы выпрямителем и инвертором напряжения. Несмотря на то, что вопросам энергоэффективности преобразователей частоты посвящен ряд работ, в том числе [1,2,5], но ряд вопросов так и остается малоисследованным.

Постановка проблемы. На промышленных объектах часто встречаются случаи, когда на отдельном участке питающей сети подключено несколько преобразователей частоты (ПЧ) (рис.1). Вопросы электромеханической и энергетической связи территориально-разбросанных электроприводов и оценки их взаимовлияния очень важны для мощных агрегатов, питающихся от одной питающей сети. Режимы работы отдельно взятых электроприемников влияют на соседние, что приводит к определенным последствиям относительно качества поддержания технологического процесса. Основная задача, выдвигаемая авторами, заключаются в изучении отдельных ПЧ на питающую сеть. Учитывая то, что первичное звено преобразователей относительно сети имеет одинаковую структуру (рис.1) (фактически все преобразователи по отношению к сети представляют собой обычный многофазный (однофазный) выпрямитель с емкостной нагрузкой), их суммарное влияние на сеть, с определенной степенью точности, можно анализировать обычным суммированием составляющих мощности, гармоник тока. Таким образом, дальнейший анализ энергетики, а именно гармонического состава сетевого тока отдельного преобразователя, поможет сделать адекватную оценку совместной работы группы таких преобразователей на питающую сеть.

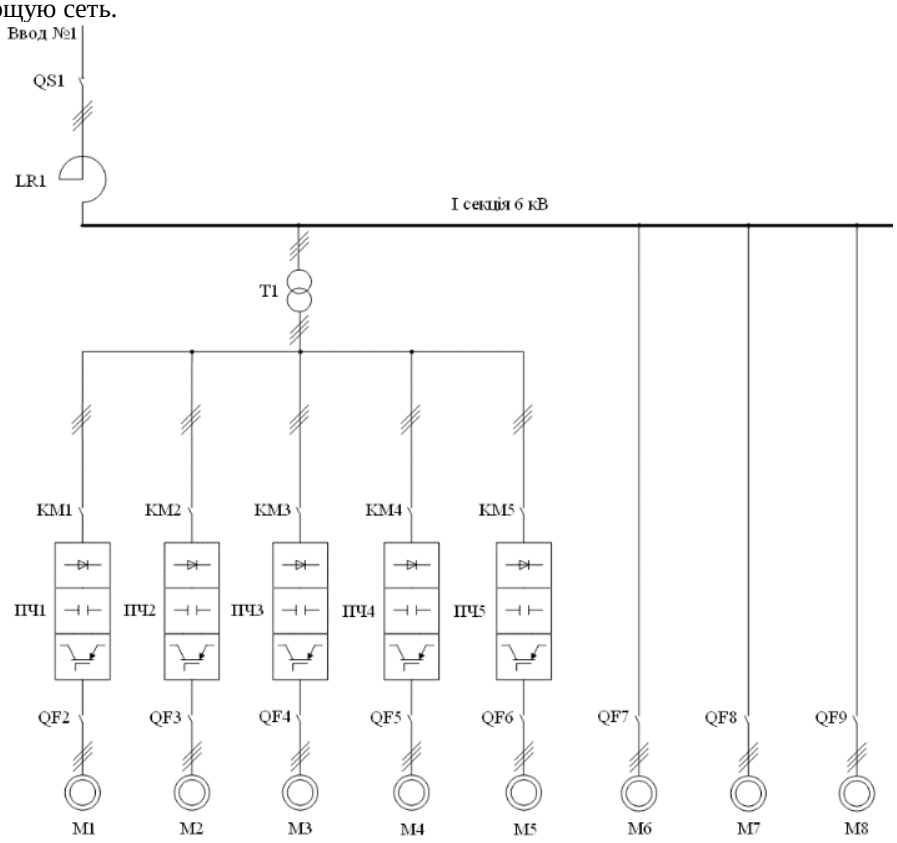


Рис. 1. Однолинейная схема питания секции 1 подстанции №22 РОФ–2 ПАО «АрселорМиттал Кривой Рог»

© О.Н. Синчук, В.А. Кольсун, О.А. Удовенко, Д.В. Рыженков, В.Н. Макодзеб, 2017

Обзор источников относительно анализа влияния ПЧ на питающую сеть показал, что авторы либо вообще избегают этого вопроса, либо приводят результаты экспериментальных исследований [2] (рис.2), либо результаты, полученные посредством моделирования [4], либо математические выражения, основанные на спектральном анализе [3], не уделяя внимания аналитическому изложению. Такие подходы, понятным делом скрывают ряд интересных аспектов, с точки зрения понимания протекания электромагнитных и электроэнергетических процессов в разных нагрузочных режимах работы ПЧ.

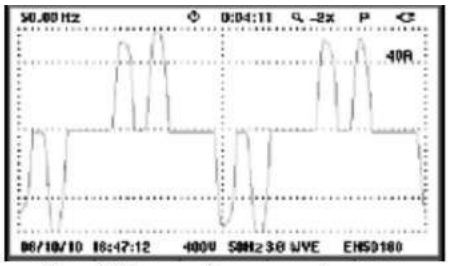


Рис. 2. Сетевой ток трехфазного двухзвенного преобразователя частоты

Результаты исследований. Как отмечено выше, наибольшего массового внедрения получили ПЧ по структуре: неуправляемый выпрямитель–емкость–инвертор напряжения (рис.1, рис.3,а). Приведенные исследования сосредоточены непосредственно на электромагнитных и энергообменных процессах, происходящих между сетью, неуправлемым выпрямителем, емкостью и нагрузкой. Исследования проводились на усредненной модели инвертора напряжения с асинхронным двигателем.

Даже если рассматривать выпрямитель по трехфазной нулевой схеме, то появляются сложности относительно формирования аналитических выражений, которые предоставили бы возможность провести анализ и сформировать глубокое понимания явлений, происходящих в исследуемой цепи. Так, например, уравнения, описывающие электромагнитные процессы для фазы ***A*** имеют вид:

$$i_A = i_{C_d} + I_{di};$$
$$e_A = L_{Net}\frac{di_A}{dt} + R_{Net} i_A + U_{C_d};$$
$$i_{C_d} = C_d \frac{dU_{C_d}}{dt},$$

где i_A – сетевой ток выпрямителя фазы ***A***; $e_A = U_m \sin\omega t$ – питающее напряжение фазы ***A***; i_{Cd} – ток емкости преобразователя; I_{di} – усредненный ток нагрузки (инвертор напряжения с асинхронным двигателем); U_{Cd} – напряжение на емкости преобразователя частоты; C_d – емкость преобразователя; L_{Net} – индуктивности сети, включая индуктивность сетевых дросселей; R_{Net} – сопротивление сети, включая сопротивление сетевых дросселей.

Решение такой системы уже даже для такого случая дает настолько громоздкие выражения (в статье результирующие выражения не приведены), для которых чрезвычайно сложно применить спектральный анализ, почему и теряется хоть какой-то смысл использования аналитических выражений, и созревают мысли проведения исследований с помощью имитационного моделирования.

Авторы обратились к изданию почти 50-летней давности [7], где тщательно проработан вопрос электромагнитных процессов, протекающих в управляемых выпрямителях на нагрузки с противо-ЭДС в разных режимах: режим непрерывного тока, режим прерывистого тока, режим граничного тока. Естественно, что эта методика неприменима непосредственно к рассматриваемому случаю, поэтому авторы взяли ее за основу, и, учитывая, особенности работы двухзвенного преобразователя частоты, в том числе и неуправляемость выпрямителя, провели соответствующий анализ, изложенный ниже по тексту.

Режим прерывистого тока преобразователя характерен тем, что угловая длительность протекания тока λ оказывается меньшей $2\pi/m$ (m – пульсность преобразователя). В этом случае, противо-ЭДС в цепи нагрузки определяется U_{Cd}. Учитывая рис. 3,б для граничного режима работы преобразователя, что является частным случаем режима прерывистого тока, и принимая за начало отсчета времени момент открывания очередного вентиля, можно записать выражение для мгновенного тока нагрузки

$$i_d = \frac{E_{Net\,m}}{\omega_0(L_d + L_{Net})}\int_0^{\omega_0 t}\sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) d\,\omega_0 t - \frac{U_{C_d}}{L_d + L_{Net}} t = \frac{E_{Net\,m}}{\omega_0(L_d + L_{Net})}\times$$
$$\times\left[\sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) - \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha - \omega_0 t\right)\right] - \frac{U_{C_d}}{L_d} + L_{Net} t, \quad (1)$$

где $E_{Net\,m}$ – амплитуда напряжения питающей сети; $\omega_0 = 2\pi f$, f – частота питающей сети; α – угол срабатывания диодов, обусловленный тем, что диоды будут открываться не во время перехода линейных напряжений через ноль, а в момент равности фазного напряжения и напряжения на емкости и определяется следующим выражением:

$$U_{C_d} = E_{Net\,m}\cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right). \quad (2)$$

Записав уравнение (1) с учетом (2), и не забывая о том, что в момент времени $\omega_{0t} = \lambda$ (λ – длительность тока), мгновенное значение выпрямленного тока выпрямителя $i_d = 0$ [7]:

$$\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \lambda\cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) = 0. \quad (3)$$

После некоторых преобразований, уравнение (3) приобретает вид:

$$\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\left[tg\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\cdot[\cos\lambda - 1] + \sin\lambda - \lambda\right] = 0. \quad (4)$$

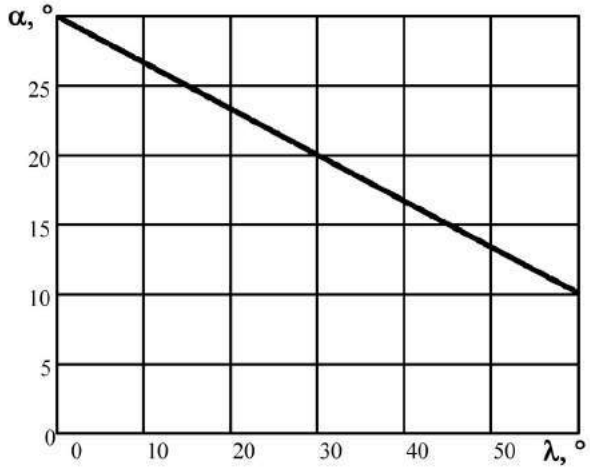


Рис. 4. Зависимость угла открывания диодов выпрямителя от длительности тока (режим прерывистого тока)

Решение (4) относительно α:

$$\alpha_1=\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m};$$
$$\alpha_2=\frac{\pi}{m}-arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right). \qquad (5)$$

Первое решение стоит отбросить, как принципиально-невозможный для такого типа преобразователей, и для дальнейших расчетов остается второе уравнение системы (5), т.е.:

$$\alpha=\frac{\pi}{m}-arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right). \qquad (6)$$

Ниже (рис. 4), приведен график зависимости α(λ), для мостового трехфазного выпрямителя (m = 6).

Как можно увидеть с рис.3, даже для неуправляемого выпрямителя, в режиме прерывистого тока, угол открывания диодов отличается от нуля и колеблется в пределах 10,08–30 (случай трехфазного мостового выпрямителя), что, как можно ожидать, приведет к ухудшению коэффициента сдвига (потреблению реактивной мощности), хотя эти процессы и происходят при низких нагрузках.

Напряжение на емкости определяется с (2) и (6):

$$U_{C_d}=E_{Net\ m}\cos\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right). \qquad (7)$$

Уравнение тока, учитывая (7), (6) и (1):

$$i_d=\frac{E_{Net\ m}}{\omega_0(L_d+L_{Net})}\left[\sin\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right)-\sin\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)-\omega_0 t\right)\right]-\frac{E_{Net\ m}\cos\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right)}{L_d+L_{Net}}. \qquad (8)$$

С учетом выражения (8) построен график сетевого тока преобразователя i_{Net} (рис. 5).

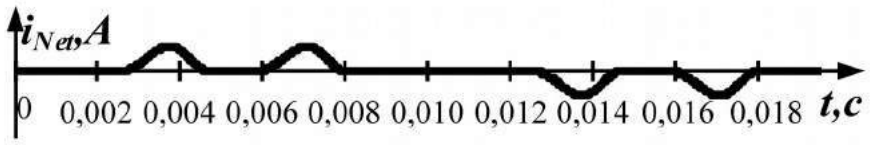


Рис. 5. График сетевого тока выпрямителя преобразователя частоты в режиме прерывистого тока

Предельный режим можно поделить на два режима: режим предельнопрерывистого тока (рис.6, а,б) и режим граничнонепрерывного тока (рис. 6,в,г). Отличие заключается в том, с какой стороны идет приближение к предельному режиму: в первом случае — от режима прерывистого тока, а во втором — от режима непрерывного тока.

Как видно с рис. 6,б,г, форма сетевого тока i_{Net} отличается для предельнопрерывистого и предельнонепрерывного режимов, и таким образом в предельной точкеλπ (λ=2π/m, для мостової схеми λ=2π/6=π/3) функции гармоник тока, коэффициента сдвига, коэффициента искажения, коэффициента гармоник имеют разрыв, изображенный на рис. 5,д,е.

Исследование непрерывного режима тока для подобного класса преобразователей произведены многими авторами, как отечественными, так и зарубежными и фактически гармоники сетевого тока колеблются с небольшой погрешностью в достаточно определенных границах [6].

Выводы.

1) Проанализировав электромагнитные процессы, протекающие между питающей сетью и цепью постоянного тока преобразователя частоты, установлено, что относительные гармоники тока в режиме прерывистого тока значительно превышают уровни, характерные для режима непрерывного тока.

2) В предельном режиме наблюдается разрыв функций гармоник тока и коэффициентов искажения, сдвига и мощности.

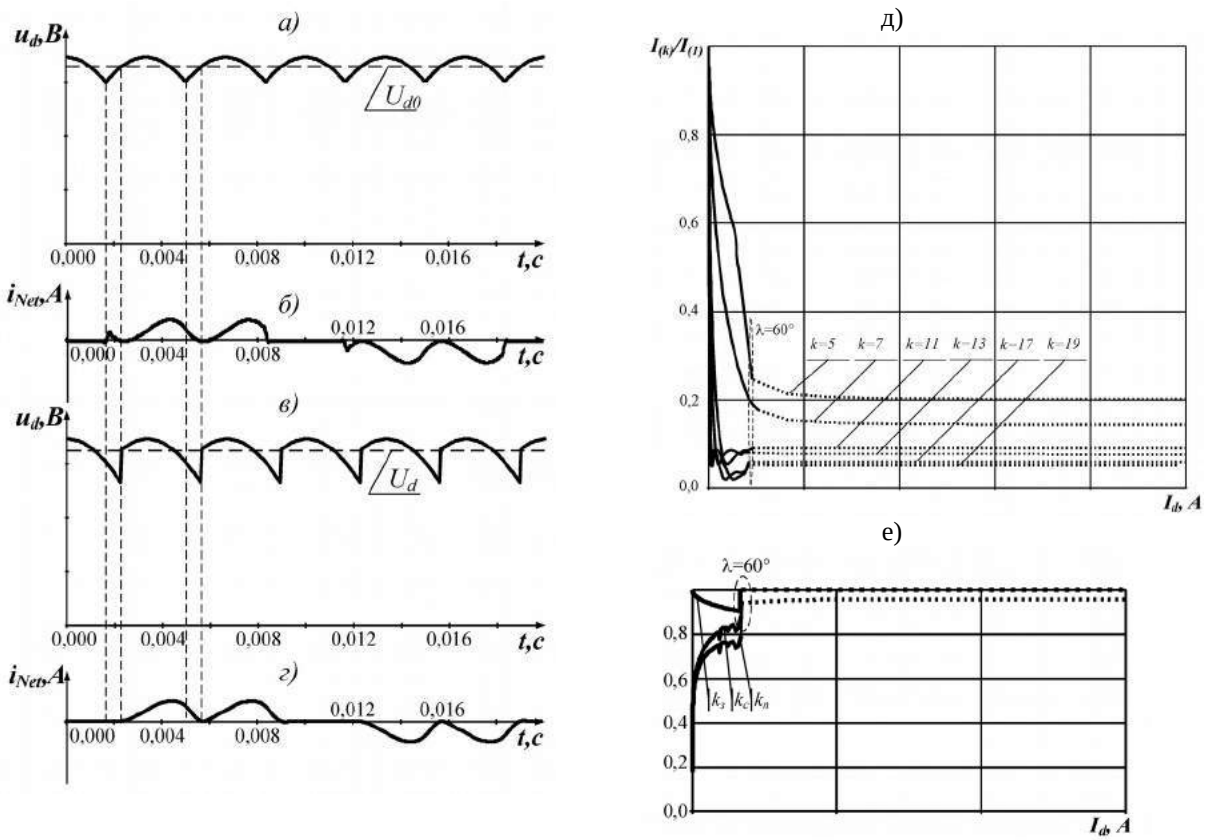


Рис. 6. Диаграммы выпрямленного напряжения преобразователя и сетевого тока для предельнонепрерывного (а,б) и предельнопрерывистого (в,г) режимов, относительные гармоники сетевого тока i_{Net} от уровня нагрузки преобразователя (д) и коэффициент сдвига $k_з$, коэффициент мощности k_n в зависимости от уровня нагрузки (е)

Список литературы: 1. *Авдєєв І.В.* Вплив на показники якості електроенергії вхідної індуктивності мережі, що живить частотно-регульований привод / [*І.В. Авдєєв, О.В. Немикіна, О.М. Климко та ін.*] // Електротехніка та електроенергетика. — №1, 2012. — С. 51–57. **2.** *Барутсков И.Б.* Гармонические искажения при работе преобразователей частоты / *И.Б. Барутсков, С.А. Вдовенко, Е.В. Цыганков* // Главный энергетик. – №6, 2011. – С. 5– 15. **3.** *Жеженленко И.В.* Электромагнитная совместимость потребителей : монография / [*И.В. Жеженленко, А.К. Шидловский, Г.Г. Пивняк* и др.]. – М.: Машиностроение, 2012. – 351. **4.** *Кольсун В.А.* Електроенергетичні характеристики перетворювачів частоти в аспекті розвитку альтернативної енергетики / [*В.А. Кольсун, Д.В. Риженков, В.М. Макодзьоб, О.М. Кулик*] // Матеріали конференції «Розвиток промисловості та суспільства». – Т.1. – 2016. – 271 С. **5**. *Пичкур Е.В.* Управление установкой электроцентробежных насосов с преобразователем частоты по критерию влияния на качество электрической сети / *Е.В. Пичкур, В.В. Козлов* // Вестник кибернетики. — №12, 2013. — С. 37–42. **6.** *Сінолиций А.П.* Аналітичні наближення в розрахунках енергетичних показників / *А.П. Сінолиций, В.А. Кольсун, М.В. Жуйков* // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика»/ Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2007. – С. 562 – 563. **7.** *Шипилло В.П.* Автоматизированный вентильный электропривод / *В.П. Шипилло*. — М.: 1969. — 400 с.

Bibliography (transliterated): 1. *Avdeev I.V.* Influence of input inductance of mains supplying frequency-controlled drive on power quality / [*I.V. Avdeev, O.V. Nemykina, A.N. Klymko etc*]. // Elektrotehnika ta elektroenergetyka. — №1, 2012. — P. 51–57. **2.** *Barutcu I. B.* Harmonic distortion in operating frequency converters / *I. B. Barutcu, S. A. Vdovenko, E. V. Tsygankov* // Glavnyj Energetik. – No. 6, 2011. – P. 5– 15. (Rus.). **3.** *Zhezhelenko I.V.* Electromagnetic compatibility of consumers : monograph / *[I. V. Zhezhelenko, A.K. Shidlovsky, G.G. Pivnyak etc]*. – M.: Mashinostroenie, 2012. – 351 p. (Rus.). **4.** *Kolsun V.A.* Electroenergetics factors of indirect power convertors in aspect of development of alternative energy / *[V.A. Kolsun, D.V. Ryzhenkov, V.M. Makojob, O.M. Kulyk]* // Materialy Konferentsii "Rozvytok promislovosti ta suspilstva". – Vol. 1. – 2016. – 271 p. (Ukr.). **5.** Pichkur Ye.V. The control of an electric submersible pump unit with frequency converter with a focus on influencing. the quality of electric main / *Ye.V. Pichkur, V.V. Kozlov* // Vestnyk kybernetyky. — №12, 2013. — P. 37–42. (Rus.). **6.** *Sinolitsyj A.P.* Analytic approximations in the calculation of energy factors / *A.P. Sinolitsyj, V.A. Kolsun, M.V. Zhuikov* // Zbirnyk naukovyh prac' Dniprodzerzhyns'kogo derzhavnogo tehnichnogo universytetu (tehnichni nauky). Tematychnyj vypusk «Problemy avtomatyzovanogo elektropryvoda. Teorija j praktyka»/ Dniprodzerzhyns'k: DDTU, 2007. – P. 562 – 563. (Ukr.). **7.** *Shipillo V.P.* Automated valve electric drive / *V.P. Shipillo.* — M.: 1969. — 400 p. (Rus.)

Поступила 31.05.2017

УДК 621.314.26

А. А. ШАВЁЛКИН, докт. техн. наук, проф., Киевский национальный университет технологий и дизайна.

СИЛОВОЙ АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ОДНОФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ В ВЫХОДНЫХ ФАЗАХ

Вступление. Вопрос обеспечения качества электрической энергии является одним из ключевых при решении вопросов энергосбережения. К тому же, показатели качества жестко нормируются современными стандартами [1,2]. Решение вопроса связано с применением фильтро-компенсирующих устройств (ФКУ) и силовых активных фильтров (САФ). На данный момент времени в качестве ФКУ для высоковольтных применений основной является схема с использованием тиристорного индуктивного регулятора в сочетании с резонансными LC фильтрами [3]. При этом тиристорный регулятор сам является источником высших гармоник низкого порядка (5-я, 7-я и т.д.) и не может использоваться без соответствующих фильтров. Такое решение предполагает использование громоздких реакторов в схеме индуктивного регулятора и фильтрах. Для подключения необходимо несколько высоковольтных ячеек для регулятора и фильтров. Реакторы размещаются вдали от металлоконструкций на бетонных основаниях. Предлагаются и решения совмещения тиристорных ФКУ с двухуровневым САФ. Перспективным является использование транзисторных схем САФ с использованием многоуровневых преобразователей, подключаемых к сети без трансформатора. Ряд решений с использованием NPC инверторов и каскадных схем с последовательным соединением автономных инверторов напряжения (АИН) декларируется в [4, 5]. Следует отметить, что каскадные многоуровневые преобразователи с последовательным соединением АИН в выходных фазах сейчас являются эталонным решением для высоковольтных электроприводов переменного тока. Схемы таких преобразователей достаточно сложны и, кроме АИН, включают в себя многообмоточный трансформатор с выпрямителями для питания АИН [3]. Отсутствие источников для питания АИН в схеме САФ существенно упрощает его реализацию и снижает стоимость. Достоинством такого решения является возможность использования в схеме низковольтных транзисторов при относительно небольшой частоте модуляции. Применение каскадных схем ориентировано на режим источника напряжения при использовании многоуровневой ШИМ (МШИМ). Вместе с тем, принцип САФ основан на использовании инвертора в качестве источника тока, который при суммировании с током нагрузки обеспечивает заданные показатели тока, потребляемого из сети переменного тока. При этом непосредственное формирование мгновенного значения тока в замкнутой по его отклонению системе регулирования обеспечивает качество отработки заданного значения с максимальным быстродействием. Вопрос использования каскадных схем САФ с последовательным соединением однофазных инверторов напряжения в режиме источника тока изучен недостаточно. При отсутствии изолированных источников постоянного тока для питания инверторов также возникает вопрос обеспечения заряда и стабилизации напряжений конденсаторов на входе АИН, что возможно при идентичной загрузке АИН. Задание режима источника тока для АИН обычно решается использованием релейного регулятора тока [3], однако при этом частота модуляции меняется в широких пределах. В [6] рассмотрен метод PRT, когда частота модуляции стабилизируется в узких пределах, но при этом отсутствует возможность синхронизации во времени работы АИН, которые формируют один ток. Перспективным для применения при последовательном соединении АИН является метод [7, 8] с использованием модулирующих напряжений, обеспечивающий фиксированную частоту модуляции при возможности реализации МШИМ.

Цель работы. Совершенствование принципов реализации параллельного САФ с последовательным соединением АИН в режиме источника тока.

Задачи исследования:

– разработка принципов реализации режима источника тока для последовательного соединения АИН с фиксированной частотой переключения транзисторов, задаваемой модулирующим напряжением при многоуровневой ШИМ;

– разработка структуры силовых цепей и системы управления САФ;

– разработка модели системы «сеть переменного тока – САФ – нелинейная нагрузка» и имитационное моделирование процессов в системе.

Основное содержание работы. Структурная схема каскадного САФ (КСАФ) с подключением к трехфазной сети переменного тока *G* и нелинейной нагрузке НН приведена на рис.1,а и включает в себя линию электропередач с сопротивлением (активно–индуктивным) $Z_{ЛЭП}$, высокочастотный фильтр $R_Ф C_Ф$, датчик напряжения сети ДН, датчик тока нагрузки ДТ, КСАФ с системой управления СУ САФ.

На рис. 1, б приведена структура силовых цепей КСАФ, содержащего в выходных фазах три однофазных мостовых АИН. Подключается КСАФ к сети посредством реакторов *L*, для измерения выходного тока фаз используются датчики тока ДТ. Схема АИН с конденсатором *C* в звене постоянного тока приведена на рис. 1, в. Напряжение u_d одного из АИН в каждой фазе измеряется датчиком напряжения ДН.

Подключается КСАФ через зарядные резисторы, которые после заряда конденсаторов АИН шунтируются контакторами (на рис. 1 не показаны).

© А.А. Шавёлкин, 2017

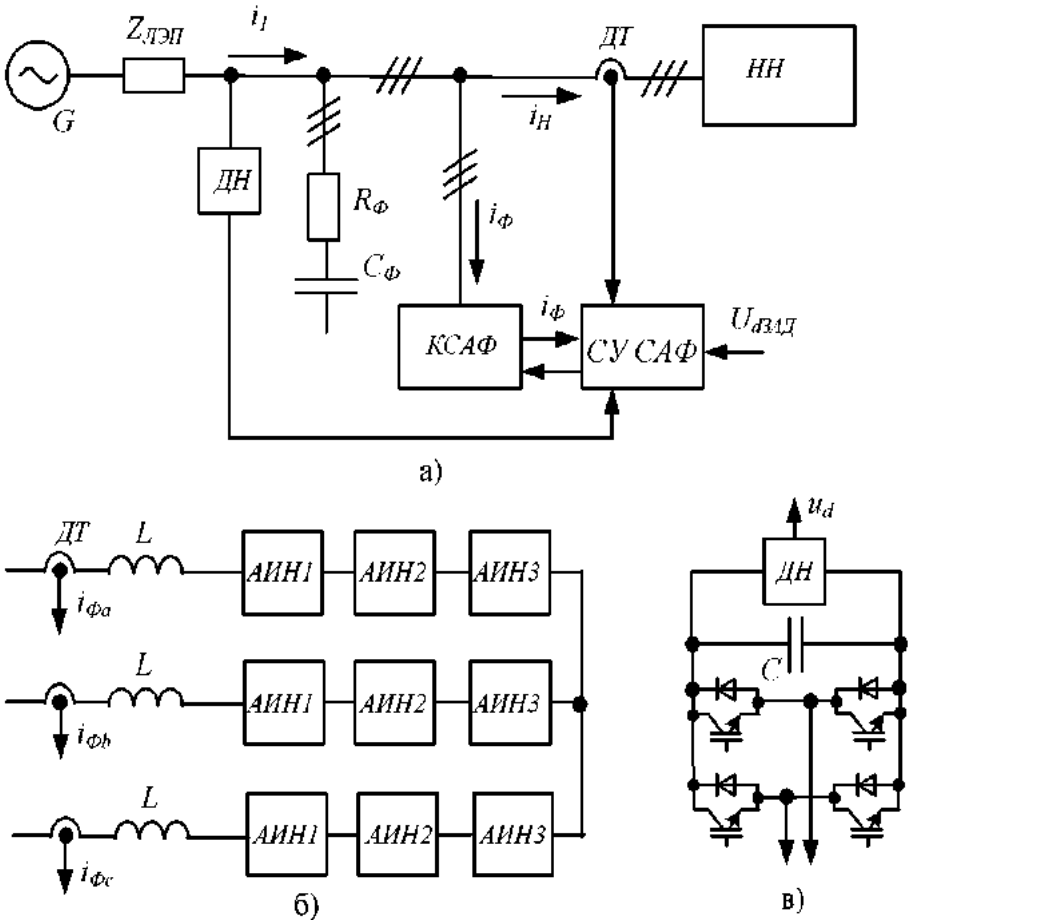


Рис. 1. Структурная схема подключения каскадного САФ (а), структура силовых цепей САФ (б), схема АИН (в)

Принцип работы САФ (при отсутствии нагрузки в цепи постоянного тока) основан на способности схемы АИН отработать практически любую форму тока. При этом поддержание постоянным среднего значения напряжения U_d на конденсаторах АИН исключает потребление или передачу САФ активной мощности.

Сигналы, соответствующие токам фаз нагрузки i_{Ha}, i_{Hb}, i_{Hc}, фильтра $i_{Фa}$, $i_{Фb}$, $i_{Фc}$, фазным напряжениям сети u_{1a}, u_{1b}, u_{1c}, а также напряжениям в цепи постоянного тока одного из АИН фазы u_{da}, u_{db}, u_{dc} посредством соответствующих датчиков вводятся в систему управления САФ (рис. 2). Внешним по отношению к контуру регулирования тока является регулятор напряжения РН (пропорционально – интегральный) в цепи постоянного тока и преобразователь координат ПК, обеспечивающие формирование сигналов тока фаз сети i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} (для каждой из трех фаз САФ).

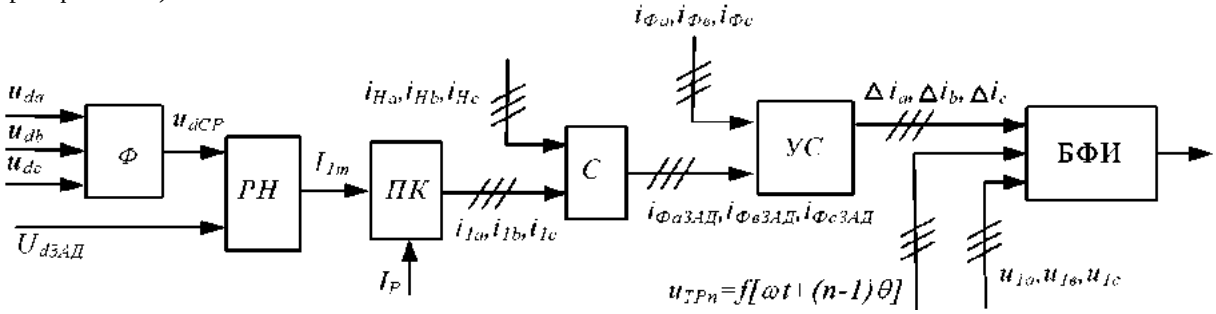


Рис. 2. Структура системы управления САФ

На входы РН подается заданное значение напряжения $U_{dЗАД}$ и его фактическое значение с выхода блока фильтра (Ф). Особенностью предложенного решения является использование в РН сигнала обратной связи по среднему значению напряжений на конденсаторах АИН в трех фазах (блок Ф на рис. 2) $u_d = \frac{u_{d_a} + u_{d_b} + u_{d_c}}{3}$.

Это преследует две функции: возможность реакции на мгновенное отклонение напряжения АИН какой-либо фазы и уменьшение постоянной времени фильтра, поскольку пульсации напряжения АИН с частотой 100 Гц сдвинуты согласно выходным токам на 120° и взаимно компенсируются.

Выходное напряжение РН является заданием амплитуды активной составляющей тока сети I_{1m} и поступает на вход ПК. ПК имеет также вход задания реактивной составляющей тока $I_Р$, что позволяет формировать ток

сети с заданным значением коэффициента мощности. ПК осуществляет преобразование из системы координат *d-q*, где I_d (I_{1m}), I_q ($I_Р$) – соответственно, активная и реактивная составляющие тока, вращающиеся с частотой ω (угловая частота напряжения сети) в неподвижную систему координат *а, в, с*:

$$\begin{aligned} i_{1a} &= I_d \cdot \sin \omega t + I_q \cdot \cos \omega t; \\ i_{1b} &= I_d \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) + I_q \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3); \\ i_{1c} &= I_d \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3) + I_q \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3). \end{aligned} \quad (1)$$

Несоответствие активной составляющей тока сети и нагрузки приводит к циркуляции активной мощности между сетью и цепью постоянного тока САФ и, поскольку нагрузка у него отсутствует, к заряду или разряду конденсаторов АИН (изменению u_d). Работа же РН и заключается в поддержании напряжения на заданном уровне $u_d = U_{d3АД}$.

Значения токов сети i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} поступают на сумматор (С), где формируется задание тока в выходных фазах САФ как разность значения тока фазы нагрузки и значения тока сети $i_{фа3АД} = i_{Нa} - i_{1a}$. Формирование импульсов управления транзисторами САФ осуществляется блоком формирования импульсов (БФИ) в соответствии с сигналом отклонения тока фазы $\Delta i_Ф = i_{фЗАД} - i_ф$ (с выхода узла сравнения УС). БФИ реализует предложенный принцип формирования выходного тока фаз САФ, когда формирование импульсов управления ключами АИН*n* (при биполярной модуляции) осуществляется путем сравнения по уровню напряжения, соответствующего Δi, с модулирующим напряжением u_{TPn} симметричным относительно нуля [7].

При этом напряжение АИН принимает два значения: U_d, если $\Delta i < u_{TP}$, $-U_d$, если $\Delta i \geq u_{TP}$. Модулирующие напряжения АИН ($u_{TP1} \div u_{TPn}$) в выходной фазе сдвинуты на угол $\theta = 2\pi / n$ (*n* – количество последовательно соединенных АИН), в данном случае (*n*=3) на угол 120°.

Для обеспечения равенства нулю среднего за период модуляции значения отклонения тока Δi используется коррекция закона изменения модулирующего напряжения фазы САФ с учетом напряжения данной фазы сети $u_{TP1} = u_{TP} - k \cdot u_1$ ($k = U_{mTP} / U_{1Фm}$, U_{mTP} – амплитуда модулирующего напряжения).

Особенностью данного принципа управления является то, что период $\Delta i(t)$ должен быть не меньше периода модулирующего напряжения. При этом значение частоты модуляции

$$f_M \geq \frac{aU_{1Фm}}{4 \cdot \Delta I_m \cdot L \cdot n^2}, \quad (2)$$

где $a = \frac{nU_d}{U_{1Фm}}$ – относительное значение напряжения в звене постоянного тока АИН, ΔI_m – максимальное значения амплитуды пульсаций выходного тока, *L* – индуктивность реактора.

Значение индуктивности реактора может выбираться из следующих соображений. Увеличение *L* позволяет уменьшить частоту модуляции, но при этом увеличивается падение напряжения на реакторе и увеличиваются габариты реактора. С другой стороны способность отработки произвольных законов изменения тока предполагает высокую скорость изменения тока, при этом следует либо увеличивать напряжение или уменьшать индуктивность. При известных параметрах нагрузки, к которой подключается САФ

$$L = \frac{U_{1Фm}(a-1)}{\left|\frac{di_H}{dt}\right|_{MAX}}, \quad (3)$$

где $\left|\frac{di_H}{dt}\right|_{MAX}$ – максимальное значение скорости изменения тока нагрузки.

Некоторую особенность имеет формирование многоуровневой кривой выходного напряжения КСАФ с последовательным соединением *n* АИН и биполярной модуляцией выходного напряжения. При этом напряжение АИН принимает два значения *U* и *-U*. Максимальное количество уровней результирующего выходного напряжения составляет *K*=*n*+1. Так при *n*=3 и напряжении на входе АИН, равному U_d результирующее напряжение принимает значения $3U_d$, $2U_d$, $-2U_d$, $-3U_d$. Для сравнения в схеме каскадного преобразователя с однополярной модуляцией напряжения АИН [3] *K*=2*n*+1. Т.е. вместо *K*=7 получаем только *K*=4. Но, что касается эквивалентной частоты модуляции результирующего напряжения каскадной схемы, то она, как и при однополярной модуляции увеличивается в *n* раз. Это позволяет пойти на снижение частоты модуляции для АИН. Лучшие показатели могут быть обеспечены при использовании однополярной модуляции, реализация которой имеет определенные особенности и является предметом отдельного исследования.

Результаты моделирования. Для моделирования использован программный пакет Matlab. Разработаны модели отдельного АИН и их каскадного соединения с системой управления. Структура модели системы «сеть переменного тока – САФ – нелинейная нагрузка» выполнена в соответствии со структурой на рис. 1. Частота модуляции 4 кГц. В качестве нагрузки использованы трехфазный тиристорный преобразователь ТП постоянного тока с дросселем в выходной цепи (нелинейная нагрузка) в сочетании с активно–индуктивной нагрузкой ($\cos\varphi$=0.8).

Осциллограммы напряжения в звене постоянного тока одного АИН фазы *а* u_{da1} и среднего значения для трех фаз u_{dCP}, результирующего напряжения фазы САФ $u_{АИН}$ и выходного одного АИН $u_{АИН1}$, а также выходного тока САФ $i_{Фa}$ при нелинейной нагрузке приведены на рис. 3.

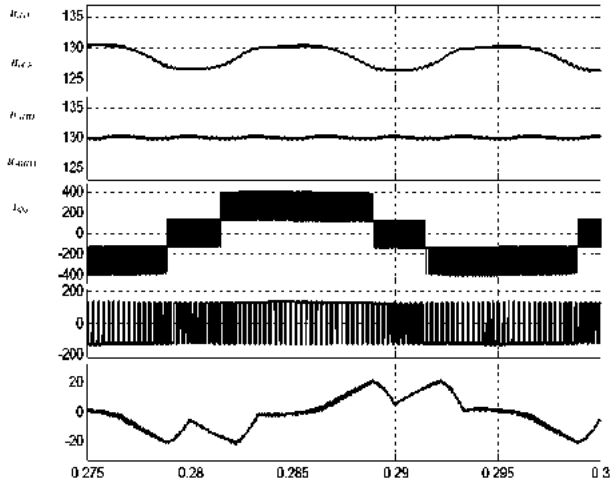


Рис.3. Осциллограммы напряжений и тока САФ

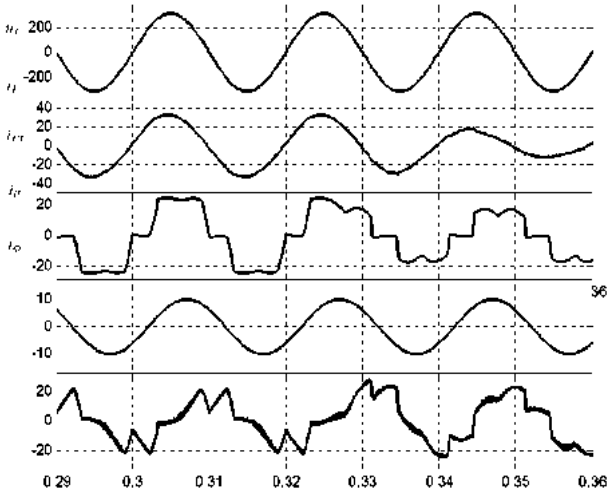


Рис. 4. Осциллограммы напряжения и тока фазы сети, тока ТП, тока активно-индуктивной нагрузки и тока фазы САФ

На рис. 4 приведены осциллограммы напряжения u_1 и тока i_1 фазы сети, тока ТП $i_{ТП}$, тока активно-индуктивной нагрузки $i_Н$ и тока фазы САФ $i_Ф$. В момент времени t=0.325 с угол отпирания ТП изменяется с 10° до 50°. Как видим, это изменение тока отрабатывается практически без переходных процессов в схеме.

Выводы. Предложенные принципы реализации каскадного САФ в режиме источника тока позволяют объединить возможности многоуровневого формирования напряжения с высоким быстродействием, что способствует повышению эффективности работы фильтра при нелинейной нагрузке. Дальнейшим направлением работы является исследование работы САФ при использовании однополярной модуляции и увеличении количества АИН в выходной фазе, что позволит снизить частоту модуляции и напряжение ключей.

Список литературы: 1. EEE Standard 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, Jun. 1992. **2.** ГОСТ13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Госстандарт, 1998.- Введен в Украине с 01.01.2000. **3.** *Шавьолкін О. О.* Енергетична електроніка: навч. посібник / О. О. Шавьолкін; Київський нац. ун-т. технологій та дизайну. – Київ: КНУТД, 2017. – 396 с. **4.** *Шавёлкин А.А.* Использование трехуровневой топологии в силовых активных фильтрах /А.А. Шавёлкин // Проблеми та перспективи розвитку технічних засобів транспорту та систем автоматизації: Матеріали мнтк. – Харків: ХНУМГ ім. О.М. Бекетова, 2014. – С.93-95. **5.** *Пронин М.* Активные фильтры высших гармоник. Направления развития/ М. Пронин// Новости электротехники №2(38) 2006, news.elteh.ru. **6.** Sung-Hun Ko. A Grid-Connected Photovoltaic System with Direct Coupled Power Quality Control / Sung-Hun Ko, Seong-Ryong Lee, Hooman Dehbonei, C.V. Nayar// IEEE Transactions, 2006.- pp.5203-5208. **7.** *Шавёлкин А.А.* Автономные инверторы и устройства на их базе/ Шавёлкин А.А.//. LAP LAMBERT Academic Publishing RU. – 2017. - 405 с. **8.** *Шавьолкін О.О.* Реалізація режиму джерела струму для каскадної схеми з послідовним з'єднанням однофазних інверторів напруги/ О.О. Шавьолкін, Г.П. Росінська // Вісник КНУТД.- К.: КНУТД, 2016. - №6(104). – С. 68-76.

Bibliography (transliterated): 1. EEE Standard 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, Jun. 1992. Print. **2.** GOST13109-97. Elektricheskaya energiya. Sovmestimost' tekhnicheskikh sredstv elektromagnitnaya. Normy kachestva elektricheskoy energii v sistemakh elektrosnabzheniya obshchego naznacheniya. M.: Gosstandart, 1998.- Vveden v Ukraine s 01.01.2000. Print. **3.** Shav'olkín O. O. "Yenergetichna yelektroníka: navch. posíbnik " *Kiívs'kiy nats. un-t. tekhnologíy ta dizaynu.* – Kiív: KNUTD, 2017. – 396 s. Print. **4.** Shavelkin A.A. "Ispol'zovaniye trekhurovnevoy topologii v silovykh aktivnykh fil'trakh" *Problemi ta perspektivi rozvitku tekhníchnikh zasobív transportu ta sistem avtomatizatsíí: Materíali mntk.* – Kharkív: KHNUMG ím. O.M. Beketova, 2014. – S.93-95. Print. **5.** Pronin M. "Aktivnyye fil'try vysshikh garmonik. Napravleniya razvitiya" *Novosti elektrotekhniki* №2(38) 2006, news.elteh.ru. **6.** Sung-Hun Ko, Seong-Ryong Lee, Hooman Dehbonei, C.V. Nayar. A Grid-Connected Photovoltaic System with Direct Coupled Power Quality Control. IEEE Transactions, 2006.- pp.5203-5208. **7.** Shavelkin A.A. Avtonomnyye invertory i ustroystva na ikh baze. LAP LAMBERT Academic Publishing RU. – 2017. - 405 s. **8.** Shav'olkín O.O., Rosíns'ka G.P. "Realízatsíya rezhimu dzherela strumu dlya kaskadnoí skhemi z poslídovnim z'êdnannyam odnofaznikh ínvertorív naprugi" *Vísnik KNUTD.- K.: KNUTD*, 2016. - №6(104). – S. 68-76. Print.

Поступила 01.05.2017

УДК 624.314

А. Ф. ЖАРКІН, чл.-кор. НАНУ, докт. техн. наук, заст. дир. з н.р., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
А. Г. ПАЗЄЄВ, канд. техн. наук., ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
В. О. НОВСЬКИЙ, докт. техн. наук, пров. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
Д. О. МАЛАХАТКА, інж. 1-ї кат., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ.

ЯКІСТЬ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ТРИФАЗНИХ АКТИВНИХ КОРЕКТОРІВ КОЕФІЦІЄНТУ ПОТУЖНОСТІ

Вступ. Одним з напрямків побудови систем електроживлення (СЕЖ) автономних об'єктів та відповідальних споживачів відносно великої потужності є комбінований принцип. За ним живлення окремих пристроїв електронної апаратури здійснюється від низки джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ), які самі живляться від стабільної проміжної мережі постійної напруги. Таку мережу створює спільний для всієї системи вхідний трифазний перетворювач (ВТП). Як зазначено у літературі [1 – 4], до переваг таких систем можна віднести можливість значного підвищення надійності за умови побудови за модульним принципом та введенням незначного резервування та широкі можливості нарощування потужності шляхом підключення додаткових модулів. Крім того, при використанні в якості ВТП трифазних активних коректорів коефіцієнту потужності (АККП), що побудовані на основі однофазних модулів АККП, можливе забезпечення як підвищеної надійності, так і найжорсткіших норм сучасних стандартів по забезпеченню ЕМС напівпровідникових перетворювачів з мережею живлення.

Розглянемо спрощену структурну схему СЕЖ, яку наведено на рис. 1. Живлення СЕЖ здійснюється від первинного джерела електроенергії, в якості якого можуть виступати автономний генератор або мережа напруги загального використання (на схемі представлені трьома джерелами ЕРС E_a, E_b, E_c, що утворюють трифазну систему, та еквівалентними опорами Za – Z0). До первинного джерела безпосередньо підключені однофазні (Z1 -Z3) та трифазне (Z4 - Z6) навантаження і ВТП з системою зворотного зв'язку (СЗЗ). Всі навантаження живляться від ДВЕЖ з вихідними напругами $U_1 – U_n$, необхідного рівня та форми. ДВЕЖ в свою чергу підключені до проміжної мережі постійної стабілізованої напруги $U_{пром}$, що утворюється ВТП.

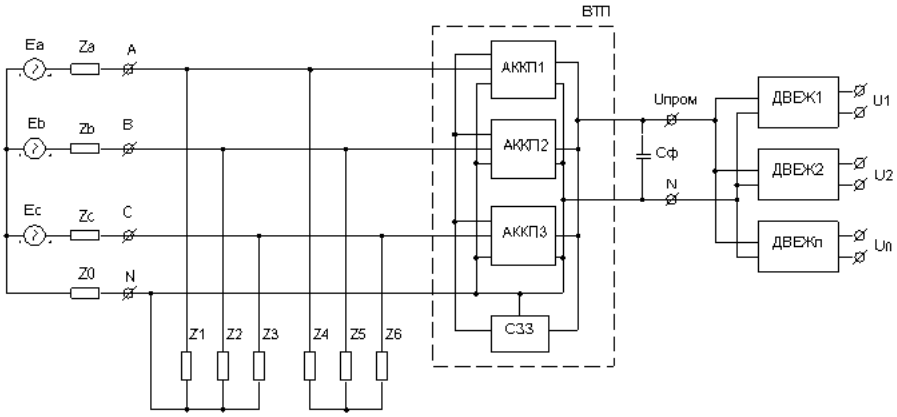


Рис. 1. Структурна схема СЕЖ.

ВТП є трифазним АККП і складається з трьох однофазних модулів АККП1-АККП3, підключених до фазних напруг джерела живлення та з'єднаних паралельно по виходу. Кожен з модулів АККП має свою систему керування (СК) та використовує спільну систему зворотного зв'язку. До виходу ВТП приєднано ємність вихідного фільтру $C_ф$ і навантаження $R_н$ (ДВЕЖ). Так як СЗЗ є спільною для трьох модулів АККП, то при симетричній вхідній мережі, симетричних однофазних і трифазних навантаженнях та однакових параметрах силових елементів модулів та їх СК забезпечується рівномірне навантаження кожного з АККП. В такому випадку трифазний АККП по відношенню до первинного джерела електроенергії є аналогом симетричного активного навантаження, а в СЕЖ мають місце симетричні режими. Наведений в [2] аналіз електромагнітних процесів у ідеальному з точки зору ЕМС з мережею трифазному АККП показав, що коли від симетричної мережі споживаються синусоїдальні, симетричні струми, синфазні з напругами живлення, то по відношенню до мережі такий перетворювач є аналогом активного, лінійного та симетричного навантаження, причому в сталих режимах вхідна потужність перетворювача не залежить від часу, а пульсації вихідної напруги, кратні частоті мережі, відсутні. Тому відпадає потреба у застосуванні фільтруючих елементів зі значними масогабаритними показниками на його виході, що призводить до покращення показників ВТП та СЕЖ в цілому.

Однак навіть при симетричній системі напруг первинного джерела електроенергії в наведеній СЕЖ можливі несиметричні режими, обумовлені неоднаковими навантаженнями фаз. В таких випадках аналіз роботи вхідного трифазного перетворювача з метою вибору значень параметрів елементів та СК і СЗЗ необхідно проводити з урахуванням можливої несиметрії трифазної системи напруг на його вході.

© А.Ф. Жаркін, А.Г. Пазєєв, В.О. Новський, Д.О. Малахатка, 2017

Метою роботи є дослідження впливу параметрів системи керування, системи зворотного зв'язку та вихідного фільтру на якість вихідної напруги трифазних АККП, що побудовані на основі однофазних модулів в стаціонарних симетричних і несиметричних режимах роботи.

Виклад основного матеріалу. Багатомодульний ВТП може бути утворений на основі однофазних АККП з гальванічним зв'язком входу і виходу та вихідною напругою, що може бути обрана на рівні амплітудного значення вхідної напруги, які було запропоновано в [5]. Такі модулі однофазних АККП можуть бути поєднані в багатомодульний трифазний АККП без використання додаткових засобів. Структурна схема трифазного перетворювача наведена на рис. 2. Номінальне значення вихідної напруги обрано близьким до максимального значення амплітуди фазної вхідної напруги, а саме 350В. Так як у ВТП кожен з модулів АККП підключений на фазну напругу, їх робота в частині примусового формування вхідного струму в трифазній схемі не відрізняється від роботи в однофазній схемі. Електромагнітні процеси в однофазних перетворювачах були детально розглянуті в [5, 6], тож зазначимо головне.

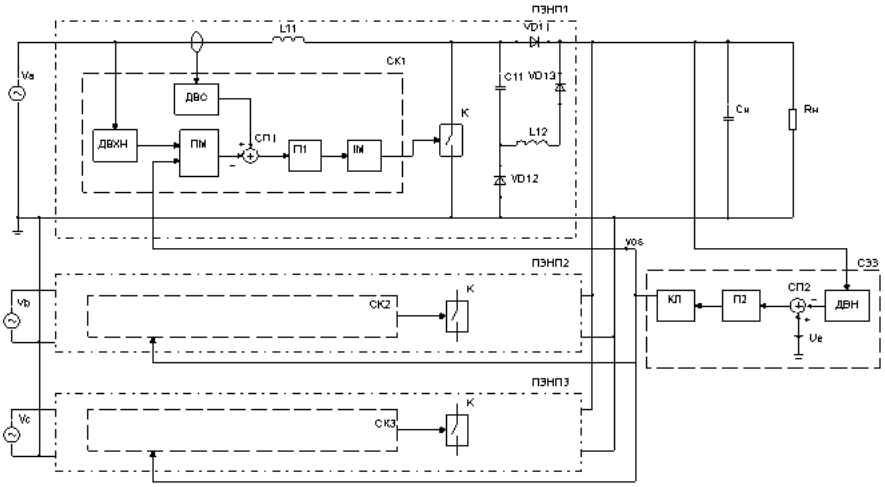


Рис. 2. Структурна схема трифазного АККП.

У СК кожного модуля за еталонний сигнал приймається сигнал з виходу перемножувача ПМ, який утворюється шляхом аналогового перемножування сигналів з ДВХН та СЗЗ. Еталонний сигнал прямо пропорційний відповідній фазній напрузі, а його рівень залежить від сигналу зворотного зв'язку *vos*. Сигнал *vos* виробляється спільною СЗЗ і є однаковим для всіх модулів. У СК порівнюються еталонний сигнал та сигнал з датчика вхідного струму, на основі чого виробляється імпульсна послідовність керування ключем змінного струму К таким чином, щоб сформувати вхідний струм, що близький до еталонного сигналу. Автоматичне керування рівнем еталонного сигналу дає змогу керувати рівнем потужності, що споживається від мережі живлення, а значить і забезпечувати стабілізацію вихідної напруги ВТП. По виходу АККП з'єднані паралельно, та підключені до конденсатору вихідного фільтру $C_н$, який згладжує високочастотні пульсації вихідної напруги, обумовлені імпульсним характером процесів у АККП та пульсацією вхідної потужності при несиметричній вхідній напрузі.

Проведемо аналіз роботи трифазного перетворювача зі стабілізованою вихідною напругою у режимах симетрії та несиметрії вхідної напруги. Дослідження проведемо за допомогою пакету MC9 на імпульсній моделі, схему якої представлено на рис. 3. Вона складається з трьох ідентичних схем імпульсних моделей однофазних перетворювачів, які поєднано у трифазну систему згідно структурної схеми рис. 2. Схеми імпульсних моделей однофазних перетворювачів описані у [7]. Вхідна трифазна система напруг утворена джерелами синусоїдальної напруги V_a, V_b, V_c, які визначаються виразами

$$\begin{aligned} V_a &= k_A U_m \sin \omega t; \\ V_b &= k_B U_m \sin(\omega t + \phi_B); \\ V_c &= k_C U_m \sin(\omega t + \phi_C), \end{aligned} \qquad (1)$$

де k_A, k_B, k_C – коефіцієнти, що відображують відхилення амплітуди напруг фаз A, B, C від номінального значення, φ_B , φ_C – фазовий зсув фаз B та C відносно фази A. Резистори R_a, R_b, R_c та R_{nul} відповідають опорам фазного та нульового проводів мережі. Конденсатори C21 – C23 на виході модулів АККП встановлені для покращення комутаційних процесів, мають ємність у одиниці мікрофарад і суттєво не впливають на характер процесів у вихідних ланцюгах. Резистори R_{2a}, R_{2b}, R_{2c} та R_{out} використовуються як шунти для вимірювання вихідних струмів модулів АККП та сумарного вихідного струму ВТП. Враховуючи, що струм крізь R_{out} має імпульсний характер, для його вимірювання використано інтегруючу ланку з елементів R_{f1}=R_{f2}=1кОм, C_{f1}=0,2мкФ. При R_{out}=0,01Ом сигнал V(CIOUT)×200, рівний напрузі на C_{f1}, дорівнює середньоінтегральному на періоді комутацій значенню вихідного струму. Інші елементи в імпульсній моделі трифазного перетворювача відповідають аналогічним елементам однофазної імпульсної моделі. Вихідний фільтр представлений конденсатором $C_н$, а навантаження – резистором $R_н$. У схемі СЗЗ моделі датчик вихідної напруги ДВН виконаний у вигляді джерела напруги, керованого напругою E4, з коефіцієнтом передачі 1/70; джерело еталонної напруги U_e - у вигляді джерела постійної напруги V1; система порівняння СП2 виконані у вигляді суматора X15 з коефіцієнтами передачі входів «-1» та «1»; підсилювач сигналу зворотного зв'язку П2 виконаний як обмежуюча ланка X14 з коефіцієнтом передачі 40 та рівнями обмеження [-10,10]; корегувальна ланка (КЛ) виконана у вигляді найпростішого фільтру на R_{k1}, $R_{к2}$, $C_{кл}$ (R_{k1}=$R_{к2}$=10кОм); обмежувач сигналу X13 введений для обмеження сигналу зворотного зв'язку

(vos на схемах) у межах [0,1], що моделює можливість фізичної реалізації каналу зворотного зв'язку на реальних компонентах. Абсолютні величини параметрів елементів вказані тут і далі, як приклад, для можливості проведення аналізу за допомогою пакету МС9.

Параметри силових елементів моделі та СК кожного з АККП були обрані на основі аналізу роботи однофазних перетворювачів для мінімізації спотворень вхідного струму [6] та забезпечення необхідної сумарної потужності трифазного перетворювача, що дорівнює потрійній потужності кожного з модулів. Параметри елементів СЗЗ були обрані для забезпечення номінальної вихідної напруги у 350В з роботи [8]. Параметри вихідної ємності та навантаження обирались дискретно, так як метою моделювання було отримати загальні оцінки роботи однофазних АККП, які поєднано у ВТП.

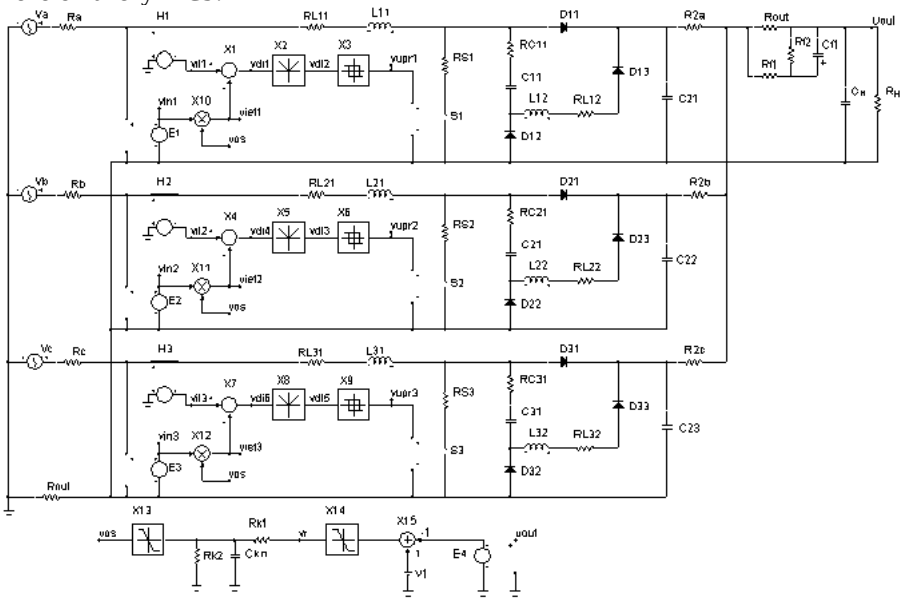


Рис. 3. Схема імпульсної моделі ВТП.

На імпульсній моделі трифазного перетворювача було проведено комплекс розрахунків у пакеті схемо технічного моделювання МС9 для різних вхідних даних. Контролю підлягали вхідні фазні струми (сигнали V(VIL1) – V(VIL3)), сигнали з датчиків вхідної напруги (V(VIN1) – V(VIN3)), вихідна напруга ВТП $U_н$ (сигнал V(UOUT)), струм у нульовому проводі I(Rnul), сигнал зворотного зв'язку v(vos) та сигнал V(CIOUT)×200.

Проведемо дослідження **симетричного** режиму, для якого значення коефіцієнтів k_A, k_B, k_C дорівнюють одиниці, фазові зсуви вхідних напруг фаз В та С дорівнюють $\varphi_B = -2\pi/3$, $\varphi_C = -4\pi/3$. Значення параметрів інших елементів моделі прийняті такими: L_{11}-L_{22}=20 мГн, C_{11}-C_{31}=1 мкФ, коефіцієнти передачі датчиків вхідної напруги E1-E3, які дорівнюють коефіцієнту k_1 , обрані для забезпечення вихідної потужності у 1,5 кВт при найменшій вхідній напрузі.

Звернемось до рис. 4 та рис. 5. На них представлені результати розрахунків величин, що підлягали контролю, для значень ΔI=0,62А, $C_н$=600мкФ, $R_н$=82Ом та значень ємності КЛ $C_{кл}$, що дорівнюють 0,1 мкФ та 5 мкФ.

З порівняння графіків вхідного струму V(VIL1) – V(VIL3) видно, що при менших значеннях ємності $C_{кл}$ вхідні фазні струми зазнають значних спотворень, що обумовлено відносно великою амплітудою пульсацій та несинусоїдальною формою сигналу зворотного зв'язку v(vos). Таку форму сигналу v(vos) при малих значеннях $C_{кл}$ (тобто при слабкій фільтрації низькочастотної складової сигналу різниці *vr*) можна пояснити не ідеальністю АККП та СК у частині формування вхідного струму та імпульсним характером останнього, що призводить до присутності в вихідному струмі ВТП (сигнал V(CIOUT)×200 на граф.) навіть при симетричній вхідній напрузі високочастотної складової, у спектрі якої присутня яскраво виражена гармоніка з потрійною частотою мережі.

З графіків V(UOUT) видно, що у вихідній напрузі перетворювача присутні пульсації на потрійній частоті мережі, рівень яких при незмінній ємності вихідного фільтру залежить від значень ємності КЛ, при цьому при більших значеннях $C_{кл}$ (5мкФ) пульсації менші (рис. 5).

У той же час при ємності $C_{кл}$=0,1мкФ (рис.4) рівень пульсацій вихідної напруги зменшується, але зростають спотворення форми вхідних струмів. Такий перебіг процесів при менших значеннях $C_{кл}$ можна пояснити тим, що при малих $C_{кл}$ фазовий зсув сигналу v(vos) відносно фази

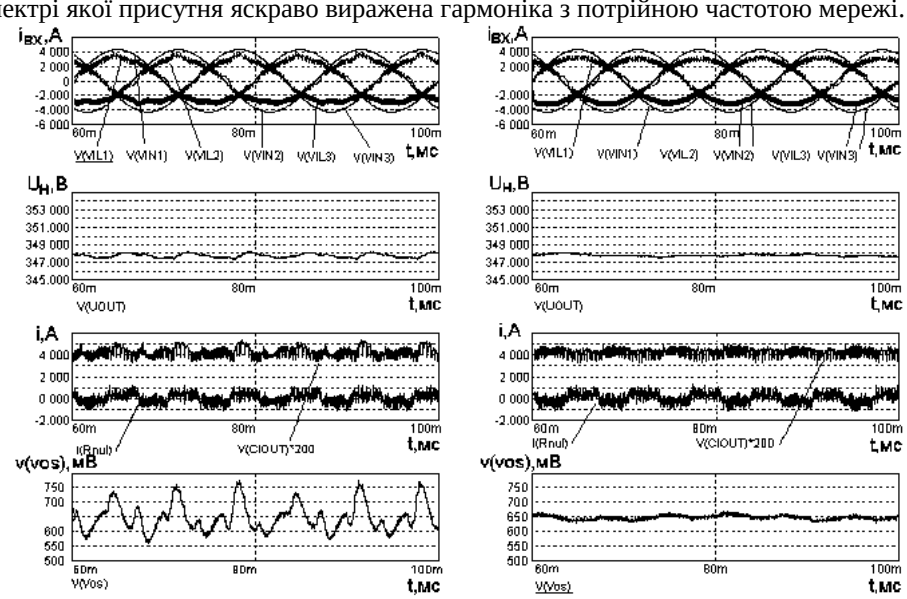


Рис.4. Симетричний режим: $C_{кл}$=0,1мкФ. Рис.5. Симетричний режим $C_{кл}$=5мкФ.

вихідної напруги наближується до 180^0, тож сигнал на виході СЗЗ має таку форму, аби зменшити пульсації напруги за рахунок зміни вихідного струму ВТП, при цьому зазнає спотворення форма вхідного струму.

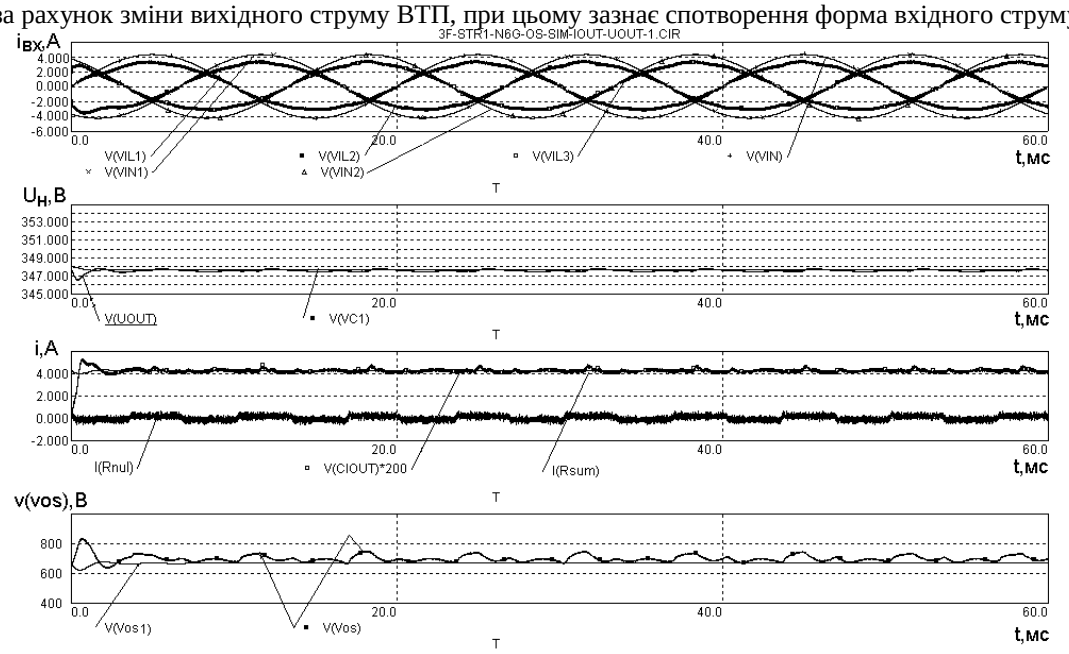


Рис. 6. Симетричний режим: ΔI=0,32А, $C_н$=600мкФ, $C_{кл}$=0,1мкФ.

Для перевірки припущення про значний вплив на описані процеси такого інтегрального показника СК як відхилення вхідного струму від еталону були проведені розрахунки роботи схеми при значеннях ΔI=0,32А, $C_н$=600мкФ та $C_{кл}$=0,1мкФ, результати яких наведено на рис.6. Порівнюючи їх з графіками на рис. 4 (на якому також $C_{кл}$=0,1мкФ) можна побачити, що при зменшенні відхилення вхідного струму від еталону як рівень пульсацій вихідної напруги, так і спотворення вхідного струму зменшуються, вихідний струм ВТП має значно кращу форму, його середньоінтегральне на періоді комутацій значення наближується до постійного в усталеному режимі. Такий результат свідчить про переважаючий вплив не ідеальності СК у частині формування вхідного струму на пульсації вихідної напруги у трифазному перетворювачі в симетричних режимах, а також про можливість забезпечити прийнятні форму як вхідного струму, так і вихідної напруги при відповідному та узгодженому виборі параметрів системи керування та параметрів системи зворотного зв'язку.

Відомо, що за малих значень сталої часу корегувальних ланок у системах зі стабілізацією вихідної напруги значно покращуються такі параметри перехідних процесів, як час встановлення вихідної напруги при перемиканнях навантаження та можливі викиди та провали вихідної напруги. Тож можливість забезпечення малих значень сталої часу корегувальної ланки при збереженні досить низьких значень спотворення вхідного струму, що обумовлені негативним впливом на еталонний сигнал струму системи зворотного зв'язку, є позитивною властивістю трифазних перетворювачів змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності у симетричних режимах вхідної трифазної напруги.

Досягнення оптимальних параметрів СК, значень вихідної ємності та параметрів СЗЗ для вказаного режиму роботи перетворювача виходять за рамки мети роботи і потребують додаткових досліджень.

На рис. 4 – рис. 6 наведено криву струму у нульовому проводі I(Rnul). Порівнюючи графіки відмітимо, що у кривій струму крім високочастотних складових наявні пульсації з потрійною частотою мережі, при чому їх рівень також залежить від значення Δ*I*, і при зменшенні Δ*I* зменшується пропорційно. Так для наведених прикладів розрахунків роботи перетворювача потужністю 1,5кВт рівень пульсацій струму у нульовому проводі на потрійній частоті мережі складає приблизно 0,35А при ΔI=0,62А та 0,27А при ΔI=0,32А.

Розглянемо надалі **несиметричний** режим роботи перетворювача. Аналіз проведемо при розрахунках роботи ВТП на імпульсній моделі, схему якої наведено на рис.3. Приймемо, що фазова несиметрія відсутня, а коефіцієнти k_A, k_B, k_C знаходяться у співвідношенні 1,1:1:0,9, що значно перевищує встановлені стандартом ДСТУ EN50160:2014 норми допустимої несиметрії напруг низьковольтної мережі, але цілком вірогідне у автономних СЕЖ. Розрахунки проведемо при значеннях опору навантаження $R_н$=82Ом та параметрах СК та СЗЗ такими ж, як і при аналізі симетричного режиму. Графіки вихідного струму ВТП зсунуті вгору на 2А.

На рис. 7 наведені графіки, отримані в результаті розрахунків при значеннях $C_н$ =600мкФ та $C_{кл}$=1мкФ. З них видно, що вхідні фазні струмі ВТП зазнають значних спотворень, пульсації вихідної напруги мають виражений несинусоїдальний характер, наявні значні періодичні несинусоїдальні пульсації сигналу зворотного зв'язку, підвищений рівень пульсацій вихідної напруги та вихідного струму ВТП на подвійній частоті мережі. Такий перебіг процесів в перетворювачі пояснюється незадовільним коефіцієнтом передачі КЛ СЗЗ, що призводить до спотворень еталонних сигналів струму і через це до негативного впливу на показники якості як вхідного струму так і вихідної напруги. Для їх покращення необхідно збільшити ємність конденсатора КЛ $C_{кл}$.

Звернемось до рис. 8 та рис. 9, на яких наведено результати розрахунків при тій же ємності вихідного фільтру $C_н$ та значеннях ємності $C_{кл}$, що дорівнюють 5 мкФ та 10 мкФ відповідно. З аналізу графіків вихідної напруги та вхідних струмів на цих рисунках помітно, що при несиметричному режимі вхідних напруг у вихідній стабілізованій напрузі ВТП переважають пульсації з подвійною частотою мережі, причому при меншому значенні ємності $C_{кл}$ пульсації вихідної напруги більші, а вхідні фазні струми зазнають спотворень.

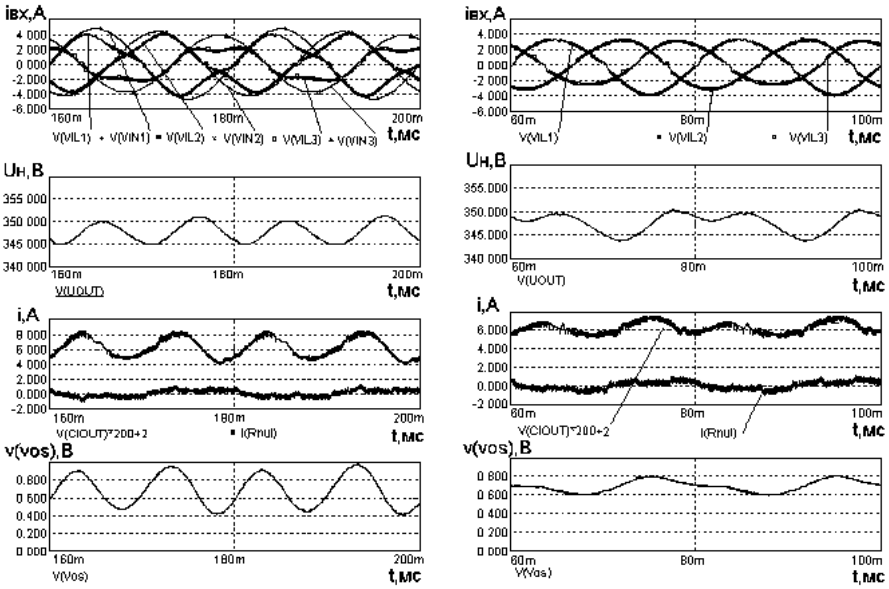


Рис.7. Несиметричний режим, $C_{кл}$=1мкФ. Рис.8. Несиметричний режим, $C_{кл}$=5 мкФ.

З аналізу графіків вхідних струмів на рис. 9 видно, що форма кривих фазних струмів у несиметричному режимі при $C_{кл}$=10мкФ є наближеною до синусоїдальної, а амплітудні значення вхідних струмів різняться приблизно так же, як і значення еталонних сигналів струму. Це пояснюється відносно великим коефіцієнтом фільтрації КЛ за прийнятих параметрів елементів та пропорційності еталонних сигналів струмів фазним напругам мережі.

З аналізу результатів розрахунків, які наведені на рис. 9 можна зробити висновок, що при відповідному виборі параметрів СК, С33 та значень вихідної ємності, можливо забезпечити наближену до синусоїдальної форму вхідних струмів при відносно невеликих значеннях пульсацій вихідної напруги.

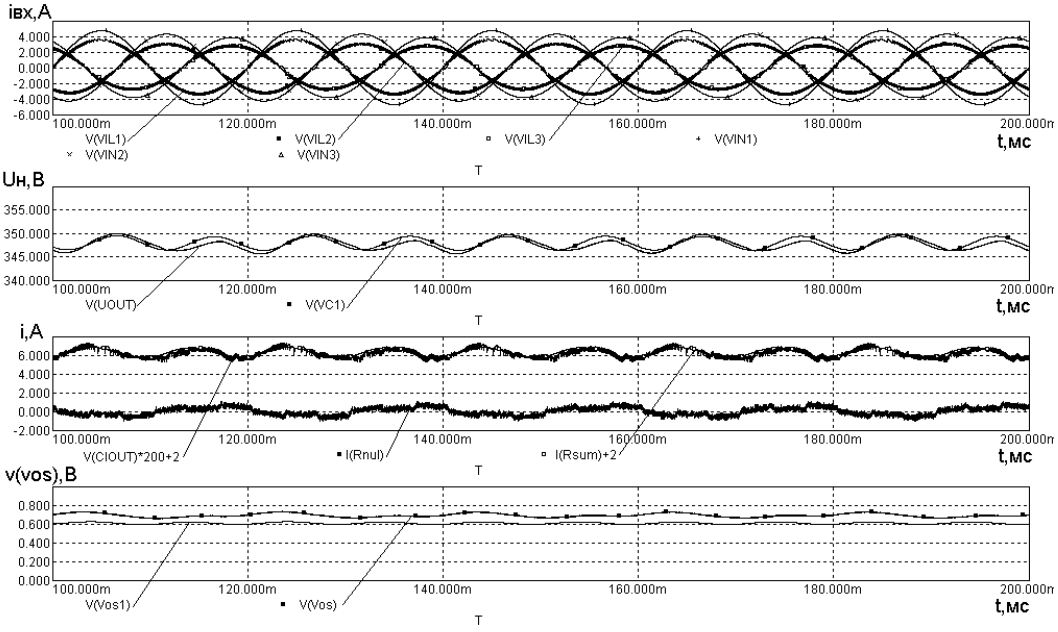


Рис. 9. Несиметричний режим. $C_н$=600мкФ, $C_{кл}$=10мкФ.

Висновки. Підсумовуючи результати наведеного аналізу роботи трифазного перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнта потужності зробимо наступні висновки.

1. Запропонована схема однофазного перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності та гальванічним зв’язком входу з виходом дозволяє на її основі побудувати трифазні перетворювачі, шляхом простого підключення окремих однофазних модулів до фазних напруг мережі, та їх паралельного з’єднання по виходу. При цьому можливо забезпечити високі значення електромагнітної сумісності з мережею та, на відміну від інших способів побудови ВТП, з'являється можливість забезпечення вихідної напруги на рівні максимального значення амплітуди фазної напруги мережі (350В для мереж 380/220В у наведених прикладах).

Робота кожного з однофазних модулів в частині формування вхідного струму не відрізняється від їх роботи у однофазній мережі. В той же час процеси у вихідних ланцюгах трифазного перетворювача змінної наруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності в значній мірі залежать від характеру вхідної трифазної системи напруг.

2. В симетричних режимах мережі у вихідній напрузі перетворювача присутні гармоніки нульової послідовності, наявність яких пов'язана з імпульсним характером формування вхідного струму та присутністю гармонік нульової послідовності у вихідному струмі однофазних модулів. Це викликано обмеженими значеннями реальних параметрів силових реактивних та перемикаючих елементів АККП, неідеальністю СК (тобто присутністю визначеного відхилення вхідного струму від еталону) та СЗЗ (кінцеве значення сталої часу КЛ). Найбільш вираженими є пульсації на потрійній частоті мережі, рівень яких в основному визначається значеннями відхилення вхідного струму від еталону. Зважуючи на незначний рівень вказаних гармонік, що складає одиниці відсотків від номінального значення вхідного струму, обумовлені ними пульсації вихідної напруги легко згладжуються відносно незначною ємністю конденсатору вихідного фільтру. При цьому у симетричному режимі можливе досягнення високих показників якості як вхідного струму, так і вихідної напруги при відносно малих значеннях сталої часу корегувальної ланки, що позитивно впливає на динамічні режими в перетворювачі.

3. В несиметричних режимах мережі при відповідному виборі параметрів СК та СЗЗ зберігається покращена ЕМС перетворювача з мережею, але у вихідній напрузі з'являються пульсації на подвійній частоті мережі, рівень яких може значно перевищувати пульсації, що визначаються імпульсним характером процесів у схемі. Тому при можливості виникнення в СЕЖ з вхідним перетворювачем несиметричних режимів вибір параметрів елементів схеми та системи керування необхідно проводити з урахуванням можливої несиметрії вхідної трифазної напруги та приймати заходи для зменшення пульсацій вихідної напруги, наприклад, за рахунок вибору більшого значення ємності вихідного фільтру та збільшення сталої часу корегувальної ланки в системі зворотного зв'язку.

Список літератури: 1. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / под. ред. В. Г. Костикова. – М: Радио и связь, 1990. – 192с. 2. Шидловский А. К. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А. К. Шидловский, А. В. Козлов, Н. С. Комаров, Г. А. Москаленко. – К.: Наукова думка, 1993. – 272 с. 3. Климов В.П. Топологии источников бесперебойного питания переменного тока (ИБП) / В.П. Климов, А.А. Портнов, В.В. Зуенко // Электронные компоненты. – 2003. – №7. Режим доступу: http://www.tensy.ru/article04.html. 4. Коваленко К. ИБП-2006: новинки и тенденции / К. Коваленко // Режим доступу: www.sib.com.ua/arhiv_2007/2007-1/2007_1_UPS_2006_1.htm. 5. Пат. України № 27643, 6 H02M7/00, 7/525. Перетворювач змінної напруги на постійну / Шидловский А.К., Комаров М.С., Москаленко Г. О., Пазєєв А.Г.; Заявник та патентовласник ІЕД НАН України. – опубл. 15.09.2000, Бюл. № 4. 6. Жаркін А.Ф. Дослідження гармонічного складу кривої вхідного струму перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнта потужності / А. Ф. Жаркін, А. Г. Пазєєв // Техн. електродинаміка. – 2006. – №4. – С. 12 – 17. 7. Шидловський А.К. Безперервні наближені моделі перетворювачів змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності / А.К. Шидловський, А.Ф. Жаркін, А.Г. Пазєєв // Техн. Електродинаміка. – 2011. – № 6. – С. 11–17. 8. Пазєєв А.Г. Аналіз статичної нестабільності вихідної напруги в активних корректорах коефіцієнта потужності / А.Г. Пазєєв // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2011. – Вип.30. – С. 24 – 28.

Bibliography (transliterated): 1. Funktsionalnyie ustroystva sistem elektropitaniya nazemnoy REA / pod. red. V. G. Kostikova. – M: Radio i svyaz, 1990. – 192s. 2. Shidlovskiy A. K. Tranzistornyie preobrazovateli s uluchshennoy elektromagnitnoy sovmestimostyu / A. K. Shidlovskiy, A. V. Kozlov, N. S. Komarov, G. A. Moskalenko. – K.: Naukova dumka, 1993. – 272 s. 3. Klimov V.P. Topologii istochnikov bespereboynogo pitaniya peremennogo toka (IBP) / V.P. Klimov, A.A. Portnov, V.V. Zuenko // Elektronnyie komponentyi. – 2003. – №7. Rezhim dostupu: http://www.tensy.ru/article04.html. 4. Kovalenko K. IBP-2006: novinki i tendentsii / K. Kovalenko // Rezhim dostupu: www.sib.com.ua/arhiv_2007/2007-1/2007_1_UPS_2006_1.htm. 5. Pat. Ukrainy № 27643, 6 H02M7/00, 7/525. Peretvoriuvach zminnoi napruhy na postiinu / Shydlovskyi A. K., Komarov M. S., Moskalenko H. O., Pazieiev A. H.; Zaiavnyk ta patentovlasnyk IED NAN Ukrainy. – opubl. 15.09.2000, Biul. № 4. 6. Zharkin A. F. Doslidzhennia harmonichnoho skladu kryvoi vkhidnoho strumu peretvoriuvacha zminnoi napruhy na postiinu z korektsiieiu koefitsiienta potuzhnosti / A. F. Zharkin, A. H. Pazieiev // Tekhn. elektrodynamika. – 2006. – №4. – S. 12 – 17. 7. Shydlovskyi A.K. Bezperervni nablyzheni modeli peretvoriuvachiv zminnoi napruhy v postiinu z aktyvnoiu korektsiieiu koefitsiienta potuzhnosti / A.K. Shydlovskyi, A.F. Zharkin, A.H. Pazieiev // Tekhn. Elektrodynamika. – 2011. – № 6. – S. 11–17. 8. Pazieiev A.H. Analiz statychnoi nestabilnosti vykhidnoi napruhy v aktyvnykh korrektorakh koefitsiienta potuzhnosti / A.H. Pazieiev // Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy. – 2011. – Vyp.30. – S. 24 – 28.

Надійшла 06.05.2017

УДК 621.331.4

В. В. ЗАМАРУЄВ, канд. техн. наук, проф., НТУ «ХПІ»;
Б. О. СТИСЛО, аспір., НТУ «ХПІ»;
Є. М. КОСАРЄВ, аспір., Дніпровський національний університет залізничного транспорту.

ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ ШЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Вступ. Залізничний транспорт є базовою галуззю національної економіки та основою її транспортної системи, забезпечує понад дві третини загального вантажо- та пасажирообігу [1] і є однією з найбільш енергоємних галузей. За приростом споживання енергоносіїв в 2010-2015 роках транспортний сектор України посів друге місце після промисловості і в загальному енергетичному балансі має питому енергоємність близько 25…30 %. В загальнодержавному балансі електроспоживання залізниці України посідають 4 місце за енергоємністю виробництва. Більше 80 % енерговитрат електрифікованого транспорту припадає на електричну тягу. У собівартості таких перевезень енергетична складова сьогодні оцінюється на рівні 21…25 % і має тенденцію до зростання. Зниження цього показника потребує розвитку інноваційних енергозберігаючих технологій та безпосередньо пов'язано з реалізацією програми сталого розвитку «Україна – 2020» [2].

Впровадження швидкісного руху, збільшення вагових норм потягів обумовлює необхідність нарощування провізної здатності залізниць, але застосовувані системи тягового електропостачання постійного струму не завжди в змозі забезпечити передачу для цих потягів електричної енергії необхідної потужності і високої якості. До числа основних обмежень відноситься зниження напруги на струмоприймачі електровоза нижче допустимого для нормальної експлуатації значення 2700 В (для швидкісного руху 2900 В) і нагрівання проводів контактної мережі, що призводить до втраті їх механічної міцності. [3].

Підвищення енергоефективності та зниження енергоємності залізничної галузі згідно з [4] можливе за рахунок впровадження систем електричної тяги з використанням батарейних систем накопичення енергії (БСНЕ) (BESS – battery energy storage system) призначених для запасання енергії рекуперації та компенсації піків споживаного струму і провалів напруги при поверненні енергії з накопичувача в контактну мережу. Така система не є новою і експлуатується з 1988 р. Але поява нових типів акумуляторних батарей та двошарових конденсаторів створили основу для побудови високоефективних батарейних підстанцій (ABS – auxiliary battery substation), які широко використовуються для підвищення ефективності електрифікованого рейкового транспорту США та Японії. Дослідницька діяльність в області накопичувачів для залізничних систем спрямована в основному на метро та легкорейкові мережі [5-7]. Але в [8] представлено дослідження роботи ділянки постійного струму 3,0 кВ довжиною 15,8 км з консольним живленням контактної мережі та застосуванням ABS. В порівнянні з базовим розрахунком (без застосування ABS) при проходженні ділянкою поїзда ETR 1000 з встановленою швидкістю 125 км/год включення батарейної підстанції потужністю 2 та 4 МВт зменшило втрати напруги на 15 та 20,16 % і потужності на 3,75 та 4,89 % відповідно.

Постановка задачі. Нерівномірність споживання енергії протягом доби – одна з основних проблем систем тягового електропостачання залізничного транспорту та енергетики в цілому. Типовий графік споживання електроенергії в системі електропостачання залізниці має свої максимальні та мінімальні значення впродовж доби та на інтервалах проходження ділянки рухомим складом. У результаті, спостерігаються локальні надлишок і недостача енергії, що призводить до виходу за встановлені норми показників якості електроенергії в системі електропостачання рухомого складу. У тягових мережах постійного струму 3 кВ найважливішими показниками якості електроенергії є відхилення та коливання напруги. Згідно з основним документом, що регламентує роботу залізниць України [9], в системі тягового електропостачання (СТЕ) постійного струму відповідність електроенергії нормам якості визначають лише за двома термінами, що встановлюють рівні напруги: найбільший та найменший. Відхилення та коливання напруги в [10] визначають, відповідно, як тривалі зміни напруги, що призводять до зміни швидкості руху електрорухомого складу та короткочасні, що до такої зміни не призводять.

Очевидним засобом утилізації надлишкової енергії з наступним поверненням її до мережі під час недостачі є застосування накопичувачів електричної енергії. Застосування керованих накопичувачів електричної енергії в системі електроживлення дає змогу вирішувати широкий спектр завдань, таких як: зниження витрат на виробництво електроенергії шляхом згладжування профілю завантаження мережі; збільшення терміну експлуатації обладнання мережі, зниження пікового навантаження на тягові підстанції (ТП); поліпшення якості електричної енергії; підвищення загальної надійності енергетичних систем; дозволяє інтегрувати альтернативні джерела електричної енергії в існуючу електромережу, утилізувати енергію рекуперації.

В свою чергу, використання накопичувачів електроенергії призведе до ускладнення розрахунку енергетичних показників СТЕ. Розрахунок керованої розподіленої СТЕ повинен передбачати розташування на міжпідстанційній зоні ряду підсилюючих пунктів (ПП) з можливістю регулювання їх вихідної потужності в режимі реального часу. Вочевидь зміна схеми електропостачання призведе до додаткових ускладнень при моделюван-

© В.В. Замаруєв, Б.О. Стисло, Є.М. Косарєв, 2017

ні. Такі ускладнення будуть пов'язані з урахуванням впливу сусідніх фідерних зон та раціональним примусовим розподілом потужності паралельно працюючих тягових підстанцій і підсилюючих пунктів для забезпечення мінімуму втрат електричної енергії в тяговій мережі [11]. Апріорі концепція розподіленого живлення з керованими (некерованими) тяговими підстанціями та керованими підсилюючими пунктами передбачає підсилення впливу явища вирівнюючих струмів і, як наслідок, ускладнення розрахунку цих струмів через наявність більшої кількості джерел з різною напругою на шинах.

Матеріали досліджень.

На кафедрі «Інтелектуальні системи електропостачання» Дніпровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна розроблений програмний комплекс «iSET» [12] за допомогою якого проведені оціночні розрахунки показників системи тягового електропостачання дослідної ділянки з підсилюючими пунктами. Дослідна ділянка, яку покладено до основи програмного комплексу, знаходиться на Київському напрямку Придніпровської залізниці, має загальну протяжність 29,6 км, налічує три тягові підстанції (ТП) та характеризується наявністю рекуперативної зони між ТП-2 та ТП-3 (рис. 1).

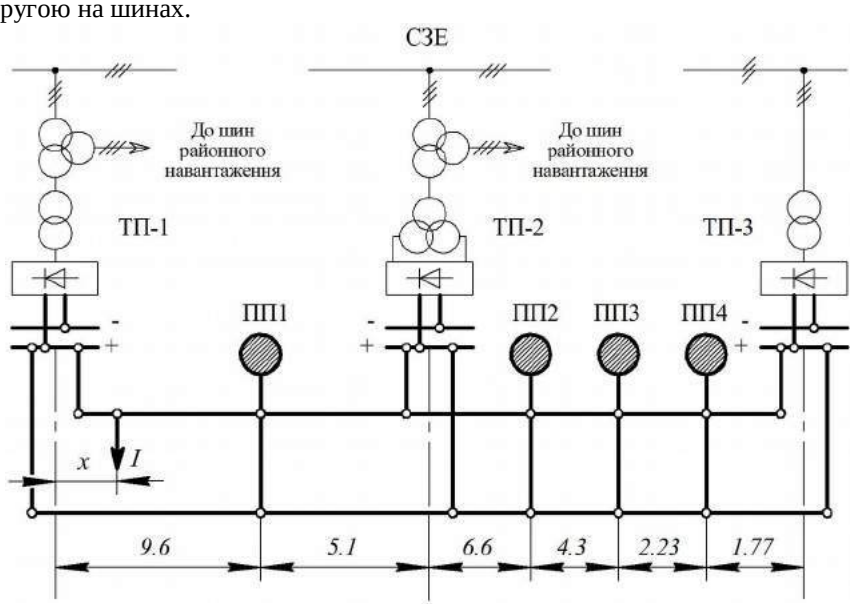


Рис. 1. Схема дослідної ділянки з підсилюючими пунктами

Слід відзначити, що тягові підстанції не обладнані інверторними агрегатами.

Живлення тягової мережі М120+2МФ100+А185+Р65 здійснюється за вузловою та паралельною схемами. В результаті експериментальних досліджень на даній ділянці було отримано напругу на струмоприймачі та струм споживання електрорухомим складом (ЕРС), який використовувався в подальших розрахунках (рис. 2). При проведенні експерименту на ділянці знаходився лише дослідний ЕРС.

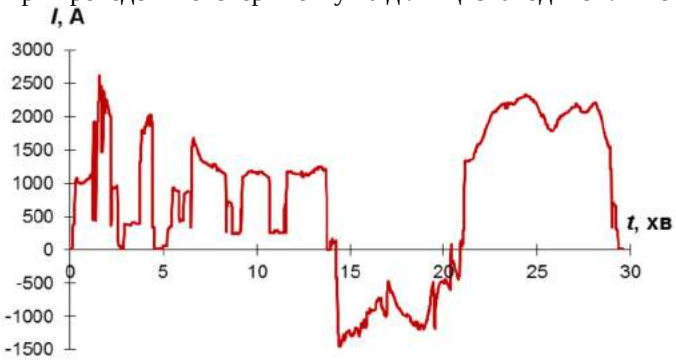


Рис. 2. Струм споживання електрорухомим складом

Розрахунок в програмному середовищі «iSET» передбачає побудову матриці схеми. Дана матриця визначає топологію розрахункової ділянки на координатній сітці, напругу холостого ходу тягових підстанцій, їх внутрішній опір, вузли підключення живлячих фідерів до контактної мережі та вузли з'єднання контактних підвісок. Стовпчики матриці визначають координату кожного підключення, а рядки – тип підключення та параметр джерела живлення. Для ділянки рис. 1, матриця схеми матиме вигляд рис. 3.

$$S=\begin{vmatrix} 0 & 9{,}6 & 14{,}7 & 21{,}3 & 25{,}6 & 27{,}93 & 29{,}6 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 3388 & 0 & 3392 & 0 & 0 & 0 & 3381 \\ 0{,}095 & 0 & 0{,}091 & 0 & 0 & 0 & 0{,}298 \end{vmatrix}$$

Координата, км
Підключення ТП/ПП до першої колії
Підключення ПСК/ППЗ
Підключення ТП/ПП до другої колії
Напруга холостого ходу ТП, В
Внутрішній опір ТП, Ом

Рисунок 3 – Матриця схеми

Напруги холостого ходу тягових підстанцій та їх внутрішній опір були визначені за формулою (1) та (2) відповідно [10].

$$U_0=\frac{U_{ном}}{1-A\cdot\left(\frac{u_k}{100}+\frac{n_0\cdot S_{ном}}{S_{КЗ}}\right)}, \qquad (1)$$

де $U_{ном}$ – номінальна напруга на шинах тягової підстанції, В;

A – коефіцієнт відносного нахилу зовнішньої характеристики випрямного агрегату, що залежить від схеми випрямлення; для шестипульсної A = 0,5, для дванадцятипульсової A = 0,26;

u_k – напруга короткого замикання трансформатора перетворювального агрегату, %;

n_0 – загальне число перетворювальних агрегатів на тяговій підстанції;

$S_{ном}$ – номінальна потужність первинної обмотки трансформатора одного перетворювального агрегату, кВА;

$S_{кз}$ – потужність короткого замикання на шинах від яких отримують живлення перетворювальні агрегати, кВА.

Внутрішній опір тягової підстанції:

$$\rho = \frac{U_0}{I_{ном}} \cdot A \cdot \left(\frac{u_k}{100 \cdot n} + \frac{S_{ном}}{S_{КЗ}} \right), \qquad (2)$$

де $I_{ном}$ – номінальний струм перетворювального агрегату, А;

n – число працюючих агрегатів на тяговій підстанції.

При розрахунках приймалось, що на дослідній ділянці на пунктах секціонування та пункті паралельного з'єднання встановлено підсилюючі пункти з максимальним струмом генерації 1000 А кожен. В результаті проведення розрахункових досліджень отримані часові залежності зміни напруги на струмоприймачі ЕРС при роботі підсилюючих пунктів (рис. 4) та потужності втрат в тяговій мережі (рис. 5).

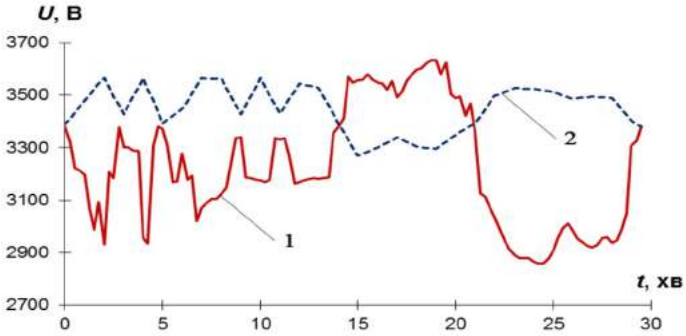


Рис. 4. Напруга на струмоприймачі ЕРС:
1 – експериментальні дослідження;
2 – розрахунок при роботі підсилюючих пунктів

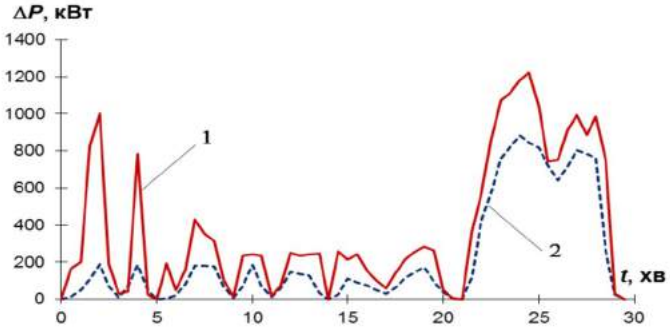


Рис. 5. Потужність втрат в тяговій мережі:
1 – розрахунок без підсилюючих пунктів;
2 – розрахунок при роботі підсилюючих пунктів

З аналізу графіків напруги видно, що підсилюючі пункти використовуються тяговою енергосистемою в якості буфера: генерують додаткову енергію під час знаходження ЕРС в режимі тяги, та накопичують її під час рекуперативного гальмування, тим самим зменшуючи відхилення напруги на струмоприймачі. Середнє значення відхилення напруги на струмоприймачі зменшилось з 7% до 2,75%. При цьому також зменшився розмах зміни напруги з 775 до 297 В. Як видно з рис. 4, потужність втрат в тяговій мережі також зменшились. В цілому, потужність втрат електроенергії за час руху поїзда розрахунковою ділянкою при застосуванні підсилюючих пунктів зменшились на 41,7 %.

Особливості застосування накопичувачів електричної енергії в системі електроживлення залізниці. Незважаючи на наявність великої кількості типів електрохімічних накопичувачів електричної енергії, вибір конкретного типу акумулятора для енергетичних задач обмежується певними вимогами [3]. При виборі конкретного типу накопичувача необхідно враховувати як технічні, так і економічні характеристики. До технічних характеристик можна віднести: ККД, кількість зарядно-розрядних циклів, час заряду, здатність до перевантажень (можливість віддачі імпульсних струмів), частотні характеристики (здатність швидко віддавати енергію). До факторів, що впливають на економічні показники, варто віднести загальну вартість батареї, її час життя. На залізниці БСНЕ може бути розміщено як на ТП і, бажано, між ними на ПП, так і безпосередньо на локомотиві. Оскільки застосування БСНЕ на залізниці забезпечує якість електричної енергії, визначальними факторами є перевантажувальна здатність, частотні характеристики і час заряду. При розміщенні БСНЕ безпосередньо на рухомому складі, визначальним фактором є питома маса накопичувача.

У випадку розміщення БСНЕ на ПП дослідної ділянці (рис. 1), в результаті моделювання було отримано струми споживання для кожного з чотирьох ПП ділянки (рис. 6).

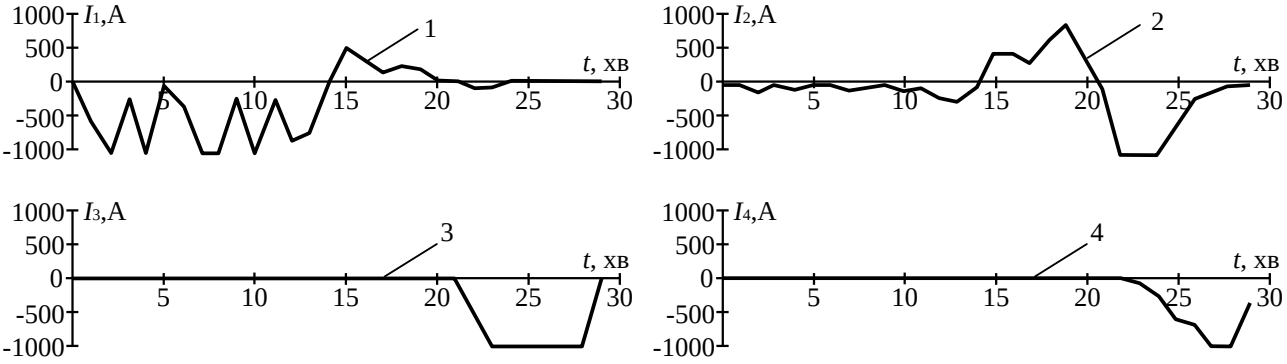


Рис. 6 – Струми споживання ПП

Для забезпечення підсилюючого струму на протязі всього часу проходження ЕРС через дослідну ділянку, необхідно визначити ємності БСНЕ кожного з чотирьох ПП. Знехтувавши величиною енергії рекуперації (припустивши що до БСНЕ не надходила енергія, а лише споживалася на протязі всього інтервалу руху, якщо $i_n > 0$, то вважаємо $i_n = 0$), для дискретних вимірів струму споживання, ємність накопичувача визначається:

$$Q = \Delta t \sum_{0}^{n-1} |i_n| \ , \qquad (3)$$

де Q – ємність БСНЕ, А·год;

n – порядковий номер дискретного виміру;

i – миттєве значення струму споживання БСНЕ, А;

Δt – крок дискретизації вимірів струму споживання, год.

З (3) було отримано значення ємностей ПП1-ПП4 140 А·год, 79 А·год, 109 А·год, 60 А·год відповідно. Видно, що підсилюючі пункти мають досить незначні ємності накопичувачів. Як зазначалося в [3], найкращою сукупністю енергетичних та експлуатаційних характеристик на сьогоднішній день мають $LiFePO_4$ акумулятори. Окрім високої питомої енергоємності, вони мають високу перевантажувальну здатність (номінальний струм розряду складає 3С, короткочасний імпульсний струм розряду – 8С) [13].

Для забезпечення необхідної ємності ПП1 (140 А·год) достатньо паралельно з'єднати п'ять акумуляторних батарей типу IFP117 3.2V 30Ah, проте, за умови максимального струму споживання 1 кА, кількість паралельно з'єднаних батарей має визначатися номінальним струмом споживання.

Номінальна напруга БСНЕ кожного з ПП має бути компромісом між технічними і економічними вимогами. В роботах авторів [14, 15] розглянуто топологію DC/DC перетворювача, який може виконувати функції узгоджуючого перетворювача між БСНЕ і контактною мережею 3,3 кВ. Перетворювач може здійснювати обмін енергією в двох напрямках, має властивість розділеної комутації. При виборі номінальної напруги низьковольтної частини перетворювача, що підключається до БСНЕ, перевагу надано силовим ключам з класом робочої напруги 1,2 кВ, що відповідає номінальній робочій напрузі БСНЕ 600 В.

Частотні характеристики батареї. Кожен з існуючих типів накопичувачів енергії має власні робочі режими, характерні конструктивні та енергетичні параметри. Комбінації цих характеристик визначають раціональні межі експлуатації. Однією з найважливіших енергетичних характеристик БСНЕ є частотний діапазон ефективної роботи накопичувача (частотні характеристики). Верхня межа діапазону зумовлена параметрами паразитних елементів в еквівалентній схемі накопичувача [16]. Частотні діапазони ефективної роботи накопичувачів є різними для існуючих типів накопичувачів електричної енергії і, зазвичай, не перекриваються між собою. Для розширення частотного діапазону в [17-19] запропоновано ідею гібридної БСНЕ, що складається з накопичувачів з різними частотними характеристиками. Очевидно, що якщо конкретний тип накопичувача не може компенсувати коливання потужності на високій частоті, то компенсувати їх повинен накопичувач іншого типу. Це рішення, в першу чергу, дозволяє розширити частотний діапазон ефективної роботи БСНЕ, забезпечуючи ефективний обмін енергією в кожній частотній області.

Для розробки гібридних БСНЕ пропонується спосіб, що визначає мінімальну встановлену потужність кожного з типів накопичувачів, що входять до гібридної БСНЕ. Спосіб заснований на аналізі статистичних даних вимірів струму та напруги в місці встановлення ПП. Проаналізувавши частотний спектр струму споживання ЕРС (Рис. 7), можна задатись мінімально значущою амплітудою струму пульсацій за енергетичним або іншим критерієм, що обумовлює значущі компоненти струму. На частотній осі відзначають області ефективної роботи кожного з типів накопичувачів (Δf_1, Δf_2 Рис. 7), що перекривають частотний діапазон значущих компонентів струму. Частотні компоненти струму, що не ввійшли до області ефективної роботи накопичувачів не будуть компенсуватись БСНЕ. Значущі компоненти струму визначають мінімальну ємність кожного з типів накопичувачів, але для визначення номінальної ємності накопичувача до уваги мають прийматись і компоненти струму, що не перевищують мінімально значущої величини, але увійшли до області ефективної роботи накопичувачів. Ємності накопичувачів отримуються в процентному співвідношенні до повної ємності БСНЕ.

Висновки.

– актуальним варіантом підсилення системи 3,0 кВ постійного струму є установка підсилюючих пунктів на міжпідстанційній зоні. Економічний ефект досягається за рахунок зменшення перетину проводів контактної мережі, зменшення енергії втрат, підтримки необхідного рівня напруги в контактній мережі і збільшення коефіцієнта використання потужності основного енергетичного обладнання при зниженні його встановленої потужності.

– ефективність системи розподіленого типу, особливо при застосуванні альтернативних джерел живлення, буде значно вищою при застосуванні батарейних систем накопичення енергії. Використання БСНЕ в системі тягового електропостачання дозволяє частково або повністю усунути нерівномірності енергоспоживання, приймати надлишкову енергію рекуперації, підтримувати на певному рівні потужність тягової підстанції під час експлуатації та зменшити втрати енергії в зовнішній системі електропостачання.

– керування кожною БСНЕ в режимі реального часу надає можливість перерозподіляти споживану потужність вздовж тягової мережі.

– використання гібридних БСНЕ дозволить експлуатувати накопичувачі електричної енергії в оптимальних частотних діапазонах.

– використання статистичних даних вимірів струму та напруги в місці встановлення ПП дозволяє визначити як потрібну ємність БСНЕ, так і потрібну кількість типів накопичувачів і процентне співвідношення їх ємностей.

Список літератури: **1.** *Гончаров Ю.П.* Повышение эффективности функционирования тягового электроснабжения при применении возобновляемых источников электрической энергии. / Ю. П. Гончаров, В. Г. Сыченко, Д. А. Босый, М. С. Пастушенко, Е. Н. Косарев //Problemy Kolejnictwa, czasopismo naukowe wydawane / Instytut Kolejnictwa. – Warszawa, 2014. – Zeszyt 162. – С. 65-82. **2.** Указ Президента України Про Стратегію сталого розвитку "Україна - 2020" м. Київ 12 січня 2015 року № 5/2015. **3.** *Сиченко В. Г.* Дослідження режимів напруги в системі тягового електропостачання постійного струму / В. Г. Сиченко, Є. М. Косарєв, П. В. Губський, В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, Б. О. Стисло // Електрифікація транспорту – 2016. – № 11. – С. 61-70. **4.** Енергетична стратегія України на період до 2030 року. **5.** *Lee Hanmin, Kim Gildong, Lee Changmu, Joung Euijin* Failed Test of DC 1500 V Stationary Energy Storage System // International Journal of Railway, Vol. 5, No. 3 – September 2012, pp. 124 – 128. **6.** *Z. Li, S. Hoshina, N. Satake, M. Nogi,* "DC/DC converter development for battery energy storage supporting railway DC feeder system" in 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, IEEE 2015, pp. 1655-1660. **7.** *T. Konishi, M. Tobita* Fixed Energy Storage Technology Applied for DC Electrified Railway (Traction Power Substation) in Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, IEEE 2012, pp.1-6. **8.** *Vincenzo Galdi; Giuseppe Graber; Antonio Piccolo; Alfonso Capasso; Regina Lamedica; Alessandro Ruvio* Energy management of Auxiliary Battery Substation supporting high-speed train on 3 kV DC systems Vito Calderaro; Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on 22-25 Nov. 2015. **9.** Правила технічної експлуатації залізниць України. **10.** *Марквардт К. Г.* Электроснабжение электрифицированных железных дорог / К. Г. Марквардт. – М.: Транспорт, 1982. – 528 с. **11.** *Аржаниikов Б.А.* Система управляемого электроснабжения электрифицированных железных дорог постоянного тока: монография / Б. А. Аржанников, 2010 – 176 с. **12.** Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №60711: комп'ютерна програма «Інетелектуальна система електропостачання «iSET» Босий Д. О., Косарєв Є. М., дата реєстрації 20.07.15. **13.** http://a123.com.ua. **14.** *В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло и др.* О «критической» частоте преобразования двухзвенных преобразователей постоянного напряжения со звеном на основе инвертора тока / Електротехніка і електромеханіка – Харків: 2016. Спец. випуск №4(1) Том 1. с. 31-36. **15.** *Ивахно В.В., Замаруев В.В., Стысло Б.А.* О возможности снижения динамических потерь в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения с разделенной коммутацией/Проблеми сучасної електротехніки – 2014, XIII Міжнародна науково-технічна конференція, 2-6 червня, 2014 Київ, Україна: Технічна електродинаміка. Інститут електродинаміки Національної академії наук України № 4, 2014 (июль/август) С. 84 – 86. **16.** http://egdk.ttu.ee/files/parnu2015/Parnu_2015_055-057.pdf **17.** *V. Zamaruiev,* "Battery energy storage system for use in smart power systems" *Energy saving, energetics, energy audit. Special edition, 2013. pp. 77-84.* **18.** *Damith B.* "Single-Phase Grid-Connected LiFePO4 Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System with Interleaved Boost Inverter" *DOI 10.1109/TPEL.2014.2372774.* **19.** *A. Kuperman and I. Aharon,* "Battery–ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, pp. 981-992, 2011.

Bibliography (transliterated): **1.** *Honcharov Y.P.* Povyishenie effektivnosti funktsionirovaniya tyagovogo elektrosnabzheniya pri primenenii vozobnovlyaemyih istochnikov elektricheskoy energii. / Yu.P. Goncharov, V. G. Syichenko, D. A. Bosyiy, M. S. Pastushenko, E. N. Kosarev //Problemy Kolejnictwa, czasopismo naukowe wydawane / Instytut Kolejnictwa. – Warszawa, 2014. – Zeszyt 162. – C. 65-82. **2.** Ukaz Prezydenta Ukrayiny Pro Strategiyu stalogo rozvytku "Ukraine - 2020" m. Kyiv January, 12 2015 № 5/2015. **3.** *Sychenko V. G.* Doslidzhennya rezhymiv naprugy v systemi tyagovogo elektropostachannya postijnogo strumu / V. G. Sychenko, Ye. M. Kosaryev, P. V. Gubskyj, V. V. Zamaruiev, V. V. Ivakhno, B. O. Styslo // Elektryfikaciya transportu – 2016. – № 11. – C. 61-70. **4.** Energetychna strategiya Ukrayiny na period do 2030 roku. **5.** *Lee Hanmin, Kim Gildong, Lee Changmu, Joung Euijin* Failed Test of DC 1500 V Stationary Energy Storage System // International Journal of Railway, Vol. 5, No. 3 – September 2012, pp. 124 – 128. **6.** *Z. Li, S. Hoshina, N. Satake, M. Nogi,* "DC/DC converter development for battery energy storage supporting railway DC feeder system" in 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, IEEE 2015, pp. 1655-1660. **7.** *T. Konishi, M. Tobita* Fixed Energy Storage Technology Applied for DC Electrified Railway (Traction Power Substation) in Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, IEEE 2012, pp.1-6. **8.** *Vincenzo Galdi; Giuseppe Graber; Antonio Piccolo; Alfonso Capasso; Regina Lamedica; Alessandro Ruvio* Energy management of Auxiliary Battery Substation supporting high-speed train on 3 kV DC systems Vito Calderaro; Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on 22-25 Nov. 2015. **9.** Правила технічної експлуатації залізниць України. **10.** *Markvardt K. G.* Elektrosnabzhenie elektrifitsirovannyih zheleznyih dorog / K. G. Markvardt. – M.: Transport, 1982. – 528 s. **11.** Arzhaniikov B.A. Sistema upravlyaemogo elektrosnabzheniya elektrifitsirovannyih zheleznyih dorog postoyannogo toka: monografiya / B. A. Arzhannikov, 2010 – 176 p. **12.** Svidoctvo pro reyestraciyu avtorskogo prava na tvir #60711: Kompyuterna programa «Inetelektualna systema elektropostachannya «iSET» Bosy D. O., Kosaryev Ye. M., data reyestraciyi 20.07.15. **13.** http://a123.com.ua. **14.** *V.V. Ivakhno, V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo, A.S. Yasko.* O «kriticheskoj» chastote preobrazovaniya dvuhzvennyih preobrazovateley postoyannogo napryazheniya so zvenom na osnove invertora toka / Elektrotehnika i elektromehanika – Kharkiv: 2016. Spets. vipusk №4(1) Tom 1. p. 31-36. **13**. V.V. Ivakhno, *V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo* O vozmozhnosti snizheniya dinamicheskih poter v dvuhzvennom preobrazovatele postoyannogo napryazheniya s razdelennoy kommutatsiey / Problemy suchasnoi elektrotehniki – 2014, Kyiv, Ukraine: № 4, 2014 (July/August) p. 84 – 86. **16.** http://egdk.ttu.ee/files/parnu2015/Parnu_2015_055-057.pdf **17.** *V. Zamaruiev,* "Battery energy storage system for use in smart power systems" *Energy saving, energetics, energy audit. Special edition, 2013. pp. 77-84.* **18.** *Damith B.* "Single-Phase Grid-Connected LiFePO4 Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System with Interleaved Boost Inverter" *DOI 10.1109/TPEL.2014.2372774.* **19.** *A. Kuperman and I. Aharon,* "Battery–ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, pp. 981-992, 2011.

Надійшла 29.05.2017

УДК 62-83:612.313

Г. С. БЕЛОХА, канд. техн. наук, доц., Донбасский государственный технический университет, Лисичанск.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНО СОВМЕСТИМЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

Введение. В промышленности широко применяется нагрев металла, выбор метода нагрева существенно влияет на его качество. Высокочастотный индукционный нагрев на базе полупроводниковых преобразователей применяется в различных технологических операциях, в том числе и для нагрева заготовок перед пластической деформацией (ковкой, штамповкой, прокаткой и т.д.).

По сравнению с другими видами нагрева индукционный нагрев обладает множеством преимуществ, таких как экономичность, бесконтактность, высокая интенсивность нагрева и возможность качественного и точного управления процессом нагрева заготовок.

При нагреве под пластическую деформацию необходимо поддерживать равномерную температуру нагрева. Высокая температура приводит к существенному изменению магнитной проницаемости, удельного сопротивления, что приводит к изменению полного сопротивления системы «индуктор–нагреваемое тело».

Устройства индукционного нагрева являются сложными техническими объектами, в которых происходят физические процессы, имеющие различную природу. Источник питания является одним из главных звеньев цепи. Наиболее эффективными источниками питания для устройств индукционного нагрева перед последующей пластической деформации являются тиристорные и транзисторные преобразователи частоты. Транзисторные инверторы являются предпочтительными, поскольку имеется возможность выключения транзистора, не в нуле тока, а тогда, когда это необходимо. Использование резонансных инверторов с транзисторами и обратными диодами позволяет исключить бестоковые паузы тока нагрузки, что значительно улучшает гармонический состав выходного тока. Так же наличие обратных диодов позволяет исключить возможность возникновения перегрузок по напряжению.

Источники питания индукционного нагрева являются преобразователями частоты, которые преобразуют мощность питающей сети (50 Гц) в требуемую однофазную мощность на частоте, необходимой для процессов индукционного нагрева [1, 2].

Одной из основных задач силовой электроники является обеспечение электромагнитной совместимости полупроводниковых преобразователей с питающей сетью переменного тока, международные и государственные стандарты жестко ограничивают эмиссию в сеть высших гармоник тока. Большинство современных потребителей электрической энергии являются нелинейными нагрузками, что приводит к искажению формы потребляемого из сети тока. Использование активных выпрямителей в составе преобразователей частоты для индукционного нагрева позволяет решить проблему электромагнитной совместимости.

Обобщенная схема преобразователей частоты представлена на рисунке 1. Она имеет входной выпрямитель, обеспечивающий необходимую постоянную величину выходного напряжения, фильтр для согласования работы, резонансный инвертор и нагрузку.

Возможны три способа регулирования параметров нагрузки:

– стабилизация напряжения на нагрузке;

– стабилизация тока звена постоянного тока на номинальном уровне, в этом режиме нагрузке передается максимальная мощность;

– стабилизация мощности нагрузки для равномерного нагрева заготовки.

Поскольку нагрев осуществляется перед пластической деформации, то необходимо точно и непрерывно регулировать мощность нагрузки для равномерного нагрева заготовки.

Цель работы. Разработка преобразователя частоты электромагнитно совместимого с сетью для индукционного нагрева с регулированием и стабилизацией мощности нагрузки .

Материал и результаты исследований.

Функциональная схема предлагаемого преобразователя частоты представлена на рисунке 2.

Преобразователь частоты состоит из активного выпрямителя формирующего синусоидальные токи потребляемые из сети, обеспечивая электромагнитную совместимость преобразователя с сетью, звена постоянного напряжения, выходное напряжение которого обеспечивает питания резонансного инвертора, резонансного инвертора, преобразующего постоянный ток в однофазный высокочастотный переменный ток, нагрузки и системы управления.

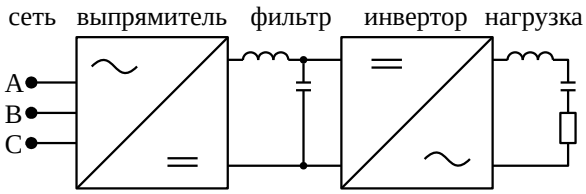


Рис. 1 Схема преобразователя частоты для индукционного нагрева

© Г.С. Белоха, 2017

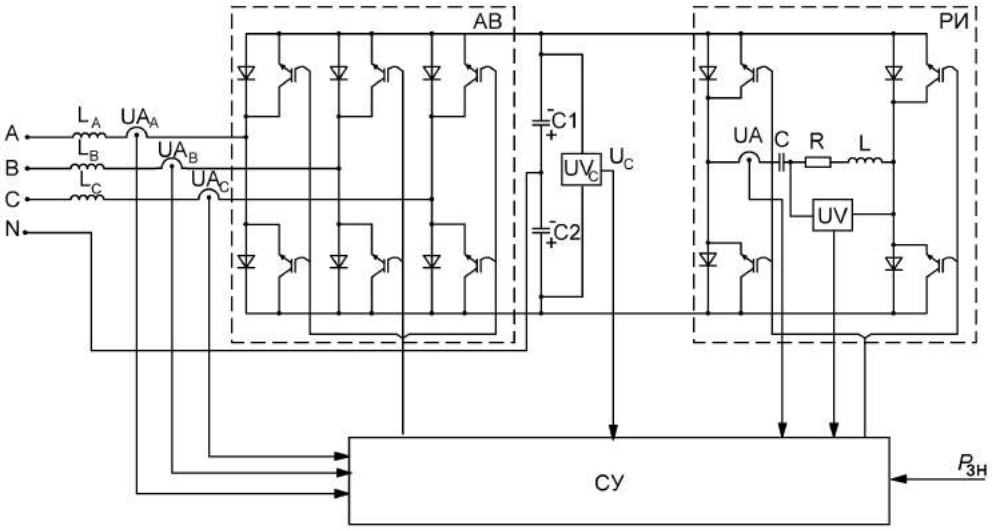


Рис. 2 Функциональная схема преобразователя частоты

Активный выпрямитель (АВ) представляет собой трехфазной мостовой выпрямитель на IGBT транзисторах с обратными диодами. Выход транзисторного моста подключен к последовательно соединенным конденсаторам *C*1 и *C*2, точка соединения которых подключена к нейтрале сети. При этом входы активного выпрямителя через формирующие дроссели L_A, L_B, L_C и датчики потребляемых из сети токов UA_A, UA_B, UA_C подключены к фазам питающей сети. На выходе емкостного накопителя напряжение не имеет пульсаций, что позволяет обеспечить стабильность напряжения питания для резонансного инвертора.

Объединение выхода активного выпрямителя с емкостным накопителем и резонансным инвертором позволяет осуществить раздельное и независимое управление процессами формирования мощности в нагрузке и качеством потребляемого из сети тока.

Индуктор и заготовка заменяется электрической схемой замещения в виде последовательного соединения активного сопротивления *R* и индуктивного *L*, учитывающих параметры индуктора и заготовки. Емкость С в нагрузочном контуре выбирается для обеспечения резонанса.

Резонансный инвертор (РИ) представляет собой мостовой инвертор напряжения на IGBT транзисторах с обратными диодами , последовательный резонансный контур *RLC*, систему управления СУ, датчики тока *UA* и напряжения *UV* на нагрузке.

В ферромагнитных материалах, электрическое сопротивление и магнитная проницаемость зависит от температуры. Таким образом, полное сопротивление цепи изменяется в течение цикла нагрева. Для качественного нагрева необходимо постоянство мощности подводимой к нагрузке. Система управления резонансным инвертором осуществляет стабилизацию и регулирование мощности нагрузки путем изменения формы напряжения, приложенного к резонансной цепи (выходное напряжение инвертора).

Система управления СУ обеспечивает формирование потребляемых из сети токов синусоидальной формы и стабилизацию мощности $P_н$ нагрузки во всем диапазоне ее регулирования.

Контроль активной мощности осуществляется регулятором мощности, входящим в состав СУ. Мощность нагрузки измеряется с помощью датчиков тока *UA* и напряжения *UV*. Транзисторы резонансного инвертора поочередно открываются с заданным алгоритмом управления при постоянной частоте переключения. На выходе инвертора при этом образуется прямоугольной формы переменное напряжение с амплитудой близкой к значению напряжения питания инверторного моста. Под его воздействием возникают резонансные колебания в контуре. Управление активным выпрямителем релейное, что обеспечивает высокое качество формируемых токов. Точность воспроизведения (отслеживания) сигнала задания будет определяться шириной петли гистерезиса релейных регуляторов.

Работа активного выпрямителя на примере фазы *A* описывается следующими выражениями [3]:

$$i_{Aз} - i_A = \Delta i_A,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A + U_{C2} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| > 0, i_{Aз} > 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A - U_{C1} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| < 0, i_{Aз} > 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A - U_{C1} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| > 0, i_{Aз} < 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A + U_{C2} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| < 0, i_{Aз} < 0,$$

где U_{C1} , U_{C2} – напряжения на конденсаторах; u_A – мгновенное значение фазного напряжения; i_{A3} , i_A , – токи задания и действительное их значения в фазе; L_A – индуктивность фазного дросселя; R_A – активное сопротивление фазного дросселя; 2а – ширина петли гистерезиса релейных регуляторов.

Для обеспечения работоспособности источника питания в целом, необходимо выполнение условия сохранения баланса мощности

$$P = kP_н , \quad (1)$$

где $P = \frac{3}{2} U_m I_m$ – мощность, потребляемая из сети; $P_н$ – мощность нагрузки; k – коэффициент, учитывающий потери в источнике питания.

Формирование токов, потребляемых из сети, при которых выполняется условие (1), осуществляется замыканием системы по напряжению U_C конденсаторов.

Амплитуда фазного тока определяется из (1) как

$$I_m = \frac{2kP_н}{3U_m} ,$$

где U_m – амплитудное значение фазного напряжения сети.

Баланс напряжений на нагрузке описывается выражениями

$$LC\frac{d^2u_C}{dt} + RC\frac{du_C}{dt} + u_C = U_C .$$

где U_C – напряжение питания РИ ($U_C = U_{C1} + U_{C2}$), u_c – напряжение на конденсаторе C.

Ток в нагрузочной цепи определяется как

$$i = \frac{1}{C}\int u_c\, dt .$$

На рисунке 3 показаны результаты моделирования предлагаемого преобразователя частоты. Представлены диаграммы входных токов и напряжений, напряжения на выходе активного выпрямителя, которое является питающим напряжением резонансного инвертора, и мощность нагрузки (рис. 3а). Показана реакция на изменение (уменьшение) сопротивления в нагрузке, которое возникает в процессе нагрева, в момент времени t = 0,125 с. Анализ осциллограммы показывает, что потребляемые из сети токи имеют синусоидальную форму при отсутствии фазового сдвига между напряжениями и токами (φ = 0, cosφ = 1). Выходное напряжение постоянно, мощность не изменяется при изменении сопротивления.

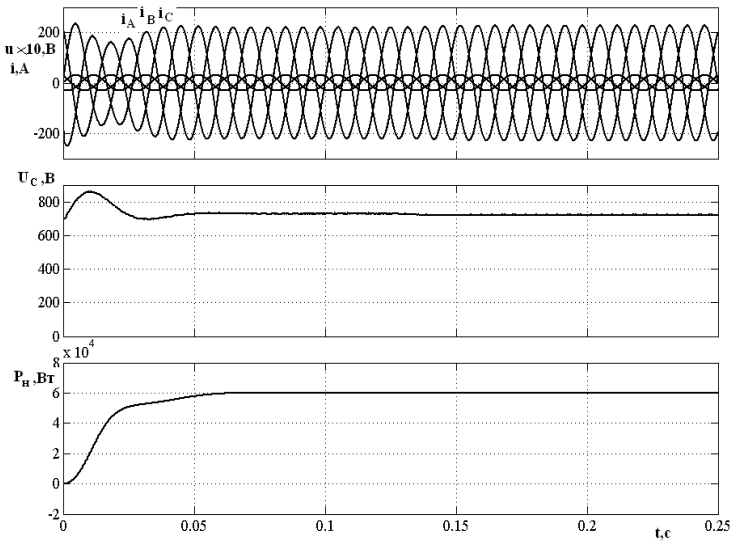
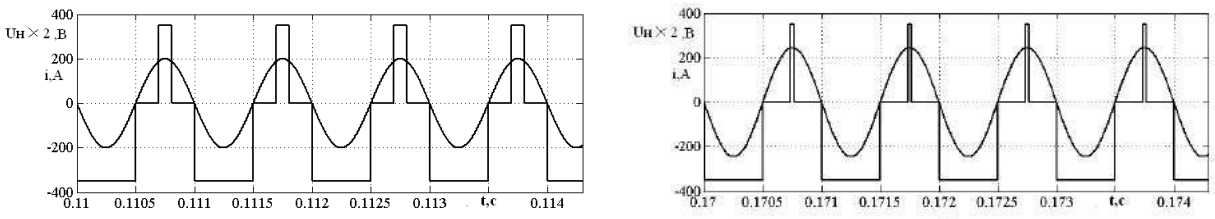


Рис. 3 Осциллограммы работы преобразователя частоты

На рисунке 4 показаны фрагменты осциллограмм тока в нагрузке и напряжения на выходе инвертора до изменения сопротивления (рис. 4а) и после изменения его (рис. 4б).



а) б)

Рис. 4 Осциллограммы тока напряжения в нагрузке до (а) и после (б) изменения сопротивления

На рисунке 5 показано регулирование мощности нагрузки.

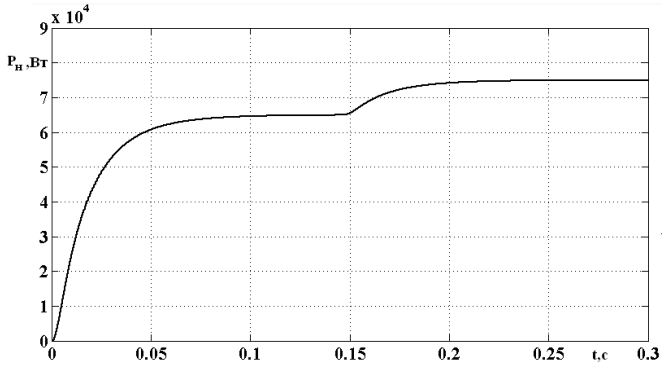
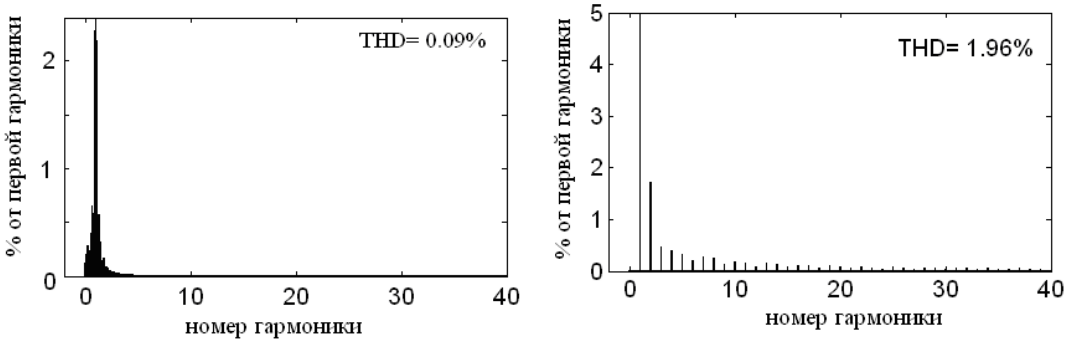


Рис. 5 Регулирование мощности

Для оценки качества потребляемого тока из сети и качество формирования тока нагрузки показаны спектры фазного тока и тока нагрузки, на рис. 6. THD составляет менее 2%, что удовлетворяет требованиям международных стандартов.



а) б)

Рис. 6 Спектры фазного тока (а) и тока нагрузки (б)

Выводы. Предложен преобразователь частоты электромагнитно совместимый с сетью для индукционного нагрева перед пластической деформацией. Регулирование и стабилизация мощности в котором достигается путем изменения формы напряжения, приложенного к резонансной цепи. Релейный принцип управления активным выпрямителем позволил потреблять из сети синусоидальные токи.

Проведенные исследование подтвердили возможность стабилизации мощности нагрузки при изменении сопротивления нагрузки, при этом выходной ток синусоидальный, THD составляет менее 2%.

Список литературы: 1. *Fujita H.,* Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications / *H. Akagi, H. Fujita* // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 2, pp. 279-286, March/April 1996. **2.** *Burdio, J. M*. Comparison of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters / *Burdio, J. M. Barbosa, P. M. Lee, F. C.* // Center for Power Electronics System sin CPES power electronics seminar by Center for Power Electronics Systems; 2000, 182-187 pp. **3.** *Самчелеев Ю.П.* Универсальный высокоэффективный источник питания для электроприводов постоянного и переменного тока. / *Ю.П. Самчелеев, В.Г. Дрючин, Г.С. Белоха* // Вісник національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. - №36(1009). – С.317-321.

Bibliography (transliterated): 1. Fujita H. and Akagi H. “Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 279-286, March/April 1996. **2.** Burdio J. M. Barbosa J. M. and Lee F. C. “Comparison of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters”. *Center for Power Electronics System in CPES, power electronics seminar by Center for Power Electronics Systems*; 2000, 182-187 pp. **3.** Samcheleev Ju.P., V.G. Drjuchin and G.S. Beloha. “Universal'nyj vysokojeffektivnyj istochnik pitanija dlja jelektroprivodov postojannogo i peremennogo toka” *Visnik nacional'nogo tehnichnogo universitetu «HPI». Zbirnik naukovih prac'. Serija: Problemi avtomatizovanogo elektroprivodu. Teorija i praktika*. No 36(1009), 2013.317-321. Print.

Поступила 21.05.2017

УДК 621.316.7

Г. М. МУСТАФА, канд. техн. наук, науч. руководитель ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация;
С. И. ГУСЕВ, канд. техн. наук, ген. директор ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация;
А. М. ЕРШОВ, инженер–программист, ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация.

О ПРОБЛЕМЕ ФИЛЬТРАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ ПРИ ДИНАМИЧНО-МЕНЯЮЩИХСЯ УСЛОВИЯХ И ЕЁ РАЗРЕШЕНИИ С ПОМОЩЬЮ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Введение. Для фильтрации электрических сетей применялись ранее (и продолжают применяться) комбинации резонансных LC-цепей. При этом возникает дилемма. Если применяемая LC-цепь высокодобротна, она имеет малое остаточное сопротивление и эффективно шунтирует соответствующую сетевую гармонику в стационарных условиях. Однако когда амплитуды или фазы сетевых гармоник изменяются, высокодобротные резонансные цепи фильтрации не способствуют и могут даже ухудшать ситуацию. Понижая добротность можно ослабить аффекты динамики. Однако при этом ослабляется и фильтрующее действие – остаточное сопротивление возрастает. В сигнальном фильтре его можно было бы понизить снижением волнового сопротивления, но в энергетических установках этот путь неприемлем. Уменьшение волнового сопротивления это увеличение установленной мощности и стоимости оборудования, а при пониженной добротности ещё и увеличение мощности потерь энергии при работе.

Проблема фильтрации электрических сетей обострилась и стала актуальной с нарастающим распространением вентильных преобразователей электрической энергии. Вместе с проблемой преобразователи принесли и средство разрешения её. Высокочастотные следящие широтно-модулированные преобразователи, построенные на транзисторах типа IGBT, могут функционировать в качестве широкополосных усилителей, действие которых не сопровождается потерями энергии. Недиссипативность таких усилителей открывает им дорогу в электроэнергетику. В силовых фильтрах наряду с пассивными элементами (дросселями, конденсаторами, резисторами) становится возможным применение активного элемента – управляемого источника напряжения – усилителя мощности. Активные фильтры с использованием операционных усилителей давно применяются в технике обработки аналоговых сигналов. В сигнальной технике они позволили избавиться от нетехнологичного элемента (дросселя) и сократить размеры и стоимость устройств [1, 2, 3]. В силовой технике активные фильтры позволят разрешить фундаментальную проблему эффективной недиссипативной фильтрации электрической сети при меняющихся условиях. Техника IGBT – преобразователей и их контроллеров дозрела по функциональным возможностям, по стоимости и показателям надёжности до широкомасштабного применения, и активные фильтры уже начинают применяться в электрических сетях.

Цель настоящей работы – на простом тестовом примере дать наглядное представление о том, как с применением активных элементов успешно разрешается проблема, которая оставалась неразрешимой при применении привычных пассивных резонансных цепей.

Тестовая схема. Тестовая схема содержит сетевой трансформатор, тиристорный выпрямитель (источник искажений) и шунтирующий фильтр (рис. 1,a). На рисунке 1 приняты следующие обозначения: us – напряжение сети; is – ток сети; iw – ток искажений; if – ток фильтра; uae – напряжение активного элемента; xf, rf, yf – индуктивное сопротивление, активное сопротивление и емкостная проводимость фильтра; Gae – передаточная характеристика активного элемента. Для наглядности рассматривается простейшая задача с фильтрацией только пятой гармоники. Мощность трансформатора в тесте равна удвоенной мощности выпрямителя, а мощность резонансной цепи равна четверти мощности выпрямителя. Анализ ведётся в относительных единицах, в ортогональных осях (d-q). За базу взяты номинальные амплитуды фазного напряжения и фазного тока и номинальная круговая частота. При этом в схеме замещения (рис. 1,b) индуктивное сопротивление сети и проводимость конденсаторной батареи составляют: xs = 5.5%, yf = 25%. Фильтр схемы (рис. 1,b) настроен на гармонику 5, так что

$$xf = 1/(25\cdot yf)\ .$$

Амплитуда пятой гармоники тока выпрямителя составляет около $^1/_5$ основной гармоники Iw1:

$$\mathrm{Iw5}(\cdot) \approx 0.2 \cdot \mathrm{Iw1}(\cdot),\quad \vec{Iw}5(\theta) = Iw5(\theta)\cdot\exp(-j\cdot 5(\theta-\alpha))\ .$$

Здесь θ = ωt; α – угол управления выпрямителя; j = $\sqrt{-1}$ (5-я гармоника вращается в обратном направлении, т.е. её порядок равен -5). При работе выпрямителя ток iw5(·) модулируется по амплитуде и по фазе (когда меняется угол управления), т.е. является в общем случае амплитудно–фазно–модулированной переменной [4]. Далее рассматриваются по отдельности:

– амплитудная модуляция – когда ток выпрямителя изменяется по колоколообразной кривой с периодом Te = 55 мс ~ 17.28 о.е.; фаза неизменна;

– фазная модуляция – когда амплитуда тока поддерживается неизменной, а фаза изменяется по пилообразной кривой с периодом Tc.

Поочерёдно рассматривается, что получается при использовании традиционного резонансного фильтра (рис. 1,b), и что можно достичь, применяя прогрессивное техническое решение с активным элементом (рис. 1,c).

© Г.М. Мустафа, С.И. Гусев, А.М. Ершов, 2017

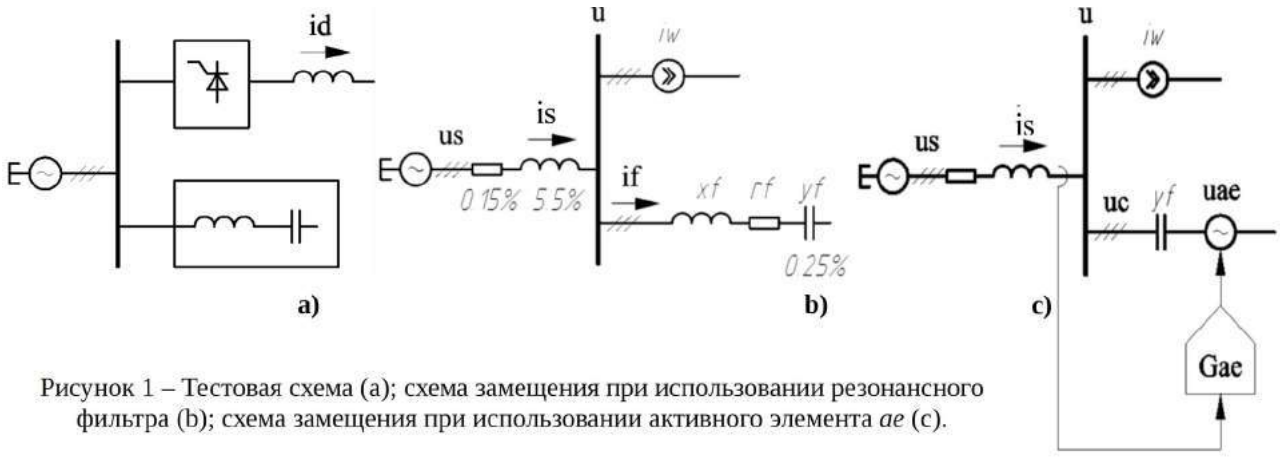


Рисунок 1 – Тестовая схема (a); схема замещения при использовании резонансного фильтра (b); схема замещения при использовании активного элемента *ae* (c).

Работа резонансного фильтра. Рассмотрение работы резонансной цепи начинаем с немодулированного режима Aiw(·) ≡ 0.2; cos(α(·)) ≡ 0.54, где Aiw – модуль тока источника искажений. Добротность резонансной цепи Dof = 80.

На рис. 2, a,b показан переходный процесс установления резонансной цепи, а на рис. 2,c – установившийся процесс. В установившемся режиме резонансная цепь успешно справляется с задачей: модуль напряжения сборных шин Au устанавливается на малом уровне 0,45%, а модуль тока пятой гармоники Ais, проникающего в сеть, снижен с 20% до 0,83% (используя принцип наложения, действительный для рассматриваемой линейной системы, мы имеем возможность рассматривать действия гармоник тока iw(·) по отдельности). На графиках рис. 2 действует только гармоника -5; остальные отброшены. Переходный процесс установления рис. 2 a,b довольно длительный, поскольку добротность довольно высока (Dof=80). В графиках переходного процесса Is(·), U(·) наблюдаются биения. Они вызваны сдвигом нуля функции проводимости от значения 5, и имеют частоту 0,5(5 – fn), где:

$$f_n = 1/\sqrt{(xs + xf)\cdot yf}$$

Колебания эти в стационарных условиях по истечению достаточного времени затухают, и по окончании переходного процесса фильтр эффективно шунтирует искажающую гармонику тока выпрямителя.

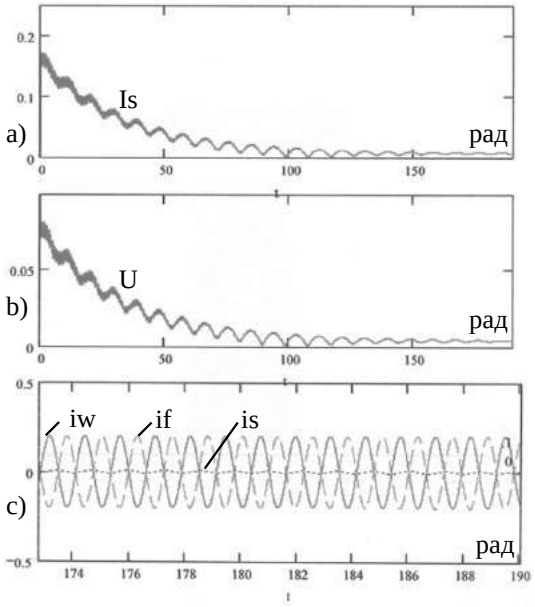


Рисунок 2 – Высокодобротный резонансный фильтр при немодулированном токе выпрямителя. Is – ток сети; U – напряжение на шинах.

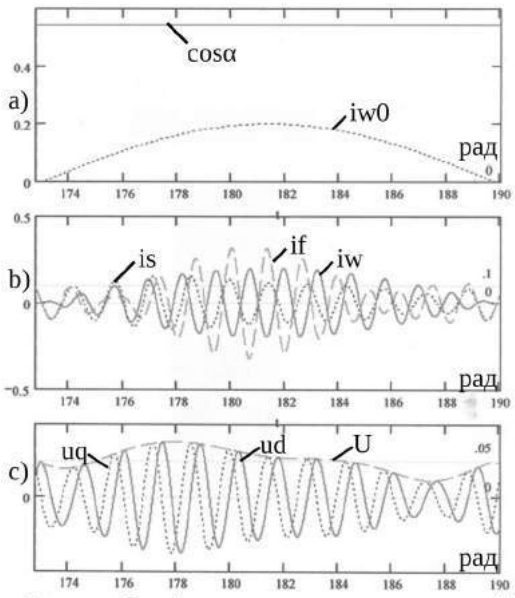


Рисунок 3 – Амплитудно-модулированный ток в схеме с высокодобротной резонансной цепью (ud, uq – напряжение на шинах в осях d, q)

Графики рис. 3,a,b,c демонстрируют процесс в той же системе с высокодобротной шунтирующей цепью в условиях, когда выпрямленный ток циклически изменяется, так что сетевой ток выпрямителя оказывается амплитудно-модулированным. Косинус угла управления выпрямителя поддерживается постоянным cosα(·) ≡ 0.54a амплитуда тока Iwo(·) меняется по колоколообразной кривой (рис. 3,a). Получающиеся количественные показатели процесса показывают, что высокодобротный фильтр в этих условиях совершенно неэффективен. Амплитуда напряжения пятой гармоники имеет неприемлемую величину Au = 7.57 Модуль тока сети Ais = 15.55 показывает, что резонансная цепь почти не уменьшает проникновение в сеть искажённого тока выпрямителя. Графики рис.3,b,c иллюстрируют это интуитивно понятное явление. Нарастание/спад тока высокодобротной резонансной цепи if(·) отстают от нарастания/спада тока выпрямителя iw(·), так что пятая гармоника сетевого тока is(·) остаётся большой.

На рис.4,a,b,c приведены показатели и графики процесса в условиях, когда выпрямленный ток не изменяется Aiw ≡ 0,2, а косинус угла управления выпрямителя cosα меняется по пилообразной кривой в диапазоне 0.254 ÷ 0.54 (рис. 4,a). Ток выпрямителя в этих условиях фазомодулирован.

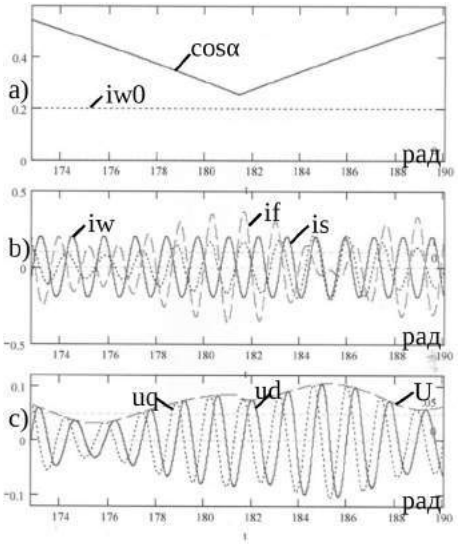


Рисунок 4 – Фазно-модулированный искажающий ток в схеме с высокодобротной резонансной цепью.

Как и следовало ожидать, действие высокодобротного резонансного фильтра и здесь совершенно неудовлетворительно. Искажения напряжения превышают 10% – *Au* ≅ 10.5, а проникающая в сеть гармоника тока превышает даже гармонику тока выпрямителя Ais = 21.4, Aiw = 20. Как видно из графиков 4, b,c,d, ток высокодобротной резонансной цепи оказывается модулирован и по фазе, и по амплитуде с запаздыванием относительно iw(·) с соответствующими последствиями.

Таким образом, и при амплитудной, и при фазной модуляции возмущающего тока высокодобротная резонансная цепь действует совершенно неудовлетворительно. Положение можно несколько поправить, испортив добротность резонансной цепи, т.е. увеличив мощность потерь энергии в ней. Какие возможности даёт ухудшение добротности, показывают графики рис. 5 a,b.

На них показано, как изменяется искажение напряжения Au и искажение сетевого тока Ai при изменении добротности в широком диапазоне D0 ∈ 0.1÷1000. Верхние графики соответствуют фазной модуляции (рис. 5,a), а нижние – амплитудной модуляции (рис. 5,b). Левый конец графиков при $D_0 = 0.1$ соответствует условиям, когда резонансная цепь практически выведена из работы. При этом весь ток выпрямителя втекает в сеть Ais = Aiw = 20, а искажения напряжения пятой гармоникой составляет около *Au* ▫ 11. При продвижении направо, т.е. при постепенном улучшении добротности, все четыре кривые понижаются, достигая минимума в одной области при добротности около D_0 ▫ 8÷12.

При дальнейшем увеличении добротности искажения опять возрастают, что уже иллюстрировалось выше. Достижимые минимальные значения искажения напряжения равны для напряжения равно min *Au* ≅ 5.6 и 6.0, а для тока *Ais* ≅ 1.7 и 11.9. Это совершенно неудовлетворительные показатели. При динамично меняющейся нагрузке резонансный фильтр действует неудовлетворительно, даже если его добротность понижена путём увеличения потерь мощности. Ухудшение добротности позволяет несколько уменьшить искажения, однако достижимый минимум слишком высок

Работа активного фильтра. Фильтр с применением активного элемента показан на рисунке 1,c. Этот фильтр является гибридным; конденсаторная батарея yf в нём сохранена. Сохранена и её величина yf = 0.25. За счёт этого требуемая мощность активного элемента мала, что существенно с точки зрения затрат. Можно считать, что активный элемент просто заменяет дроссель Lf исходной схемы.

В рассматриваемой схеме гибридного фильтра активный элемент может действовать с целевой функцией подавления искажений сетевого тока is(·) либо с целевой функцией подавления искажений напряжения сборных шин u(·), с использованием обратной связи по сетевому току или обратной связи по напряжению сборных шин. Результаты действия по той или иной целевой функции обычно близки. Выбор одного или другого варианта определяется сопутствующими обстоятельствами, которые здесь несущественны. Далее рассматривается вариант с обратной связью по сетевому току, как показано на рис. 1,c.

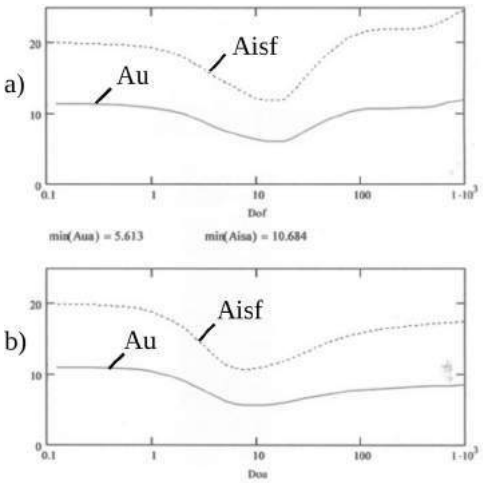


Рисунок 5 – Зависимость искажений напряжения Au(·) и тока Ais(·) от добротности шунтирующей резонансной цепи D0 при фазной (a) и амплитудной (b) модуляции искажающего тока.

При активной фильтрации задача синтеза функции сопротивления цепи заменяется задачей синтеза передаточной характеристики Gab(p) блока управления активного элемента. Класс передаточных функций гораздо шире класса функций сопротивления, и это радикально расширяет возможности фильтрации, снимая имевшиеся ограничения [5, 6]. Существенно и другое обстоятельство. Передаточная функция Gab(·) осуществляется как программа сигнального процессора в отличие от функции сопротивления, осуществляемой силовыми компонентами L, C, R. Такой перенос проблемы позволяет без усилий применять любые улучшающие усложнения функции и даёт недостижимую ранее гибкость.

В [7] сформулирован эвристический метод синтеза передаточных функций для активной фильтрации в электрических сетях DSB-алгоритм. Метод базируется на разделении трёх функций: 1. демпфирование (D); 2. селективная фильтрация гармоник (S); 3. баланс энергии (B). Последняя задача связана с тем, что активный элемент не рассеивает и не поглощает энергию и в то же время демпфирует переходные колебания наподобие резисторов. Соединение недиссипативности с демпфированием становится возможным за счёт наличия в активном элементе накопительного конденсатора, усреднения и преобразования частот. При этом в передаточной функции активного элемента помимо функциональных задач демпфирования и селективного подавления отображается вспомогательная задача баланса.

Далее следуют результаты расчётов для схемы с активным фильтром рис. 1,c, в которой блок управления активным элементом синтезирован по DSB-алгоритму. Условия работы сохранены те же, что и выше. На рис. 6 даны показатели и графики работы активного фильтра при амплитудно-модулированном токе выпрямителя. Параметры xs, yf сохранены. Коэффициенты Rde, Kse – параметры программы управления, характеризующие демпфирование и селективное подавление гармоники тока. Амплитуда тока выпрямителя Iw(·) меняется по колоколообразной кривой, а угол управления cosα(·) поддерживается неизменным (рис. 6,a). Измеренная амплитуда искажения напряжения сборных шин составляет *Au* ≅ 0,33%, а амплитуда проникающего в сеть тока *Ais* ≅ 1,5%. На рис. 6,b показаны токи выпрямителя iw(·), фильтра if(·) и сети is(·) на такте модуляции. Видно, что ток фильтра почти в точности повторяет ток выпрямителя в противофазе. Соответственно сетевой ток is(·) исчезающее мал; на рисунке почти не просматривается. На рис. 6,c показаны графики напряжения u(·) по осям d,q. Масштаб ординат здесь на порядок уменьшен по сравнению с рис. 3, 4; амплитуда пульсаций составляет лишь доли процента. На плоском участке кривой тока iw(·) пульсации подавляются до нуля, они возбуждаются лишь на крутых участках кривой iw(·).

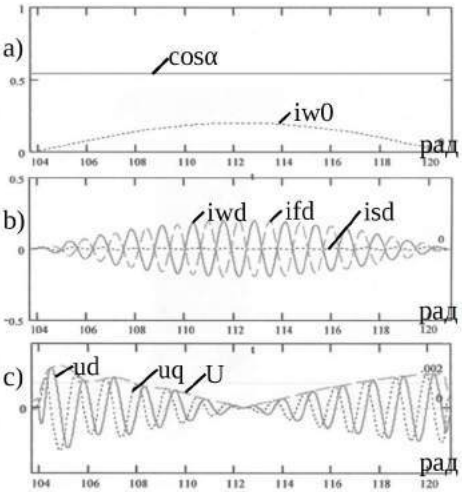


Рисунок 6 – Активная фильтрация амплитудно-модулированного тока.

На рис. 7 даны показатели и графики работы активного фильтра при фазомодулированном токе выпрямителя. Искажения напряжения и тока и в этих условиях успешно подавляются до *Au* ≅ 0,345%, *Ais* ≅ 1,67%.

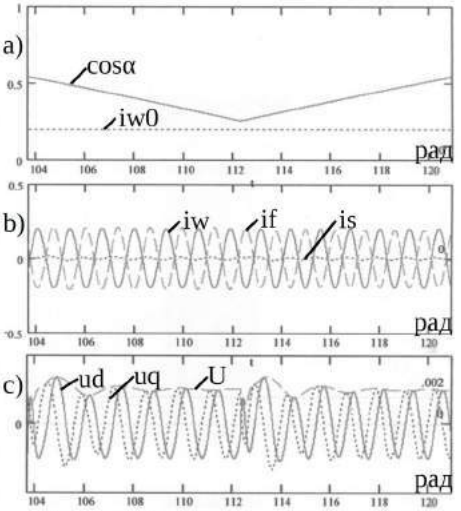


Рисунок 7 – Активная фильтрация фазомодулированного тока. Искажения напряжения и тока успешно подавляются до весьма низкого уровня (*Au* □ 0,34%, *Ais* □ 1,67%).

Заключение. Разобранный простой пример наглядно иллюстрирует, что: ***1)*** высокодобротные резонансные фильтры для работы при динамично меняющейся загрузке сети не только не улучшают, но могут даже ухудшить ситуацию; ***2)*** понижение добротности применяемых резонансных цепей, которое сопровождается ещё и увеличением потерь мощности, даёт только весьма ограниченный эффект. Качественная фильтрация пассивными цепями при меняющейся загрузке сети неосуществима; ***3)*** высокочастотные широтно-модулированные IGBT-преобразователи могут исполнять в сетях функцию активного элемента - недиссипативного усилителя мощности, применение которого, наряду с пассивными реактивными L, C – элементами, позволяет синтезировать фильтры, эффективно поглощающие сетевые гармоники даже при динамично меняющейся нагрузке сети, когда гармоники оказываются модулированными по амплитуде и фазе.

За последние годы проблема загрязнения сетей высшими гармониками усугубилась. Международные организации (IEC, SIGRE) готовят новые регламенты по качеству и фильтрации (например [9], [10]).

В этих условиях для проектируемых объектов, где загрузка является меняющейся, следует применять активные фильтры.

Список литературы: 1. *Мошиц Г., Хорн П.* Проектирование активных фильтров. Москва, «Мир», 1984. – 320 стр. **2**. *Хьюлсман Л.П.* Теория и расчёт активных RC-цепей. М, «Связь», 1973 г. – 238 стр. **3.** *Хейнлейн В.Е., Холмс В.Х.* Активные фильтры для интегральных схем. М., «Связь», 1980. – 655 стр. **4**. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М., Высшая школа, 1988 г. – 446 стр. **5**. *Гиллемин Е.А.* Синтез пассивных цепей. М., «Связь», 1970. – 719 стр. **6**. *Карни Ш.* Теория цепей. Анализ и синтез. М. «Связь» 1979. - 368 стр. **7**. *Гусев С.И., Мустафа Г.М.* Активные фильтросимметрирующие устройства для электроэнергетики. LAP Lambert Academic Publishing, 2016. - 114 стр. **8**. *Мустафа Г.М.* Фильтрокомпенсирующее устройство высоковольтной передачи энергии постоянным током. Патент РФ №2521428, 2014. **9.** International Electrotechnical Comission. IEC/TR 61000-3-6. Electromagnetic compatability (EMC) – Part 3. **10**. Active filters in HVDC applications. CIGRE IEC/PAS 62544, pre-standard, 2008-02.

Bibliography (transliterated): 1. *Moshits G., Horn P.* Proektirovanie aktivnyh filtrov. M., «Mir», 1984. – 320 s. **2.** *Hewlsman L.P.* Teoriya i raschet aktivnyh LC-zepei. M., «Sviaz», 1973. – 238 s. **3**. *Heinlein V.E., Holms V.H*. Aktivnye filtry dlia integralnyh shem. M., «Sviaz», 1980. – 655 s. **4**. *Baskakov S.I.* Radiotehnicheskie tsepi I signaly. M., Vysshaia shkola, 1988. – 446 s. **5**. *Gilleman E.A.* Sintez passivnyh tsepeiy. M., «Sviaz», 1970. – 719 s. **6.** *Karni Sh.* Teoria tsepeiy. Analiz I sintez. M., «Sviaz», 1979. – 368 s. **7.** *Gusev S.I., Mustafa G.M.* Aktivnye filtro-simmetrirujushjie ustroistva dlia elektroenergetiki. LAP Lambert Academic Publishing, 2016. – 114 s. **8.** *Mustafa G.M.* Filtrokompensirujushjee ustroistvo vysokovoltnoi peredachi energii postoiannym tokom. Patent RF №2521428, 2014. **9.** International Electrotechnical Comission. IEC/TR 61000-3-6. Electromagnetic compatability (EMC) – Part 3. **10**. Active filters in HVDC applications. CIGRE IEC/PAS 62544, pre-standard, 2008-02.

Поступила 03.04.2017

УДК 629.5–64.5:621.314.5

А. О. ДРАНКОВА, канд. техн. наук, доц., Національний університет «Одеська морська академія»;
С. С. МІХАЙКОВ, аспірант, Національний університет «Одеська морська академія»;
І. І. КРАСОВСЬКИЙ, магістр, Національний університет «Одеська морська академія».

ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ «АВТОНОМНЕ ДЖЕРЕЛО – НЕЛІНІЙНЕ НАВАНТАЖЕННЯ» ЗАСОБАМИ ПАСИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ

Вступ. Широке впровадження систем управління електромеханічними пристроями з статичними силовими перетворювачами, а саме частотно–регульованого електроприводу призводить до погіршення якості електроенергії завдяки появі гармонійних спотворень струму та напруги мережі живлення [1,5]. Найбільш гостро це відчувається, коли мережа живлення має кінцеву потужність [6].

Ефективним засобом поліпшення форми струму та напруги мережі живлення є використання спеціальних фільтрокомпенсуючих пристроїв – силових фільтрів гармонік [1,5]. Силові фільтри гармонік класифікують за такими ознаками:

- за схемою включення в мережу – паралельні, послідовні і комбіновані структури;
- по виду застосованих елементів – пасивні, активні і гібридні структури;
- по числу фаз – однофазні, трифазні трьох–провідні та трифазні чотирьох–провідні структури;

Традиційно, для ослаблення вищих гармонік струмів і напруги в мережах електропостачання використовують пасивні фільтри гармонік (ПФГ) [1,3,4]. ПФГ мають низьку вартість та не вимагають частого технічного обслуговування. Однак, ПФГ є статичними пристроями, ефективність яких зменшується при зміні характеру нелінійного навантаження, а також при зміні пропускної здатності мережі. Тому, налаштування ПФГ на конкретне нелінійне навантаження є актуальною задачею для підвищення якості електроенергії всієї системи «автономне джерело – нелінійне навантаження».

Мета роботи. Підвищення якості електроенергії в системі «автономне джерело–нелінійне навантаження» засобами пасивної фільтрації.

Матеріали дослідження. Дослідження проводились на експериментальному стенді у лабораторії електромеханічних систем кафедри суднової електромеханіки і електротехніки Національного університету «Одеська морська академія». Стенд складається з наступних компонентів: трифазний мережевий автомат (МА); мережевий дросель – для створення мережі кінцевої потужності; перетворювач частоти (ПЧ); електромашинний підсилювач ЕМП12А А11 – АД і генератор постійного струму (ГПС); дільник напруги (ДН), у складі 4-ох резисторів з наступними номіналами, 3.6 МОм, 240 КОм, 22 КОм, 20 КОм – для зняття сигналу фазної напруги; трансформатор струму (Тр) – для знаття сигналу фазного струму; джерело постійного струму (ДПС) – для формування сигналу обмотки управління (ОУ) ГПС; амперметри для контролю стуму ОУ та статорної обмотки ГПС; дротяний резистор – навантаження в колі ГПС; трифазний фільтр С–типу. Функціональна схема експериментального стенду зображена на рис.1

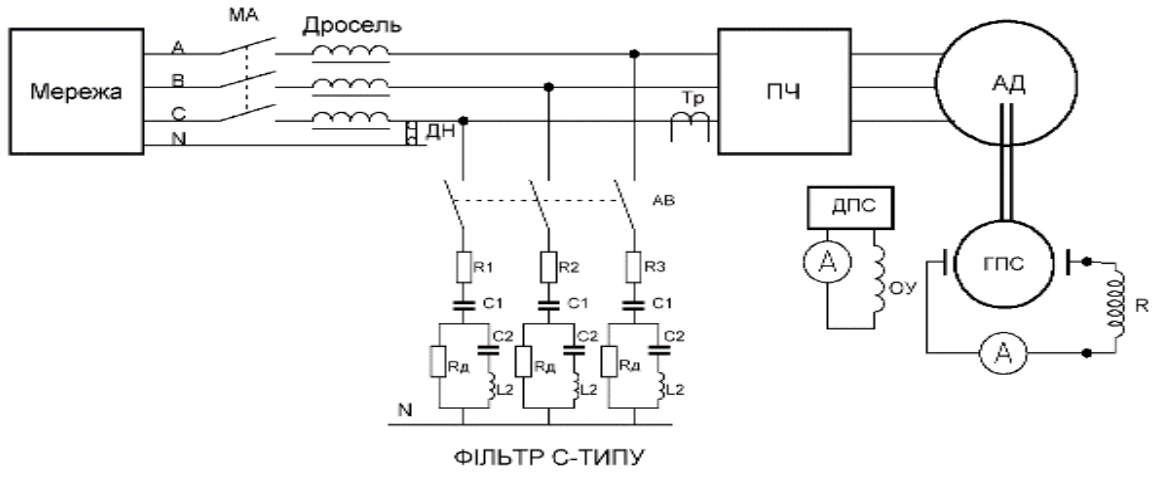


Рис. 1 Функціональна схема експериментального стенду

В експериментальному стенді використано ПЧ фірми Mitsubishi Electric серії FR A700 з потужністю 2,2 кВт. Електромашинний підсилювач ЕМП12А А11 являє собою агрегат, що складається з власне електромашинного підсилювача поперечного поля (генератора) і приводного двигуна, пов'язаних на загальному валу та розташованих у загальному корпусі на лапах. Основні електричні параметри ЕМП12А А11 приведено у табл. 1.

© А.О. Дранкова, С.С. Міхайков, І.І. Красовський, 2017

Таблиця 1 – Основні електричні параметри ЕМП12А А11

Тип	Дані генератора								Дані двигуна			Примітка
	U, В	Р, кВт	Рвх.оу, Вт	Roy, Ом				I, А	U, В	I, А	Р, кВт	
				I	II	III	IV					
А 11	115±4	1,0	0,56	1000	1000	-	-	8,7	220/380	5,4/3,2	1,68	Частота обертання 2900 об/хв.

У ході експерименту було знято робочі характеристики ЕМП12А А11 при постійному струму ОУ 10 мА та 15 мА (табл. 2 та рис. 2).

Вигляд зовнішньої характеристики збігається з виглядом механічної характеристики суднового підрулюючого пристрою, який виступає в якості нелінійного навантаження (рис.3). В разі чого можливо зробити висновок про коректність проведення експерименту.

Для побудови трифазного фільтру С–типу було виконано розрахунок елементів фільтра відповідно за формулами (1) ÷ (4) [1,3,4]. Фільтр налаштовано на гасіння 3-ої гармоніки і його параметри наведено у табл. 3. Для розрахунку використані наступні дані: напруга мережі U = 220 В; f = 50 Гц; реактивна потужність фільтра $Q_F \approx Q_{ЕМП} = 1347$ Вар.

$$C_1 = \frac{Q_F}{\omega_1 U^2}. \quad (1)$$

$$C_2 = C_1\left(n_g^2 - 1\right). \quad (2)$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega_1^2 C_2}. \quad (3)$$

$$R_d = \frac{U^2}{n_g^3 Q_F^2 k\, \omega_1 L_s}\sqrt{U^4 - n_g^4 Q_F^2 k\, \omega_1^2 L_S^2}. \quad (4)$$

Таблиця 2 – Робочі характеристики ЕМП12А А11

	№	Частота	Відношення, %	$I_{ОУ}$, мА	$I_{СТ}$, А	$I_{ОУ}$, мА	$I_{СТ}$, А
1		0	0		0		0
2		12.5	25		0,90		1,50
3		25	50	10	2,80	15	3,70
	4	37.5	75		4,70		5,90
5		50	100		7,00		8,60

Таблиця 3 – Розрахункові параметри фільтра С–типу

№ Гармоніки	f, Гц	ω, $с^{-1}$	C_1, мГн	C_2, мГн	L_2, мГн	R_d, Ом
3	150	942	8,609	7,09	14,3	300

Для перевірки резонансної якості фільтру та визначення його добротності було проведено моделювання роботи кола фільтру в програмі Electronics Workbench. Моделювання показало, що добротність фільтру має значення 15, що свідчить о його широкосмугових якостях.

До складу трифазного фільтру С–типу ввійшли також трифазний автомат (АВ) та резистори R1, R2, R3 з номіналами по 200 Ом кожний для обмеження струму, який протікає через фільтр.

В якості вимірювального приладу в ході експерименту використовувався цифровий осцилограф usb.oscill, призначений для дослідження електричних сигналів в смузі 0...15 МГц. Осцилограф виконано у вигляді зручно щупа зі змінними головками. Зі зворотного боку щупа розташований роз'єм, через який проводиться обмін даними і здійснюється електроживлення. Передбачена гальванічна ізоляція.

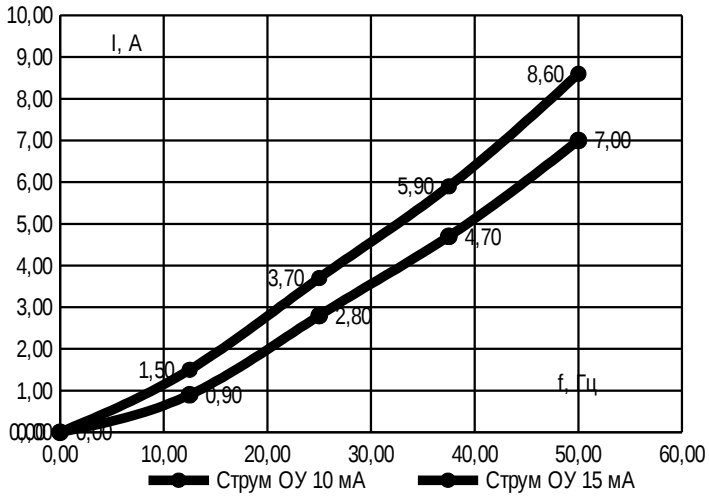


Рис. 2 Механічна характеристика ЕМП12А А11

Управління осцилографом та відображення даних може здійснюватися: персональним комп'ютером/ноутбуком/нетбуком/планшетом під управлінням операційної системи Windows через USB інтерфейс; кишеньковим комп'ютером під управлінням операційної системи Windows CE, обладнаним USB-host портом; телефоном/планшетом під управлінням ОС Android 4 і новіше, через OTG порт.

Експериментальні дані були знятті при постійному навантаженню ОУ ГПС, яке складає 10 мА та при змінній частоті обертання асинхронного двигуна відповідно на 12.5 Гц, 25 Гц, 37.5 Гц, 50 Гц , що моделює типові режими роботи суднового підрулюючого пристрою.

Послідовність проведення експерименту для отримання осцилограм та показників якості електромережі за напругою наступна:

1. Включення мережевого автоматичного вимикача.
2. Підключення осцилографа до дільника напруги.
3. Зняття параметрів напруги мережі.
4. Пуск ЕМП частотним перетворювачем та налаштування до частоти 12.5 Гц (перша точка зняття даних).

5. Навантаження ЕМП – включення джерела постійного струму та збудження обмотки управління ЕМП до 10 мА.

6. Реєстрація даних на частоті 12.5 Гц.

7. Налаштування ПЧ на 25 Гц (друга точка зняття даних) та реєстрація даних.

8. Налаштування ПЧ на 37.5 Гц (третя точка зняття даних) та реєстрація даних.

9. Налаштування ПЧ на 50 Гц (остання точка зняття даних) та реєстрація даних.

Послідовність проведення експерименту для отримання осцилограм та показників якості електромережі за струмом наступна:

1. Підключення осцилографа до трансформатора струму.

2. Пуск ЕМП частотним перетворювачем та налаштування до частоти 12.5 Гц (перша точка зняття даних).

3. Включення джерела постійного струму та збудження обмотки управління ЕМП до 10 мА.

4. Зняття даних на 12.5 Гц.

5. Налаштування ПЧ на 25 Гц (друга точка зняття даних) та реєстрація даних.

6. Налаштування ПЧ на 37.5 Гц (третя точка зняття даних) та реєстрація даних.

7. Налаштування ПЧ на 50 Гц (остання точка зняття даних) та реєстрація даних.

Для достовірності зняття даних будо виконано фіксацію режиму роботи для кожного значення частоти ЧП понад одну хвилину. Так, під час проведення експерименту знято осцилограми та спектри напруги і струму, частка яких приведено нижче (рис.3 ÷ рис.6).

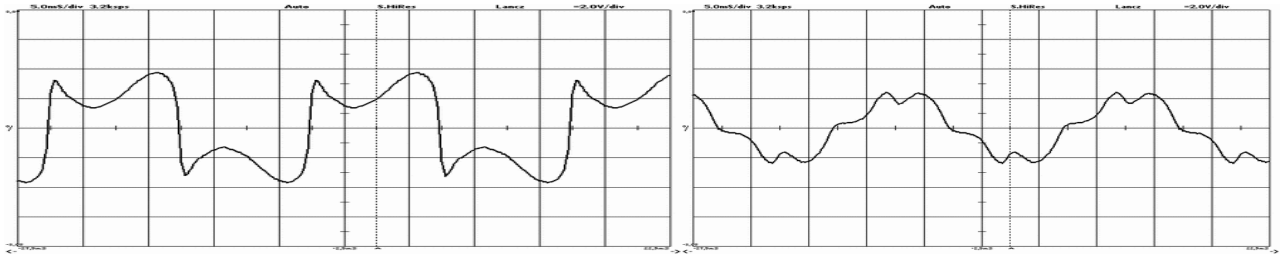


Рис. 3 – Осцилограми напруги без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

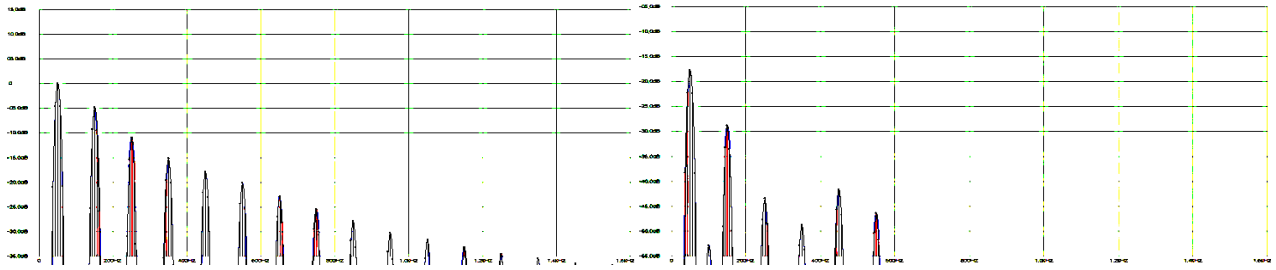


Рис. 4 – Спектри напруги без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

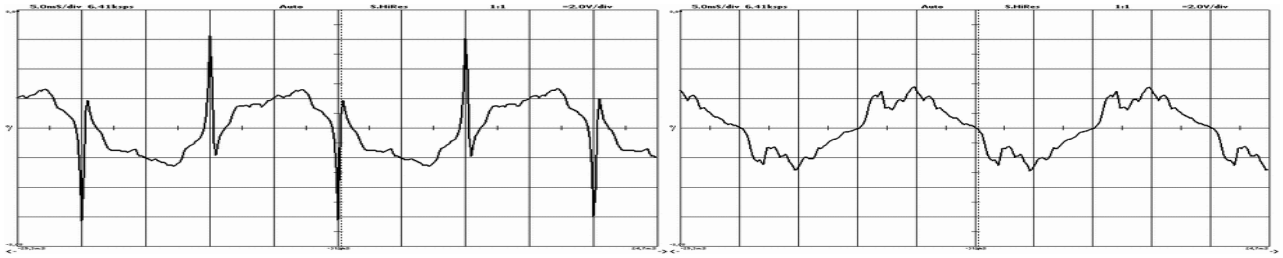


Рис. 5 – Осцилограми струму без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

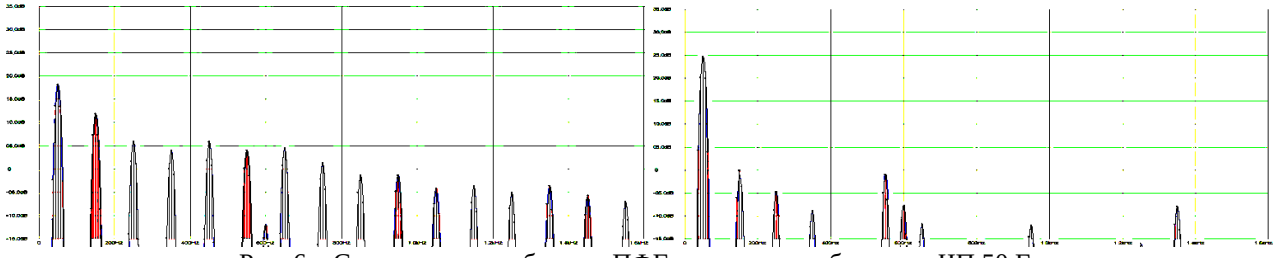


Рис. 6 – Спектри струму без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

Аналіз результатів експерименту підтвердив теоретичні положення – наявність непарних високочастотних гармонік в мережі с нелінійним навантаженням [1,2,5]. Кількість розглянутих гармонік складає 15. Окрім осцилограм та спектрів у ході експерименту також були отримані значення коефіцієнтів гармонійних складових напруги та струму для всіх типових режимів роботи підрулюючого пристрою. Цей якісний аналіз електромережі було проведено без та з використанням пасивного фільтру С–типу на всьому діапазоні частоти обертання ЧП (табл. 4 та табл. 5).

Таблиця 4 – Коефіцієнти гармонійної складової напруги без та з ПФГ

№ Гар.	fГ, Гц	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
		12.5		25		37.5		50	
		без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
1	50	100	100	100	100	100	100	100	100
3	150	29,64	0,62	29,17	1,49	30,02	2,25	31,18	3,14
5	250	10,69	0,69	10,76	0,38	11,34	0,38	11,69	0,94
7	350	8,98	0,97	8,78	1,76	8,35	2,40	8,46	2,61
9	450	4,97	0,45	5,79	0,45	6,01	1,00	5,99	1,74
11	550	4,82	0,90	5,38	1,22	5,67	2,34	5,94	3,51
13	650	3,44	0,40	4,21	0,08	4,34	0,38	4,43	0,08
15	750	3,07	0,19	3,57	0,20	5,12	0,18	3,81	0,33

Для напруги на всьому діапазоні роботи було виконано нормування відносно параметрів напруги мережі в силу малої потужності зібраного фільтру. Завдяки цьому можна побачити ефективне пригнічення вищих гармонік напруги, які генеруються нелінійним навантаженням, використаним в даному експерименті. Як можливо побачити з аналізу таблиці 4, рівень вмісту вищих гармонік напруги при застосуванні ПФГ С-типу відповідає європейському стандарту та стандарту МЕК, а саме менш 5%.

Таблиця 5– Коефіцієнти гармонійної складової струму без та з ПФГ

№ Гар.	fГ, Гц	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
		12.5		25		37.5		50	
		без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
1	50	100	100	100	100	100	100	100	100
3	150	40,12	0,45	41,19	1,60	36,78	3,88	48,90	5,77
5	250	33,66	3,75	30,48	4,36	25,70	3,51	24,88	3,37
7	350	29,39	2,95	27,86	2,06	22,95	3,20	20,49	1,92
9	450	24,88	0,78	22,86	2,19	22,48	1,47	24,27	0,27
11	550	22,32	1,33	24,64	3,29	19,13	3,43	19,88	5,25
13	650	17,44	2,46	16,31	3,72	16,51	2,49	21,10	0,15
15	750	16,34	2,19	17,26	1,69	12,95	0,66	14,51	0,45

Отриманні результати демонструють ефективність використання пасивного фільтру С-типу, налаштованого на конкретне навантаження. Завдяки фільтру вміст налаштованої гармоніки в середньому зменшується в 7-15 раз в робочому діапазонні частоти обертання ЧП , як по напрузі, так і по струму.

Побудова залежності процентного вмісту третьої гармоніки напруги (рис. 7) та струму (рис. 9) від зміни частоти налаштування ПЧ – демонструє процес збільшення складу 3-ї гармоніки зі збільшенням частоти, як без використання фільтру, так і з його використанням. Однак при використання ПФГ С–типу характер залежності стає більш лінійним (рис. 8 та рис. 10).

Так, як фільтр С-типу є широкосмуговим, комутація фільтра пригнічує не лише налаштовану гармоніку, а також інші вищі гармоніки, завдяки чому зменшується сумарний THD напруги та струму. В таблиці 6 наведено значення THD напруги та струму при налаштуванні ПЧ на всі режими роботи підрулюючого пристрою.

Таблиця 6 – Значення THD напруги та струму

THD	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
	12.5		25		37.5		50	
	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
THDU, %	32.8	1	33	1.6	33.7	3.1	34.8	4
THDI, %	73.95	8.9	71.5	9.85	61.8	9.85	68.15	10.7

Проведені експерименти дозволяють зробити висновки, що з розглянутих вищих гармонік напруги та струму найбільший вміст мають такі непарні вищі гармоніки, як 3-я, 5-а, 7-а. Тому, для підвищення якості електроенергії в системі «автономне джерело – нелінійне навантаження» доцільно використання декількох ПФГ С-типу, налаштованих саме на ці найбільш вагомі гармоніки.

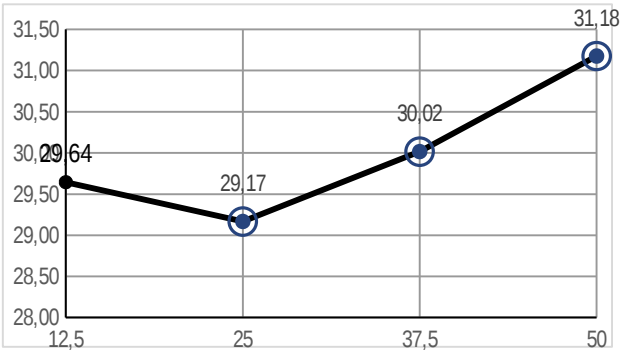


Рис. 7 – Зміна складу 3-ї гармоніки напруги залежно від частоти налаштування ПЧ без ПФГ С–типу

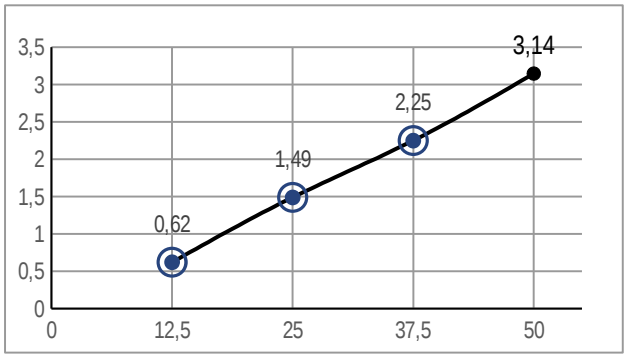


Рис. 8 – Зміна складу 3-ї гармоніки напруги залежно від частоти налаштування ПЧ з використанням ПФГ С-типу

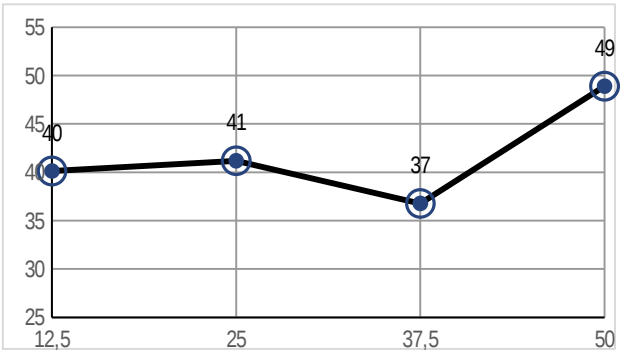


Рис. 9 – Зміна складу 3-ї гармоніки струму залежно від частоти налаштування ПЧ без ПФГ С–типу

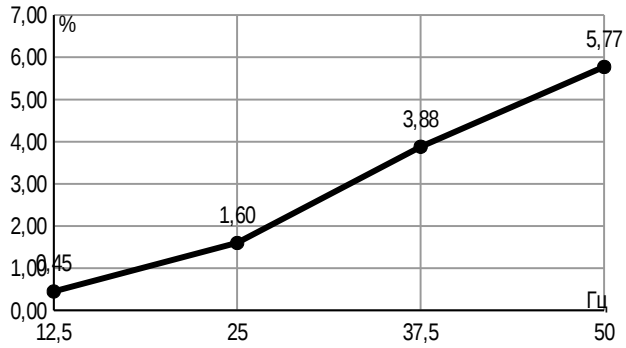


Рис. 10 – Зміна складу 3-ї гармоніки струму залежно від частоти налаштування ПЧ з використанням ПФГ С–типу

Перелік використаної літератури: **1.** *Арриллага Дж.* Гармоники в электрических системах: Пер. с англ. [Текст] / *Дж. Арриллага, Д. Брэдли, П.Боджер.*– М.: Энергоатомиздат, 1990.– 320 с.:ил. **2.** *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. [Текст] – М. : Гардарики, 2002. – 638 с.: ил. **3.** *Nassif A. D., Xu W., Freitas W.* An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications. – IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, 2009, pp. 1710-1718. **4.** *Das J.* Passive filters – potentialities and limitations. – IEEE trans. on industry applications. Vol. 40, No. 1, January/February, 2004, pp. 232-241. **5.** *Дранкова А. О.* Підвищення якості електроенергії суднової високовольтної мережі з нелінійним навантаженням [Текст] / *Дранкова А. О., Шестака А.І., Красовський І.І.* // Матеріали науково-методичної конференції «Актуальні питання суднової електротехніки і радіотехніки» 29.11.2016 – 30.11.2016 – Одеса: НУ «ОМА». – 2017. – С. 68-75. **6.** *Дранкова А. О.* Способи підвищення якості електроенергії в автономних енергетичних системах [Текст] / *Дранкова А. О., Красовський І.І.*// Матеріали науково-методичної конференції «Актуальні питання суднової електротехніки і радіотехніки» 15.12.2015 – 16.12.2015 – Одеса: НУ «ОМА». – 2016. – С. 45-48.

Bibliography (transliterated): **1.** *Arrillaga Dzh., Bredli D., Bodzher P.* Garmoniki v elektricheskih sistemah [Power System Harmonics], (1990), *Energoatomizdat*, Moscow, pp. 320 (In Russian). **2.** *Bessonov L. A.* Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. Elektricheskie cepi. [Theory of Electrical Engineering. Electric Circuits], (2002), *Gardariki Publ.*, Moscow, pp. 638 (In Russian). **3.** *Nassif A. D., Xu W., Freitas W.* An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications. – IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, 2009, pp. 1710-1718. **4.** *Das J.* Passive filters – potentialities and limitations. – IEEE trans. on industry applications. Vol. 40, No. 1, January/February, 2004, pp. 232-241. **5.** *Drankova A.O., Shestaka A.I., Krasovskyi I.I.* Pidvischenya yakosti electroenergii sudnovoy visocovoltnoyi merezhi z neliniynim navantagenyam. [Improve power quality of ship's high-voltage network with a nonlinear load], (2017), *NU* «O*MA*» *Publ.*, Odessa, pp.68-75, (In Ukrainan). **6.** *Drankova A.O., Krasovskyi I.I.* Sposobi pidvischenya yakosti electroenergii v avtonomnih energetichnih sistemah. [Ways of improving the quality of electricity in autonomous power system], (2016), *NU* «O*MA*» *Publ.*, Odessa, pp.45-48, (In Ukrainan).

Отримано 03.07.2017

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА, КОМПОНЕНТЫ, ДИАГНОСТИКА

- **Электромеханические системы с интеллектуальным управлением;**
- **Системы управления электроприводами широкого технологического назначения;**
- **Мехатроника и робототехника;**
- **Диагностика электромеханических систем и компонентов.**

УДК 62-5, 681.5

И. В. ВОЛКОВ, докт. техн. наук, чл.-кор. НАНУ, зав. отд., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
В. П. СТЯЖКИН, канд. техн. наук, ст. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
О. А. ЗАЙЧЕНКО, канд. техн. наук, мл. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
П. П. ПОДЕЙКО, вед. инж., Институт электродинамики НАНУ, Киев.

СИСТЕМА С НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКОЙ РЕГУЛИРОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСТАНОВКИ ПО ПРОИЗВОДСТВУ БАЗАЛЬТОВОГО СУПЕРТОНКОГО ВОЛОКНА

Введение. Необходимость повышения качества производственной продукции в условиях евроинтеграции Украины определяет ужесточение требований, предъявляемых к промышленному оборудованию. Это касается и установок по производству базальтового супертонкого волокна, которое используется для теплоизоляции теплотехнического оборудования (печи, сушильные барабаны, технологические трубопроводы на ТЭС, АЭС).

Базальтовое супертонкое волокно (БСТВ) является одним из самых эффективных теплоизоляционных материалов, сохраняющих свои свойства при высоких температурах изолируемой поверхности (до 1000 ºС). Технология производства таких материалов известна еще с прошлого века [1, 2], является недостаточно эффективной и требует усовершенствования [3]. В этой связи были проведены исследования, предложены методы управления установкой по производству БСТВ и технические решения, реализующие их: в [5] предложено применение полупроводникового регулятора тока трансформатора фильерного питателя, в [6] – система адаптивного регулирования этого тока. В работе [7] обоснована необходимость применения нечеткой логики в системе регулирования установкой по производству БСТВ и показано, что ее разработка позволит повысить качество выпускаемой продукции, снизить удельные энергозатраты, а также повысить производительность.

Постановка задачи. Одной из основных технологических проблем при производстве БСТВ является поддержание заданного диаметра первичной нити с высокой точностью при возможных непрогнозируемых возмущениях внешней среды и других факторов, обычно связанных между собою в технологическом процессе. В условиях возникающих неопределенностей состояния узла вытяжки и формирования первичной нити установки по производству БСТВ невозможно детерминировано управлять его технологическим параметром – толщиной нити при условии ее непрерывности.

Основными параметрами, оказывающими влияние на качество выходной продукции из БСТВ (наличие неволокнистых включений), являются стабильность размеров первичных нитей, равномерность размещения их перед соплом раздува и геометрия сопла. Для получения высокого качества волокна необходимо обеспечивать соответствие параметров газового потока – его скорости и температуры от диаметра нити. Эта проблема хорошо изучена в работах [1-4]. Однако вопросу нестабильности диаметра первичной нити расплава, вытягиваемой из фильерного питателя, как одной из причин образования неволокнистых включений в базальтовом волокне, получаемом дуплекс–методом, не уделено должного внимания с точки зрения управления технологическими параметрами. Этот вопрос недостаточно изучен, потому что диаметр и механические свойства первичной нити зависят от многих факторов: физико–механических свойств базальта, температуры (вязкости) и уровня базальтового расплава в плавильной печи, от скорости вытягивания первичных нитей.

Поэтому синтез эффективной системы управления процессом вытяжки и формирования первичной нити БСТВ, определяющим качество выходного продукта – волокна БСТВ, является актуальной задачей.

Материалы исследования. Базальтовая порода, из которой получают волокно, обладает химическим и минералогическим составами, определяющими физические и реологические свойства расплава – прежде всего вязкость μ и плотность ρ. Формование волокон осуществляется в определенном температурном интервале, который зависит от типа базальта и размеров фильеры: внутреннего диаметра $d_ф$ и длины $L_ф$ [8].

Для того, чтобы формализовать процесс вытяжки и формирования первичной нити БСТВ, используем расчетную схему (рис. 1) на примере одной фильеры.

В установившемся режиме из условия неразрывности потока расплава в фильере и на выходе из нее (рис. 1) справедливо соотношение [8]:

$$V_н \cdot d_н^2 = V_ф \cdot d_ф^2 \quad , \qquad (1)$$

где: $d_ф$ – диаметр фильеры; $L_л$ – длина луковицы; $V_н$ – скорость вытяжки нити; $d_н$ – диаметр нити.

Производительность установок БСТВ определяется дебитом базальтовой массы, т. е. количеством массы, вытекающей из фильер за единицу времени.

Величина дебита и зависящая от него величина диаметра вытягиваемого волокна – важнейшие характеристики процесса формования непрерывного первичного ба-

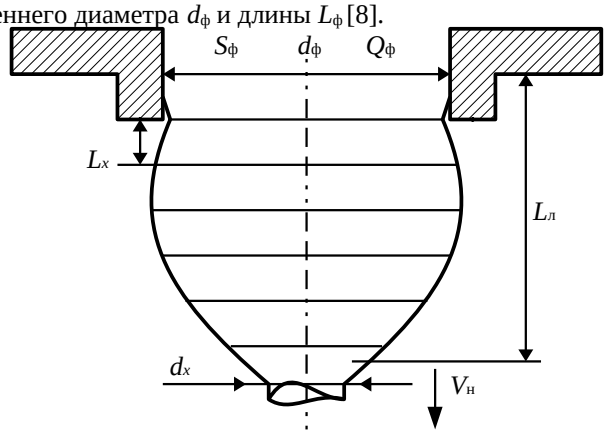


Рис. 1. Расчетная схема определения параметров вытяжки непрерывного волокна.

© И.В. Волков, В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко, П.П. Подейко, 2017

зальтового волокна. Дебит может быть определен по формуле Пуазёйля [9]:

$$Q_{\text{ф}}=\frac{\pi\cdot r_{\text{ф}}^{4}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{8\,\mu\cdot L_{\text{ф}}}\,, \tag{2}$$

где $r_{\text{ф}}$ – радиус фильеры; ρ g H – избыточное давление слоя расплава над фильерой, обеспечивающее истечение под действием силы тяжести; H – высота слоя; $L_{\text{ф}}$ – длина фильеры; μ – коэффициент динамической вязкости базальтового расплава.

На основании уравнения (1) неразрывности потока расплава в установившемся режиме для сечений, проходящих через фильеру и через первичную нить в любом месте по пути ее движения к соплу раздува, получена расчетная зависимость для определения диаметра первичной нити от скорости ее вытягивания[9]:

$$d_{\text{н}} = 2\,(\,Q\,/\,\pi V_{\text{н}}\,)^{0,5}\,. \tag{3}$$

Учитывая, что величина $V_{\text{н}}$ определяется через соотношение (1), а скорость подачи расплавленной массы или средняя скорость самопроизвольного истечения расплава минерала через фильеру $V_{\text{ф}}$ определяется как[9]:

$$V_{\text{ф}}=\frac{Q_{\text{ф}}}{S_{\text{ф}}}=\frac{r_{\text{ф}}^{2}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{8\,\mu\cdot L_{\text{ф}}} \tag{4}$$

то, подставив выражения (2) и (4) в выражение (1) получим:

$$V_{\text{н}}=\frac{d_{\text{ф}}^{4}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{16\cdot d_{\text{н}}^{2}\cdot\mu\cdot L_{\text{ф}}}\,, \tag{5}$$

граничными условиями при решении уравнения (5) будут согласно[7]:

$$2{,}2 \le d_{\text{ф}} \le 3{,}5 \text{ мм},\ 100 \le d_{\text{н}} \le 250 \text{ мкм}.$$

Пренебрегая потерями готового волокна, оседающего на приемном перфорированном барабане, которые, как показала практика, составляют не более 2%, производительность двухсекционной установки может быть определена по формуле [10]:

$$G = 2\pi\, d_{\text{н}}^{2} V_{\text{н}} \rho z\,/\,4, \tag{6}$$

где ρ – плотность базальта (ρ = 2300 кг/м3); z – количество фильер питателя.

Из всех входящих в формулу (6) параметров во время работы установки имеется возможность изменять скорость вытягивания первичных нитей путем изменения скорости вращения электродвигателя вытяжных валков и диаметра первичной нити. Диаметр первичных нитей расплава базальта зависит от диаметра отверстий фильер, уровнем расплава над фильерным питателем, вязкости расплава в фильерном сосуде и скорости вытягивания нитей (линейной скоростью вращения вытяжных валиков).

На действующей установки по производству БСТВ был произведен цикл опытов и по их результатам построены зависимости технологических параметров, влияющих на процесс волокнообразования.

Важным фактором, влияющим на стабильность процесса получения первичного волокна, является температура фильерного поля и, как следствие, вязкость расплава в зоне формирования нити.

Зависимость вязкости расплава от температуры показана на рис. 2, где отображен один из основных технологических параметров – интервал выработки волокна, при котором существует волокнообразование.

Вязкость расплава на периферии луковицы определяется главным образом температурой в зоне выработки, которая колеблется с разницей 50÷100 °С. Всё это приводит к изменению диаметра получаемой нити и способствует увеличению обрывности [10].

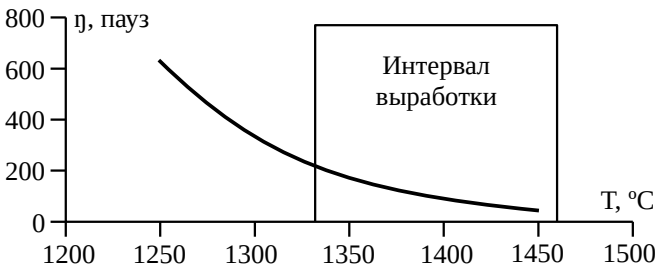


Рис. 2. Зависимость вязкости базальтового расплава от температуры

Процесс производства супертонкого волокна идет при повышенных температурах фильерного питателя (выше 1360 °С), который в свою очередь имеет повышенный износ (диаметр сосудов возрастает). Питатели изготавливаются из железохромистых и железохромоникилевых сплавов, как альтернатива платинородиевых, но данные материалы не обладает абсолютной химической устойчивостью к расплаву базальта[10].

Эксплуатационный срок службы питателя при производстве супертонкого волокна достигает 21–26 дней [2]. Несмотря на то, что данные сплавы имеют высокую жаростойкость и химическую инертность, износ фильерных отверстий питателя за счет диффузионных процессов при высоких температурах, приводит к нарушению технологического процесса получения непрерывного волокна. Этот процесс иллюстрирует рис. 3.

Как следует из графика (рис. 3) при увеличении диаметра фильерного отверстия возрастает скорость вытяжки. Это можно объяснить увеличением дебита расплава через фильеру, а для сохранения стабильности диаметра первичного волокна, необходимо увеличивать отбор расплава. Скорость вытяжки первичной нити может регулироваться диаметром самой нити и диаметром фильеры (рис. 4).

Из кривых на рис. 4 видно, что варьируя скоростью вытяжки первичного волокна, возможно получение требуемого его диаметра, при диаметрах фильер от $d_{\text{ф}}$ = 2,2 мм до $d_{\text{ф}}$ = 2,6 мм.

В этом же цикле опытов одновременно с оценкой влияния скорости вытягивания нитей на производительность установки определялось и содержание в образцах неволокнистых включений. Так наименьшее количество неволокнистых включений имеет образец, полученный при скорости вытягивания 0,092 м/с. Увеличение количества неволокнистых включений при малых скоростях вытягивания объясняется большим диаметром первичных нитей, для полного раздува которых энергии газового потока горелочного устройства оказывается недостаточно. Увеличение количества неволокнистых включений при больших скоростях вытягивания первичных нитей объясняется их малым диаметром – при этом нити теряют свою прочность и в волокне увеличивается содержание обломков нитей, которые даже не подверглись оплавлению.

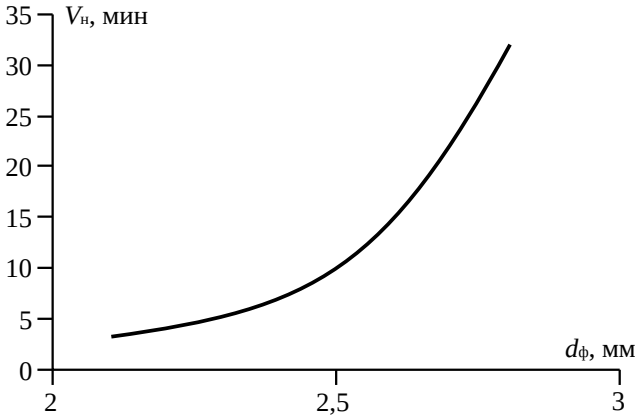


Рис. 3 Влияние скорости вытяжки волокна диаметром $d_н$ =160 мкм на диаметр фильерного отверстия.

Полученные выше результаты показали, что существует оптимальная вязкость расплава и скорость вытягивания нитей, при которой производительность установки имеет максимальное значение, а содержание неволокнистых включений минимально.

Основным каналом поступления энергии, необходимой для расплава и формирования первичных волокон, и основным каналом управления (формирования) толщины нитей является фильерный питатель, подключенный к вторичной обмотке трансформатора, первичная обмотка которого получает питание от силового тиристорного регулятора, работающего в режиме регулятора тока.

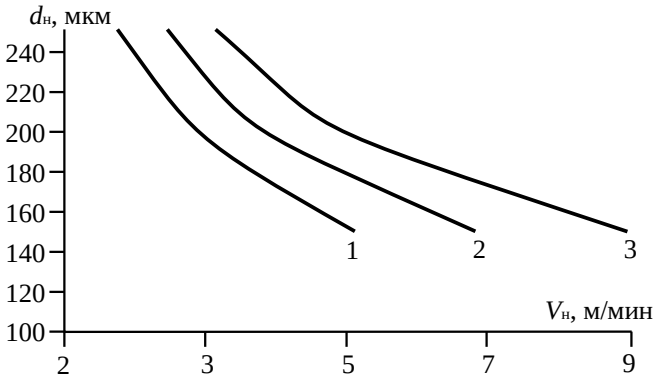


Рис. 4. Зависимость диаметра первичной нити от скорости вытяжки при диаметре фильерного отверстия: 1 – $d_ф$ = 2,2 мм; 2 – $d_ф$ = 2,4 мм; 3 – $d_ф$ = 2,6 мм.

Вторичный ток трансформатора ТВК–75 порядка 2000А, протекая через питатель, разогревает фильерное поле до температуры 1300÷1320 °С, необходимой для непрерывного истечения расплава. Активное сопротивление жаростойкой пластины питателя – нелинейное, что накладывает определенные ограничения при выходе питателя на температурный режим.

Резкое увеличение силы тока питателя может являться причиной его деформации, поэтому вывод питателя на рабочий режим выполняется плавно. В начале рабочего цикла ток в первичной обмотке трансформатора питателя должен составлять не более 15А, затем повышается через каждые 2…3 минуты по 1 амперу до рабочей величины силы тока в 46÷53А. Чем выше температура питателя, тем интенсивнее истечение расплава из фильер, но при этом усиливается явление смачиваемости расплавом поверхности фильер, делающее невозможным процесс образования первичных волокон.

Реализация оптимальных алгоритмов управления при нелинейной передаточной характеристике фильерного питателя реализуется путем использования регуляторов первичного тока трансформатора с линейным непрерывным пропорционально–интегральным (ПИ) законом управления [5–7]. Однако, отсутствие полной и достоверной информации об объекте регулирования приводит к усложнению структуры регулятора, усложнению его настройки и эксплуатации. Применение линейных регуляторов в системах с нестационарными процессами приводит к нелинейному изменению параметров регулирования, что требует решения задач определения и многоразовой корректировки коэффициентов управления, уменьшения динамической ошибки и сокращения времени переходных процессов.

Поэтому для решения задач регулирования питателями установкой в целом необходимо разработать систему регулирования, которая будет обеспечивать заданное качество технологического процесса независимо от нелинейности параметров регулирования и возможных непредвиденных изменений внешних факторов.

Первой задачей, которую необходимо решить при разработке системы управления, является стабилизация температуры питателя, а также обеспечение необходимой динамики переходных процессов. Решение данной проблемы возможно путем построения системы регулирования на основе нечеткой логики.

На рис. 5 приведена функциональная схема пропорционально–интегрального нечеткого логического контроллера температуры питателя, который позволяет обеспечить не только стабилизацию необходимого значения температуры $T_{ст}$, но также контроль текущего значения температуры питателя T и значения скорости его изменения $\Delta T / \Delta t$.

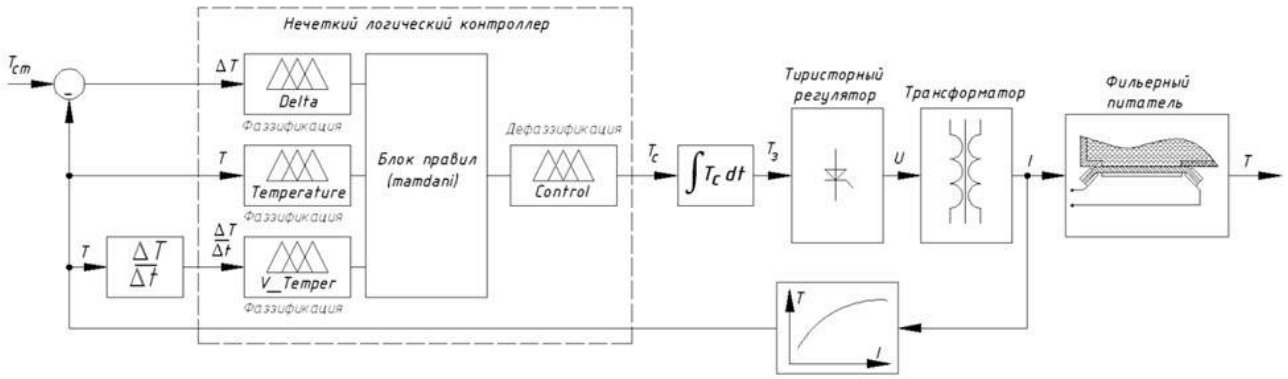


Рис. 5. Структурная схема пропорционально–интегрального НЛК температуры питателя

Благодаря этому при высоких (1000…1400 ºС) и низких (0…300 ºС) значениях температуры происходят изменения сигнала управления T_c, которые дают возможность компенсировать потери тепла в этих режимах. Наличие сигнала текущей температуры также позволяет обеспечить необходимую реакцию системы управления на непредвиденные ситуации, например, при превышении температурой максимально допустимого значения.

Для того чтобы обеспечить необходимую динамику системы введен дополнительный блок–интегратор который и формирует сигнал задания $T_з$ тиристорного регулятора, который в свою очередь формирует необходимый ток в первичной обмотке трансформатора U, питающего фильеры. Так как размещение датчиков температуры для определения точных значений проблематично, текущее значение температуры вычисляется по значению первичного тока трансформатора I. Экспериментальные зависимости $T = f(I)$ приведены в [3].

Выходной сигнал управления формируется блоком правил Мамдани по сигналу рассогласования ΔT отклонения текущего значения температуры фильеры от заданного значения. Данный алгоритм нечеткого вывода является наиболее универсальным для нелинейных систем. Блок правил (база знаний контроллера) составляется экспертом на основе опыта, компьютерного моделирования, а также с учетом классических законов теории автоматического регулирования. Таким образом, сформированы входные лингвистические переменные Delta, Temperature, V_Temper, и выходная переменная Control. Также установлены границы области базовых физических переменных: ΔT – от 0 до 1320 ºС; T – от 0 до 1320 ºС; $\Delta T / \Delta t$ – от 0,5 до 40 ºС/с.

Для решения задачи поддержания необходимого диаметра первичных нитей разработан нечеткий логический контроллер качества (НЛК), структурная схема которого приведена на рис. 6. Входными переменными НЛК являются непосредственно величина диаметра нити $d_н$, время работы питателя t_p и температура расплава в печи T_p. В зависимости от значений входных переменных блок правил формирует выходные сигналы управления: скорость вытягивания нитей $V_в$ и температура стабилизации питателя $T_{ст}$. Значение сигнала управления скорости поступает на вход преобразователя частоты, который формирует напряжения U асинхронного двигателя, создающего момент M механизма вытягивания, текущее значение скорости которого V.

Как и в предыдущем случае выбран универсальный алгоритм нечеткого вывода Мамдани, сформированы входные лингвистические переменные Diametr, Time, T_basalt и выходные переменные Speed, Temperature.

Установлены границы области базовых физических переменных: $d_н$ – от 120 до 300 мкм; t_p – от 0 до 1 мес.; T_p – от 0 до 1450 ºС.

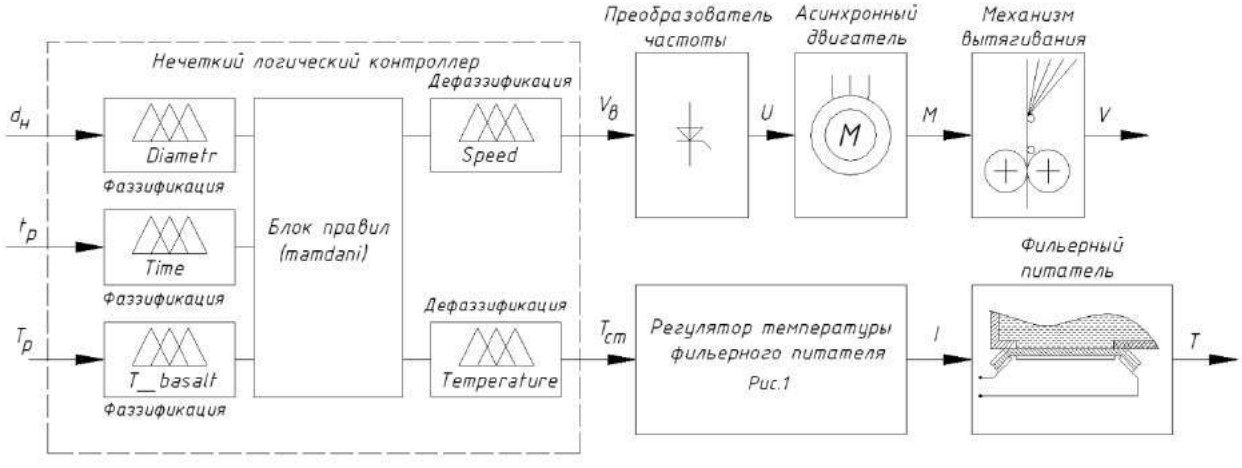


Рис. 6 Структурная схема НЛК диаметра первичной нити

Выводы.

1. В условиях возникающих неопределенностей состояния узла вытяжки и формирования первичной нити установки по производству БСТВ необходимо детерминировано управлять его технологическим параметром - толщиной нити при условии ее непрерывности.

2. Для эффективной работы установки требуется стабилизация диаметра первичной нити. Диаметр первичных нитей расплава базальта зависит от диаметра отверстий фильер, уровня и температуры расплава над фильерным питателем, вязкости расплава в фильерном сосуде, температуры фильерного питателя и скорости вытягивания нитей (линейной скоростью вращения вытяжных валиков).

3. Разработана структурная схема пропорционально–интегрального нечеткого логического контроллера температуры фильерного питателя, который обеспечивает стабилизацию необходимого значения температуры, непрямой контроль текущего значения температуры питателя T и скорости его изменения $\Delta T / \Delta t$.

4. Разработана структурная схема нечеткого логического контроллера диаметра первичных нитей волокна БСТВ, который обеспечивает взаимосвязанное регулирование скорости вытягивания нитей и температуры фильерного питателя в зависимости от диаметра нити, времени работы питателя и температуры расплава в печи установки по производству БСТВ.

5. Разработка системы оптимального управления установкой по производству базальтового супертонкого волокна на основе нечеткой логики позволит повысить качество выходного продукта, производительность, а также снизить энергопотребление.

Список литературы: **1.** *Волынский А.К.* Основы технологии получения базальтовых волокон и их свойства / *А.К. Волынский и др.* – К.: Научная мысль, 1980. – С.54-81. **2.** *Сухарев М.Ф.* Производство теплоизоляционных материалов / *Сухарев М.Ф., Майзель И.Л., Сандлер В.Г.* // М.: Высшая школа. – 1981. – 231 с. **3.** *Новицкий А.Г.* Исследование и совершенствование процессов получения базальтовых волокон и изделий на их основе. Дисс. канд. техн. наук. – К.: Национальный технический университет Украины “КПИ”. – 2005. – 157 с. **4.** *Федоткин И.М.* Влияние технологических параметров на диаметр и качество базальтового волокна / *И.М.Федоткин и др.* // Химическое машиностроение. – 1987.- №46.– С. 33-39. **5.** *Стяжкин В.П.* Тиристорные регуляторы тока в электротермических установках плавления и модификации материалов / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.* // Праці ІЕД НАН України.– Київ, 2008.– № 20.– С.59. **6.** *Стяжкин В.П.* Адаптивная система регулирования тока трансформатора в электротермических установках плавления / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.* // Технічна електродинаміка / Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – Київ, 2009. – Частина 5. – С. 109-110. **7.** *Стяжкин В.П.* Оптимальное управление электротехнологической установкой по производству базальтового супертонкого волокна / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.//* Вісник НТУ “ХПІ”. – 2015. – №12. – С.124-127. **8.** *Иваницкий С.Г.* Определение расхода расплавов при формовании непрерывных базальтовых волокон / *Иваницкий С.Г., Штерн М.Б. //* Міжвузівський збірник "НАУКОВІ НОТАТКИ". Луцьк, 2011. – № 32. – С.143–146. **9.** *Седов Л.И.* Механика сплошной среды. Т.2. / М.: Наука. – 1976.– 576 с. **10.** *Махова М.Ф. Джигирис Д.Д.* Основы производства базальтовых волокон и изделий/ М.: Теплоэнергетик.– 2002. – 170 с.

Bibliography (transliterated): 1. *Volynskij A.K.* Osnovy tehnologii poluchenija bazal'tovyh volokon i ih svojstva / A.K. Volynskij i dr. – K.: Nauchnaja mysl', 1980. – S.54-81. **2.** *Suharev M.F.* Proizvodstvo teploizoljacionnyh materialov / Suharev M.F., Majzel' I.L., Sandler V.G. // M.: Vysshaja shkola. – 1981. – 231 s. **3.** *Novickij A.G.* Issledovanie i sovershenstvovanie processov poluchenija bazal'tovyh volokon i izdelij na ih osnove. Diss. kand. tehn. nauk. – K.: Nacional'nyj tehnicheskij universitet Ukrainy “KPI”. – 2005. – 157 s. **4.** *Fedotkin I.M.* Vlijanie tehnologicheskih parametrov na diametr i kachestvo bazal'tovogo volokna / I.M.Fedotkin i dr. // Himicheskoe mashinostroenie. – 1987.- №46.– S. 33-39. **5.** *Stjazhkin V.P.* Tiristornye reguljatory toka v jelektrotermicheskih ustanovkah plavlenija i modifikacii materialov / Stjazhkin V.P., Podejko P.P. // Praci IED NAN Ukraïni.– Kiïv, 2008.– № 20.– S.59. **6.** *Stjazhkin V.P.* Adaptivnaja sistema regulirovanija toka transformatora v jelektrotermicheskih ustanovkah plavlenija / Stjazhkin V.P., Podejko P.P. // Tehnichna elektrodinamika/ Tematichnij vipusk «Silova elektronika ta energoefektivnist'». – Kiïv, 2009. – Chastina 5. – S. 109-110. **7.** *Stjazhkin V.P.* Optimal'noe upravlenie jelektrotehnologicheskoj ustanovkoj po proizvodstvu bazal'tovogo supertonkogo volokna / Stjazhkin V.P., Podejko P.P.// Visnik NTU “HPI”. – 2015. – №12. – S.124-127. **8.** *Ivanickij S.G.* Opredelenie rashoda rasplavov pri formovanii nepreryvnyh bazal'tovyh volokon / Ivanickij S.G., Shtern M.B. // Mizhvuzivs'kij zbirnik "NAUKOVI NOTATKI". Luc'k, 2011. – № 32. – S.143–146. **9.** *Sedov L.I.* Mehanika sploshnoj sredy. T.2. / M.: Nauka. – 1976.– 576 s. **10.** *Mahova M.F. Dzhigiris D.D.* Osnovy proizvodstva bazal'tovyh volokon i izdelij/ M.: Teplojenergetik.– 2002. – 170 s.

Поступила 26.06.2017

УДК 62-531.6

В. Ю. НОЖЕНКО, асист., Кременчуцький національний університет;
О. П. ЧОРНИЙ, докт. техн. наук, проф., Кременчуцький національний університет;
Д. Й. РОДЬКІН, докт. техн. наук, проф., Кременчуцький національний університет;
В. В. ЧЕНЧЕВОЙ, канд. техн. наук, асист., Кременчуцький національний університет

КЕРУВАННЯ ПУСКОМ ЗАРЕЗОНАНСНОЇ ВІБРАЦІЙНОЇ МАШИНИ З ДЕБАЛАНСНИМИ ВІБРОЗБУДЖУВАЧАМИ

Вступ. На сьогодні одним із питань покращення функціювання вібраційних машин (ВМ) з дебалансними віброзбуджувачами, які працюють у зарезонансній зоні, є вирішення проблеми пуску. Під час пуску при проходженні резонансної зони, виникають значні коливання робочого органу ВМ, що супроводжуються суттєвим динамічним навантаженням на конструкційні елементи, опори ВМ, ротори приводних двигунів та призводять до поломок пружних елементів, руйнування комунікацій, збільшення струму в обмотках статора, перевищення допустимих норм шуму та можливого «застрягання» роторів приводних двигунів. Для швидкого подолання резонансної зони приводні електродвигуни встановлюють із завищеною потужністю майже у 2÷5 разів або з підвищеним пусковим моментом, які, як правило, мають порівняно низьке значення ККД. Існує низка способів, які використовуються для зменшення резонансних коливань [1–3], але не всі вони дозволяють замінити приводні двигуни зарезонансних ВМ менш потужними. До того ж, розвиток технологій виробництва в тій чи іншій області потребує розвитку обладнання, зокрема, вібраційних систем, які б могли забезпечити раціональні технологічні режими. Вирішення комплексу вказаних проблем зарезонансних вібраційних машин можливе за допомогою застосування регульованого асинхронного електроприводу (ЕП).

Постановка проблеми. Застосування регульованого ЕП до зарезонансних ВМ передбачає, по–перше, зміну параметрів віброколивань ВМ в усталеному технологічному режимі, що дозволяє розширити функціональні можливості ВМ; по–друге, керування процесом пуску, а саме швидке проходження зони резонансу. Керування пуском ЕП ВМ доцільно здійснювати при заміні приводних двигунів на менш потужні, це надасть можливість підвищити енергоефективність ЕП. Слід відмітити, що швидке подолання резонансної зони можливе лише за умови, коли значення моменту двигуна буде більше, ніж максимальне значення вібраційного моменту в резонансі [4]. Враховуючи, що використання двигунів меншої потужності призводить до зменшення їх моменту в процесі пуску, регульований ЕП повинен забезпечити збільшення моменту двигуна при переході резонансної зони. Зазначену вимогу можна реалізувати шляхом збільшення напруги живлення приводних двигунів при підході до зони резонансу, коли вібраційний момент ще не почав стрімко зростати, після проходження резонансу керуючий вплив на збільшення напруги живлення може бути відмінений. Оскільки, існуючі скалярні закони частотного керування не дозволяють керувати напругою зазначеним чином, тому виникає необхідність їх удосконалення відповідно до особливостей роботи зарезонансних ВМ.

Метою роботи є синтез скалярного закону керування частотно–регульованого ЕП зарезонансної ВМ для швидкого подолання резонансної зони. Досягнення поставленої мети дозволить також вирішити актуальну задачу зменшення потужності приводних двигунів та підвищення енергоефективності їх роботи.

Матеріали і результати досліджень. Як зарезонансна ВМ розглядалась вібраційна площадка (ВП) із двовальними дебалансними віброзбуджувачами блочної конструкції типу СМЖ–187А для ущільнення жорстких бетонних сумішей у формі [1]. Вібраційна площадка забезпечує гармонічні вертикально направлені коливання робочого органу за рахунок синхронного обертання валів із дебалансами в протилежні напрямки. Електроприводом такої ВП служать два ідентичні нерегульовані асинхронні двигуни (АД), жорстко зв'язані між собою.

Дослідження процесу пуску зарезонансної ВП проводилось шляхом математичного моделювання. Математична модель ВП детально наведена в [5] з конструкційними параметрами: повна приведена маса коливних частин ВМ із формою і бетонною сумішшю m_{pl} = 9000 кг; коефіцієнт жорсткості опор ВМ $c_0 = 1{,}268 \cdot 10^8$ Н/м; коефіцієнт демпфування b_0 = 30600 Нс/м; відстань дебаланса від осі обертання r = 0,1 м; маса дебаланса m_0 = 18 кг. Математична модель АД була побудована в трифазній системі координат [6]. Асинхронні двигуни потужністю 30 кВт кожен мають паспортні дані: P_n = 30 кВт; n_0 = 1500 об/хв; λ_p = 1,4; λ_k = 2,3; s_n = 1,9%; s_k = 14,0%; k_i = 6,5; η = 91%; J_d = 0,23 кг·м^2 [7]. Аналіз отриманих результатів математичного моделювання прямого пуску ЕП ВП підтверджує вищезазначені теоретичні положення, а саме: пуск приводних двигунів здійснюється швидко, без «застрягання», проте в усталеному режимі АД працюють із суттєвим недовантаженням.

Необхідно зазначити, що дана ВП використовується для формування залізобетонних виробів різної конфігурації, що може призвести до зміни m_{pl} [1]. Так, максимальне значення m_{pl} становить 11000 кг, а мінімальне, коли m_{pl} складається тільки з маси коливних частин ВП та маси форми, становить 5000 кг. Відповідно до повної приведеної маси коливної частини ВП змінюють статичний момент маси дебалансів для забезпечення амплітуди віброколивань в усталеному технологічному режимі у межах $0{,}2 \cdot 10^{-3} \div 0{,}5 \cdot 10^{-3}$ м.

© В.Ю. Ноженко, О.П. Чорний, Д.Й. Родькін, В.В. Ченчевой, 2017

При застосуванні частотно–регульованого ЕП до ВП було замінено приводні АД потужністю 30 кВт на АД потужністю 11 кВт кожен із паспортними даними: P_n = 11 кВт; n_0 = 1500 об/хв; λ_p = 2,2; λ_k = 3,0; s_n = 2,8%; s_k = 19,5%; k_i = 7,5; η = 87,5%; J_d = 0,04 кг·м^2 [7].

Як відомо з [8], характер частотних перехідних процесів у розімкнутій системі частотного керування при заданому моменті навантаження, моменті інерції, а також законі регулювання напругою визначається темпом зміни частоти. При цьому для отримання найбільш якісного перехідного процесу необхідним є визначення часу зміни (розгортки) частоти t_r, оскільки для різних типів двигунів та різного навантаження дана величина може змінюватись. Так, при часі розгортки, приблизно 0,3÷0,5 t_r, час частотного пуску може бути мінімальним та на 20÷50 % меншим за час прямого пуску. Тому дослідження пуску ВМ із частотно–регульованим ЕП (зміна напруги та частоти регулювалась за законом U / f = *const*) проводились для різного часу розгортки частоти, що дозволить визначити найбільш оптимальну, яка забезпечить швидке проходження резонансної зони. Час розгортки частоти змінювався від 0,7 с до 1,8 с. Як показник оптимального часу розгортки частоти обрано максимальне переміщення робочого органу ВМ (y_{max}) при проходженні резонансної зони, оскільки саме величина y_{max} спричиняє появу вібраційного моменту.

Знаходження оптимального t_r виконувалось для різних значень повної приведеної маси коливних частин ВМ (m_{pl}) від 6000 до 11000 кг, оскільки, як зазначалося вище, m_{pl} може змінюватись.

У результаті досліджень методом найменших квадратів були отримані залежності $y_{max} = f(t_r)$ для різних значень m_{pl}, які апроксимуються функцією

$$y_{max}(t_r) = a_0 + a_1 t_r + \frac{a_2}{t_r^2}, \qquad (1)$$

де a_0, a_1, a_2 – коефіцієнти апроксимації, які приведені в табл. 1.

Таблиця 1 – Значення коефіцієнтів моделі

Маса ВМ, кг	a_0	a_1	a_2	$t_{r.opt}$
6000	– 0,010241422	0,012185142	0,0028657407	0,778
7000	– 0,0088222798	0,010047459	0,0030741384	0,849
8000	– 0,01367811	0,012072015	0,0055803353	0,974
9000	– 0,011032831	0,0097534978	0,0054104016	1,035
10000	– 0,0066913061	0,0066119557	0,0046264985	1,119
11000	– 0,00060557591	0,0027314914	0,002755625	1,264

На рис. 1 наведено залежності максимального переміщення ВП від часу розгортки частоти для різних значень m_{pl}.

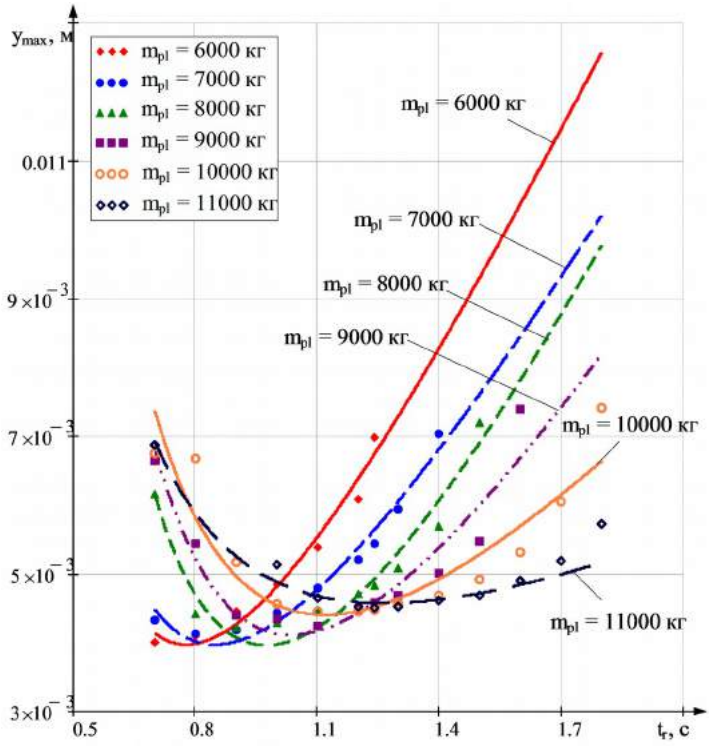


Рис. 1. Залежність максимального переміщення ВМ від часу розгортки частоти

Аналіз результатів показав, що отримані залежності мають явно виражений екстремум – мінімум функції, час, коли амплітуда переміщення мінімальна. Також із залежностей витікає, що зі збільшенням m_{pl} мінімум функції зміщується вправо, тобто спостерігається при більшому значенні часу розгортки частоти.

Мінімум функції $y_{max} = f(t_r)$ визначався з умови, що $y_{max} \rightarrow min$, при $\frac{dy_{max}}{dt_r} = 0$, тоді $\frac{dy_{max}}{dt_r} = a_1 - \frac{2a_2}{t_r^3}$, звідси оптимальний час розгортки частоти:

$$t_{r.opt} = \sqrt[3]{2a_2 / a_1}\ . \qquad (2)$$

Як видно з табл. 1, коефіцієнти моделі a_1 і a_2 змінюються залежно від m_{pl}, тому були отримані рівняння апроксимації у вигляді $a_1 = f(m_{pl})$ та $a_2 = f(m_{pl})$.

Для коефіцієнта моделі a_1 рівняння апроксимації має вигляд:

$$a_1(m_{pl}) = k_0 + k_1 m_{pl} + k_2 m_{pl}^2\ , \qquad (3)$$

де k_0 = –0,012927361; k_1 =7,2071756·10^{-6}; k_2 = –5,2461248·10^{-10} – коефіцієнти апроксимації.

Для коефіцієнта моделі a_2 рівняння апроксимації:

$$a_2(m_{pl}) = l_0 + l_1 m_{pl} + l_2 m_{pl}^2\ , \qquad (4)$$

де l_0 = –0,026069407; l_1 = 7,263631·10^{-6}; l_2 = –4,2065635·10^{-10} – коефіцієнти апроксимації.

Тоді, відповідно до (2) залежність оптимального часу розгортки від повної приведеної маси коливних частин ВМ виглядатиме як

$$t_{r.opt}(m_{pl}) = \sqrt[3]{\frac{2(l_0 + l_1 m_{pl} + l_2 m_{pl}^2)}{k_0 + k_1 m_{pl} + k_2 m_{pl}^2}}\ . \qquad (5)$$

Криву оптимального часу розгортки від повної приведеної маси коливних частин розглянутої ВП приведено на рис. 2.

Для перевірки ефективності застосування частотно–регульованого ЕП, з урахуванням оптимального часу розгортки частоти, були проведені дослідження частотного пуску ВП при максимальній m_{pl}, оскільки в даному випадку навантаження на приводні двигуни є найбільшим. Відповідно до рис. 2, оптимальний час розгортки частоти для АД потужністю 11 кВт при m_{pl} = 11000 кг становить 1,2683 с.

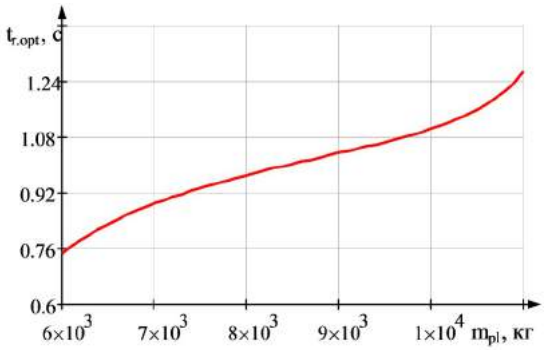
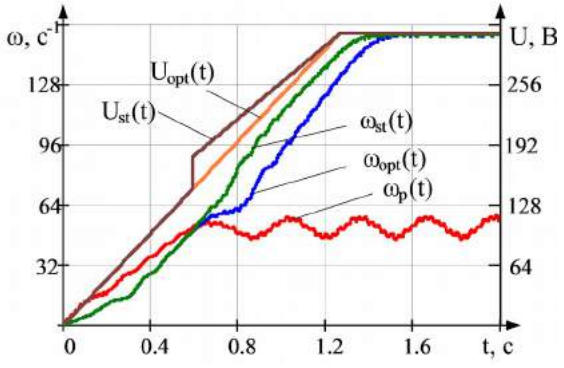


Рис. 2. Залежність оптимального часу розгортки частоти від повної приведеної маси коливних частин ВМ

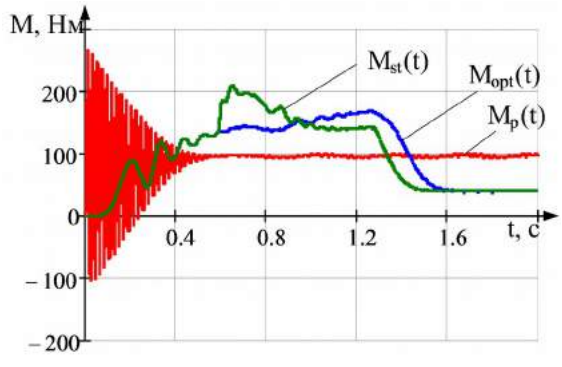
На рис. 3 приведено часові залежності швидкості та моменту АД при прямому пуску ($\omega_p(t)$, $M_p(t)$) та при частотному з оптимальним часом розгортки частоти ($\omega_{opt}(t)$, $M_{opt}(t)$).

Аналіз отриманих результатів показав, що при прямому пуску АД спостерігається «застрягання» двигуна, що унеможливлює вихід ВМ в усталений технологічний режим. Застосування частотно–регульованого ЕП дозволяє усунути «застрягання» приводних двигунів, але при проходженні резонансної зони спостерігається зменшення прискорення приводних двигунів. Це пов'язано з тим, що при резонансі значення моменту опору, який діє на АД, а саме вібраційного моменту, близьке або дорівнює значенню моменту двигуна.

Для наглядного порівняння моментів у резонансі на рис. 4 зображено динамічні характеристики АД при прямому пуску ω(M_p), оптимальній розгортці частоти ω(M_{opt}) та характеристика вібраційного моменту ω(M_v), з яких витікає, що при прямому пуску в резонансній зоні вібраційний момент перевищує момент АД на 64,64 %, а при частотному з оптимальним часом розгортки частоти – на 16,286 %. Таким чином, щоб повністю уникнути «застрягання» приводних двигунів при проходженні резонансної зони, момент АД повинен бути більшим за вібраційний.



а)



б)

Рис. 3. Часові залежності: а) напруги живлення та швидкості двигуна ВП; б) моменту двигуна ВП

Виходячи з виразу визначення електромагнітного моменту АД [6], де M_{em} прямо пропорційно залежить від напруги, збільшення M_{em} можливо досягти шляхом стрибкоподібної зміни напруги при підході до резонансної частоти.

За допомогою математичного моделювання для розглянутої ВП виконано дослідження частотного пуску АД з оптимальним часом розгортки частоти та із стрибкоподібною зміною напруги. Слід зазначити, що подачу стрибка напруги необхідно здійснювати при підході до резонансної частоти, до моменту стрімкого зростання вібромоменту. З рис. 4 видно, що максимальна величина вібраційного моменту в резонансній зоні лежить у вузькому діапазоні 50÷60 $с^{-1}$.

На рис. 3 наведено криві напруги: при оптимальному часі розгортки частоти $U_{opt}(t)$, коли U змінюється лінійно, та при стрибкоподібній її зміні – $U_{st}(t)$. Збільшення U виконувалось при ω = 50 $с^{-1}$ на 11 %. Аналіз кривих швидкості $\omega_{st}(t)$ та моменту двигуна $M_{st}(t)$, приведених на рис. 3, показав, що подача стрибком напруги в процесі пуску дозволяє збільшити момент двигуна при проходженні зони резонансу (рис. 3,б), уникнути «застрягання» АД (рис. 3,а) та зменшити час пуску. Відповідно, розглядаючи динамічну характеристику АД при стрибкоподібній зміні напруги ω(M_{st}) та вібромоменту ω(M_v), видно, що збільшення напруги в резонансній зоні дозволяє момент двигуна перевищити вібромомент.

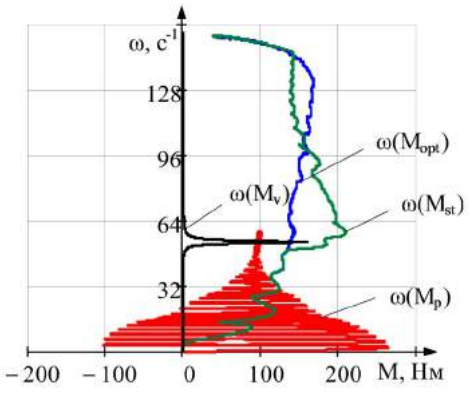


Рис. 4. Динамічні характеристики АД та статична характеристика вібраційного моменту

Висновки. Проведені дослідження пуску ВМ при заміні приводних двигунів потужністю в три рази меншою за номінальну та застосування частотно–регульованого ЕП дозволили визначити залежність оптимального часу розгортки частоти АД від повної приведеної маси коливних частин ВМ.

Приведено результати математичного моделювання розгону ВМ при застосуванні приводних АД меншої потужності для двох випадків: прямого пуску АД та регульованого з урахуванням оптимального часу розгортки частоти, які показали, що у другому випадку «застрягання» роторів приводних двигунів усувається порівняно з прямим пуском, але спостерігається зменшення їх прискорення через перевищення вібраційного моменту над моментом АД.

Для збільшення моменту двигуна запропоновано стрибкоподібну зміну напруги живлення при підході до резонансної зони, коли вібраційний момент починає стрімко зростати, що дозволяє повністю усунути «застрягання» приводних двигунів зарезонансної ВМ, зменшити навантаження на конструкційні елементи ВМ, збільшити термін служби обладнання, підвищити надійність вібраційної системи в цілому.

Список літератури: 1. Вибрации в технике : справочник в 6 т. – М. : Машиностроение, 1981. – Т. 4 : Вибрационные машины и процессы. – 509 с. **2.** *Дмитриев В. Н.* Переходные процессы зарезонансных вибрационных машин / *В. Н. Дмитриев, Е. Н. Гаврилов* // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2011. – № 4. – С. 52–55. **3.** *Tomchin D. I.* Controlled passage through resonance for flexible vibration units / *D. I. Tomchin, O. P. Tomchina, A. L. Fradkov* // Mathematical Problems in Engineering. – 2015. – Режим доступу: https://www.hindawi.com/journals/mpe/2015/839105/. – Дата звертання : 30 травня 2017. **4.** *Ярошевич Н. П.* Динамика пуска вибрационных машин с дебалансным приводом / *Н. П. Ярошевич, И. П. Забродець, А. В. Силивонюк* [*и др.*] // Вібрації в техніці та технологіях. – 2015. – № 4 (80). – С. 113–120. **5.** *Ноженко В. Ю.* Особенности пуска зарезонансных дебалансных машин с дебалансными вибровозбудителями / *В. Ю. Ноженко, Д. И. Родькин, В. В. Ченчевой* // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Тематический выпуск: Проблемы автоматизированного електропривода. Теория и практика. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2015. – Вып. 12 (1121). – С. 218–223. **6.** *Копылов И. П.* Математическое моделирование электрических машин / *И. П. Копылов*. – М. : Высшая школа, 2001. – 327 с. **7.** Асинхронные двигатели серии 4А : справочник / *А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин* [*и др.*]. – М. : Энергоиздат, 1982. – 504 с. **8.** *Сандлер А. С.* Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / *А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов*. – М. : Энергия, 1974. – 328 с. **9.** *Андреев В. П.* Основы электропривода / *В. П. Андреев, Ю. А. Сабинин*. – М.-Л. : Госэнергоиздат, 1963. – 772 с.

Bibliography (transliterated): 1. Vibratsii *v tekhnike: spravochnik.* Vol. 4. Moscow: Mashinostroyeniye, 1981. Print. **2.** Dmitriyev, V. N. and Gavrilov, Ye. N. "Perekhodnyye protsessy zarezonansnykh vibratsionnykh mashin". *Elektrotekhnicheskiye kompleksy i sistemy upravleniya*. No. 4. 2011. 52–55. Print. **3.** Tomchin, D. I., Tomchina, O. P. and Fradkov, A. L. "Controlled passage through resonance for flexible vibration units." *Mathematical Problems in Engineering*. 2015. Web. 30 May 2017 <https://www.hindawi.com/journals/mpe/2015/839105/> **4.** Yaroshevich, N. P., et al. "Dinamika puska vibratsionnykh mashin s debalansnym privodom." *Vibratsiyi v tekhnitsí ta tekhnologiyakh*. No. 4.80. 2015. 113–120. Print. **5.** Nozhenko, V. Yu., Rodkin, D. I. and Chenchevoy, V. V. "Osobennosti puska zarezonansnykh debalansnykh mashin s debalansnymi vibrovozbuditelyami." *Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta «Kharkovskiy politekhnicheskiy ínstitut». Tematicheskiy vypusk: Problemy avtomatizirovannogo yelektroprivoda. Teoriya i praktika*. No. 12.1121. 2015. 218–223. Print. **6.** Kopylov, I. P. *Matematicheskoe modelirovaniye elektricheskikh mashin*. Moskow: Vysshaya shkola, 2001. Print. **7.** Kravchik, A. E., et al. *Asinkhronnyye dvigateli seriyi 4A : spravochnik.* Moskow: Energoizdat, 1982. Print. **8.** Sandler, A. S. and Sarbatov, R. S. *Avtomaticheskoye chastotnoye upravleniye asinkhronnymi dvigatelyami*. Moskow: Energiya. 1974. Print. **9.** Andreyev, V. P. and Sabinin, Yu. A. *Osnovy elektroprivoda.* Moskow-Leningrad: Gosenergoyizdat. 1963. Print.

Надійшла 12.06.2017

УДК 621.314

В. С. БОЙКО, докт. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ»;
М. І. СОТНИК, докт. техн. наук, доц., Сумський державний університет;
О. Г. ГУСАК, канд. техн. наук, доц., Сумський державний університет.

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ У ЕЛЕКТРИЧНИХ МОДЕЛЯХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ МЕРЕЖ ВОДОПОСТАЧАННЯ

Вступ. Основним елементом будь-якої мережі водопостачання є електромеханічна система (ЕМС), яка створюється сукупністю енергетичних компонент мережі: привідним електричним двигуном, насосом та системою підводу рідини з накопичувальних резервуарів.

Привідний електричний двигун є електричною машиною, у якій електрична енергія мережі електропостачання перетворюється на механічну. Насос є енергетичною машиною, у якій механічна енергія приводу перетворюється на гідравлічну енергію рідини.

Виходячи з викладеного, електромеханічна система (рис. 1) функціонально є своєрідним багатоетапним перетворювачем, у якому електрична енергія, що поступає від мережі електропостачання через привідний електричний двигун та потенціальна енергія рідини з накопичувальних резервуарів перетворюються на енергію руху рідини у вихідному патрубку.

Наразі в мережах водопостачання в експлуатації знаходиться велика кількість електромеханічних систем (ЕМС), що містять у своєму складі насоси з двозавитковим спіральним відводом і робочі колеса, які мають сім чи вісім лопатей.

Робочі режими відцентрових насосів і електромеханічних систем, до складу яких вони входять, можна здійснювати різними способами [2-5]. Ми використовуємо розроблений нами [1], [7], [8] спосіб електричного моделювання зазначених режимів, який потребує створення електричних моделей ЕМС з відцентровими насосами.

Мета роботи. На прикладі електричної моделі електромеханічної системи, яка містить відцентровий насос з двозавитковим спіральним відводом і робочим колесом з парною кількістю лопатей, довести вплив активних опорів контуру комутації моделі на характер електромагнітних процесів.

Рис. 1 Електромеханічна система мережі водопостачання

Матеріал і результати досліджень. Дослідимо електромагнітний процес у схемі рис. 1. Вона є електричною моделлю ЕМС, яка містить насос з двозавитковим спіральним відводом і робочим колесом з вісьмома лопатями. Модель складається з двох половин, кожна з яких містить по m паралельних віток, що дорівнює кількості лопатей робочого колеса насоса.

Узагальнено система ЕРС паралельних віток моделі запишеться у вигляді гармонічної функції (синусоїди) наступним чином:

$$e_j = E_m \sin\left[\omega t + \pi\left(0.5 + \frac{1-2j}{m}\right)\right], \qquad (1)$$

де j – номер вітки електричної моделі; ω – кутова частота обертання робочого колеса насоса.

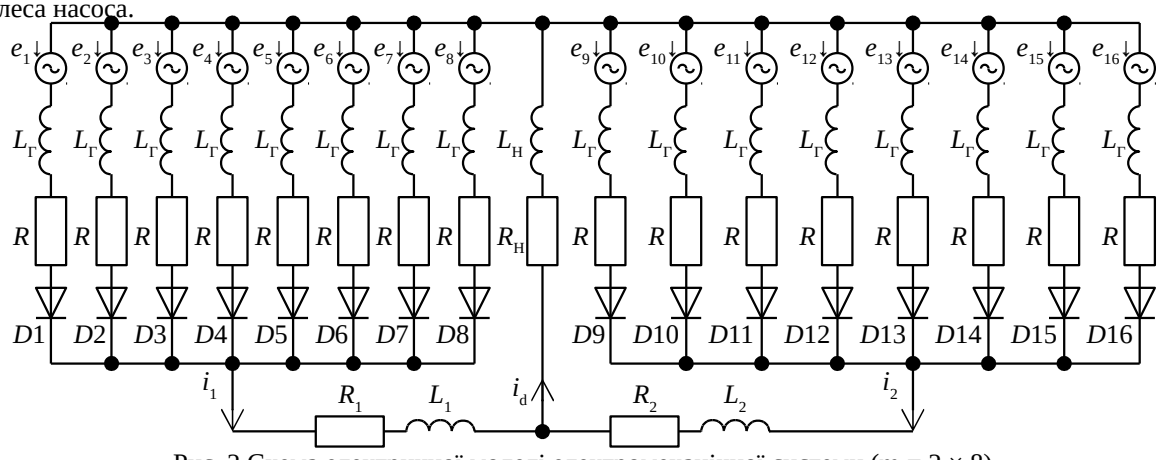


Рис. 2 Схема електричної моделі електромеханічної системи (m = 2 × 8)

Цим у моделі відображається факт обертового руху рідини у проточній частині насоса. Амплітуда (E_m) ЕРС усіх віток електричної моделі електромеханічної системи однакова. Різного роду втрати при роботі відцентрового насоса, які призводять до зниження його ККД та зменшення вихідного напору при збільшенні

© В.С. Бойко, М.І. Сотник, О.Г. Гусак, 2017

робочого потоку, інтегрально враховуються у моделі насоса наявністю активного R та індуктивного $X_г$ опору [6]. Останній зображений на схемі рис. 1 індуктивним елементом $L_г$. Однак, у представленому дослідженні розглядається питання щодо впливу активного опору контуру комутації на характер електромагнітних процесів.

Тому аналіз останніх здійснюється без врахування як індуктивностей контуру комутації, так і індуктивностей вихідних віток схеми електричної моделі.

Виходячи з викладеного, систему ЕРС джерел окремих віток схеми рис. 1, запишемо так:

$$\left.\begin{array}{l} e_1=E_m\sin(\upsilon+3\pi/8); \\ e_2=E_m\sin(\upsilon+\pi/8); \\ e_3=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_4=E_m\sin(\upsilon-3\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_5=E_m\sin(\upsilon-5\pi/8); \\ e_6=E_m\sin(\upsilon-7\pi/8); \\ e_7=E_m\sin(\upsilon+7\pi/8); \\ e_8=E_m\sin(\upsilon+5\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_9=E_m\sin(\upsilon-5\pi/8); \\ e_{10}=E_m\sin(\upsilon-7\pi/8); \\ e_{11}=E_m\sin(\upsilon+7\pi/8); \\ e_{12}=E_m\sin(\upsilon+5\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_{13}=E_m\sin(\upsilon+3\pi/8); \\ e_{14}=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_{15}=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_{16}=E_m\sin(\upsilon-3\pi/8). \end{array}\right\} \quad (2)$$

Початкова фаза у цих рівняннях відраховується від вертикальної вісі. На рис. 3 наведена векторна діаграма цих ЕРС.

Дослідження проведено за схемою рис. 4, у якій знехтуємо індуктивностями вихідних віток половин електричної моделі. Для аналізу скористаємось методом вузлових напруг. Також врахуємо, що за наявності опорів контуру комутації R, комутація струму вентилями не буде миттєвою і момент її початку невідомий. Тож електромагнітний процес на інтервалі протяжністю π/4 поділятиметься на два етапи різної протяжності.

Система рівнянь для першого етапу електромагнітного процесу, який характеризується спільною роботою діодів $D1$–$D8$ і $D13$–$D12$:

$$\left.\begin{array}{r} \dot{U}_{10}G_{11}-\dot{U}_{20}G_{12}-\dot{U}_{30}G_{13}=\dot{I}_{11}; \\ -\dot{U}_{10}G_{21}+\dot{U}_{20}G_{22}-\dot{U}_{30}G_{23}=\dot{I}_{22}; \\ -\dot{U}_{10}G_{31}-\dot{U}_{20}G_{32}+\dot{U}_{30}G_{33}=\dot{I}_{33}, \end{array}\right\} \quad (3)$$

де: $G_{11} = 2 / R + 1 / R_1$; $G_{22} = 2 / R + 1 / R_2$; $G_{33} = 1 / R_1 + 1 / R_2 + 1 / R_H$;
$G_{12} = G_{21} = 0$; $G_{23} = G_{32} = 1 / R_2$; $G_{13} = G_{31} = 1 / R_1$;
$\dot{I}_{11} = (\dot{E}_1 + \dot{E}_8) / \mathrm{R}$; $\dot{I}_{22} = (\dot{E}_{12} + \dot{E}_{13}) / \mathrm{R}$; $\dot{I}_{33} = 0$.

Звернімо також увагу, що згідно з (2) $\dot{E}_1 = \dot{E}_{13}$, а $\dot{E}_8 = \dot{E}_{12}$.

Головний визначник

$$\Delta=\begin{vmatrix} G_{11} & -G_{12} & -G_{13} \\ -G_{21} & G_{22} & -G_{23} \\ -G_{31} & -G_{32} & G_{33} \end{vmatrix}=G_{11}G_{22}G_{33}-G_{13}G_{31}G_{22}-G_{23}G_{32}G_{11} . \quad (4)$$

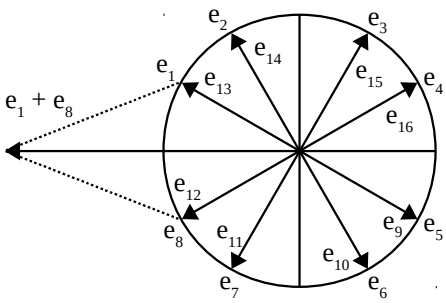


Рис. 3 Векторна діаграма ЕРС віток електричної моделі ЕМС (m = 2×8)

При отриманні виразу головного визначника системи рівнянь (3) враховано, що $G_{12} = G_{21} = 0$.

Визначимо вузлову напругу першого вузла $\dot{U}_{10(1)}$ на першому етапі електромагнітного процесу. Алгебричне доповнення

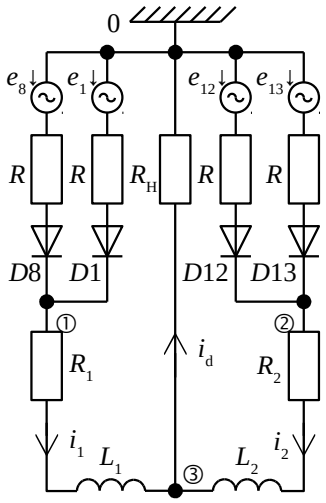


Рис. 4 Схема спільної роботи діодів $D1$–$D8$ і $D13$–$D12$

$$\Delta_1=\begin{vmatrix} \dot{I}_{11} & -G_{12} & -G_{13} \\ \dot{I}_{22} & G_{22} & -G_{23} \\ \dot{I}_{33} & -G_{32} & G_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{11}G_{22}G_{33}+G_{13}G_{32}\dot{I}_{22}-G_{23}G_{32}\dot{I}_{11} .$$

Вузлову напругу першого вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{10(1)} = \Delta_1 / \Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{10(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_1]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R} .$$

Визначимо вузлову напругу $\dot{U}_{20(1)}$. Алгебричне доповнення

$$\Delta_2=\begin{vmatrix} G_{11} & \dot{I}_{11} & -G_{13} \\ -G_{21} & \dot{I}_{22} & -G_{23} \\ -G_{31} & \dot{I}_{33} & G_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{22}G_{11}G_{33}-G_{13}G_{31}\dot{I}_{22}-G_{23}G_{31}\dot{I}_{11} .$$

Вузлову напругу другого вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{20(1)} = \Delta_2 / \Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{20(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_2]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R} .$$

Визначимо вузлову напругу $\dot{U}_{30(1)}$. Алгебричне доповнення

$$\Delta_3=\begin{vmatrix} G_{11} & -G_{12} & \dot{I}_{11} \\ -G_{21} & G_{22} & \dot{I}_{22} \\ -G_{31} & -G_{32} & \dot{I}_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{11}G_{22}G_{31}+G_{11}G_{32}\dot{I}_{22} .$$

Вузлову напругу третього вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{30(1)}=\Delta_3/\Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{30(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)R_H]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,.$$

Як випливає з позначення вузлів схеми рис. 4, розрахована вище вузлова напруга $\dot{U}_{30(1)}$ є випрямленою напругою електричної моделі відцентрового насосного агрегату у складі електромеханічної системи на першому етапі електромагнітного процесу. Якщо врахувати також, що геометрична сума векторів ЕРС першої і восьмої фаз схеми електричної моделі, дорівнюють $j2E_m\cos(\pi/8)$ (див. векторну діаграму рис. 3) і є суто реактивним числом, миттєве значення випрямленої напруги на першому етапі електромагнітного процесу має розраховуватись за наступним співвідношенням:

$$u_{30(1)}=\frac{2E_m\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)R_H]\sin(\upsilon+\pi/2)}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,. \qquad (5)$$

Відповідно вираз миттєвого значення випрямленого струму, отриманий за законом Ома, буде таким:

$$i_{30(1)}=\frac{2E_m\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)]\sin(\upsilon+\pi/2)}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,. \qquad (6)$$

Поки що немає можливості побудувати графіки зміни миттєвого значення випрямленої напруги і випрямленого струму на першому етапі електромагнітного процесу, оскільки невідомий момент вступу в роботу діодів електричної моделі, як і невідома протяжність спільної роботи діодів. Вочевидь, для окремих половин схеми вона буде різною, що обумовлюється несиметрією схеми.

Для розрахунку цих показників електромагнітного процесу на його першому етапі, необхідно дослідити закономірність зміни струмів діодів в інтервалі їх спільної роботи. Для цього можна скористатись законом Ома і вирази струмів діодів, які знаходяться в роботі, у комплексній формі у загальному вигляді подати наступним чином:

$$\dot{I}_{1(1)}=\frac{\dot{E}_1-\dot{U}_{10(1)}}{R};\ \dot{I}_{8(1)}=\frac{\dot{E}_8-\dot{U}_{10(1)}}{R};\ \dot{I}_{12(1)}=\frac{\dot{E}_{12}-\dot{U}_{20(1)}}{R};\ \dot{I}_{13(1)}=\frac{\dot{E}_{13}-\dot{U}_{20(1)}}{R}\,. \qquad (7)$$

Момент вступу діодів у роботу визначається різницею комплексного значення ЕРС фази і вузлової напруги. Так, для діода *D*1, який вступає в роботу, це різниця між ЕРС першої фази і вузловою напругою першого вузла. Для діода *D*13 який також вступає в роботу, це різниця між ЕРС тринадцятої фази і вузловою напругою другого вузла. До речі, ЕРС першої і тринадцятої фаз - однакові і мають початкову фазу, яка дорівнює 3π/8. Відповідно вони мають дійсну частину $Re[\dot{E}_1] = E_m\cos(5\pi/8)$ і уявну частину $Im[\dot{E}_1] = E_m\sin(5\pi/8)$. Виходячи з величини початкової фази, дійсна і уявна частини комплексного значення ЕРС першої фази - додатні.

Як зазначалося раніше, вузлові напруги є суто уявними величинами. Тож дійсна частина комплексного значення струму діода D1 на першому етапі електромагнітного процесу дорівнює

$$Re[\dot{I}_{1(1)}]=E_m\cos(3\pi/8)=A_{1(1)}\,.$$

Уявна частина комплексного значення струму діода *D*1 дорівнює

$$Im[\dot{I}_{1(1)}]=E_m\left\{2\cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)-\frac{2\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_1]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\right\}/R=B_{1(1)}\,.$$

Виходячи з викладеного, амплітуда миттєвого значення струму діода *D*1 при вступі його в роботу розраховується як

$$I_{m1(1)}=\sqrt{A^2_{1(1)}+B^2_{1(1)}}\,, \qquad (8)$$

а початкова фаза

$$\psi_{1(1)}=arctg(B_{1(1)}/A_{1(1)})\,. \qquad (9)$$

Розмірковуючи подібним чином, запишемо вирази дійсної і уявної частини струму діода *D*13, який також вступає в роботу:

$$Re[\dot{I}_{13(1)}]=E_m\cos(3\pi/8)/R=A_{13(1)}\,;$$

$$Im[\dot{I}_{13(1)}]=E_m\left\{2\cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)-\frac{2\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_2]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\right\}/R=B_{13(1)}\,.$$

Амплітуда миттєвого значення струму діода *D*1 при вступі його в роботу розраховується як

$$I_{m13(1)}=\sqrt{A^2_{13(1)}+B^2_{13(1)}}\,, \qquad (10)$$

а початкова фаза

$$\psi_{13(1)}=arctg(B_{13(1)}/A_{13(1)})\,. \qquad (11)$$

У той же період діоди *D*8 і *D*12 виходять з роботи. ЕРС фаз, в яких працюють зазначені діоди, мають початкову фазу, яка дорівнює 5π/8. Відповідно вони мають дійсну частину $Re[\dot{E}_1] = E_m\cos(5\pi/8)$ і уявну частину $Im[\dot{E}_1] = E_m\sin(5\pi/8)$. Виходячи з величини початкової фази, дійсна частина цих ЕРС - від'ємна, але за абсолютним значенням така ж, як і у фазах з діодами, що вступають в роботу. Уявна частина - додатна і за величиною така ж, як і у фазах діодів, що вступають в роботу.

Протяжність першого етапу електромагнітного процесу стосовно кривої випрямленої напруги електричної моделі може бути визначеною, лише після дослідження особливостей електромагнітного процесу на другому етапі.

На другому етапі електромагнітного процесу у кожній половині схеми електричної моделі працюватимуть по одному діоду: у лівій половині діод $D1$, а у правій – $D13$. Якщо скористатись схемою рис. 4, нескладно уявити, що розрахункова схема матиме всього два вузла, і якщо нижній вузол позначити як третій, то згідно методу вузлової напруги, випрямлена напруга електричної моделі на другому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розраховуватиметься так:

$$\dot{U}_{30(2)}=\frac{\dot{E}_1/(R_1+R)+\dot{E}_{13}/(R_2+R)}{1/(R_1+R)+1/R_H+1/(R_2+R)}\ . \tag{12}$$

Врахувавши, що $\dot{E}_1=\dot{E}_{13}$, та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо вираз випрямленої напруги електричної моделі на другому етапі електромагнітного процесу:

$$\dot{U}_{d(2)}=\frac{\dot{E}_1}{1+[(R_1+R)(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ . \tag{13}$$

Відповідно випрямлений струм на другому етапі електромагнітного процесу розраховуватиметься за співвідношенням

$$\dot{I}_{d(2)}=\frac{\dot{E}_1}{\{1+[(R_1+R)(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]\}R_H}\ . \tag{14}$$

Струми працюючих діодів, які одночасно є і струмами окремих половин електричної моделі розрахуємо за законом Ома:

$$\dot{I}_{1(2)}=\frac{\dot{E}_1-\dot{U}_{d(2)}}{R_1+R}\ ;\ \dot{I}_{13(2)}=\frac{\dot{E}_{13}-\dot{U}_{d(2)}}{R_2+R}\ .$$

Якщо в останні підставити вираз випрямленої напруги за (13) і здійснити необхідні алгебричні перетворення, остаточно для струмів отримаємо:

$$\dot{I}_{1(2)}=\frac{\dot{E}_1[(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}{1+[(R_1+R)/(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ ; \tag{15}$$

$$\dot{I}_{13(2)}=\frac{\dot{E}_1[(R_1+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}{1+[(R_1+R)/(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ . \tag{16}$$

Для кількісної оцінки показників електромагнітного процесу, особливості якого пов'язані з урахуванням активних опорів контуру комутації, проведено аналітичний розрахунок тестового режиму: E_m = 97 В, R = 10 Ом, R_1 = 6 Ом, R_2 = 10 Ом, f = 730 / 60 = 12,16 Гц.

За результатами розрахунку, отримано вирази струмів:

а) для першого етапу електромагнітного процесу

$$\begin{aligned}
&i_{d(1)}=1{,}712\sin(\upsilon+\pi/2),\text{A};\\
&i_{1(1)}=3{,}745\sin(\upsilon+7{,}58^\circ),\text{A};\\
&i_{8(1)}=3{,}745\sin(\upsilon+177{,}42^\circ),\text{A};\\
&i_{13(1)}=3{,}731\sin(\upsilon+5{,}57^\circ),\text{A};\\
&i_{12(1)}=3{,}731\sin(\upsilon+174{,}43^\circ),\text{A}.
\end{aligned} \tag{17}$$

б) для другого етапу електромагнітного процесу

$$\begin{aligned}
&i_{d(2)}=1{,}767\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A};\\
&i_{1(2)}=0{,}982\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A};\\
&i_{13(2)}=0{,}785\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A}.
\end{aligned} \tag{18}$$

З розрахунку випливає, що спільна робота діодів лівої частини схеми електричної моделі має протяжність 15,16º, а протяжність спільної роботи діодів правої половини електричної моделі складає 11,14º.

Висновки. Результати досліджень, наведені у публікації, доводять:

1) амплітуди миттєвих значень струмів діодів $D1$ і $D8$, а також і інших вентилів лівої половини схеми електричної моделі - однакові;

2) амплітуди миттєвих значень струмів діодів $D13$ і $D12$, а також і інших вентилів правої половини схеми електричної моделі - однакові;

3) початкова фаза струму діода $D1$ $\psi_{1(1)}$ розраховується за співвідношенням (9), а початкова фаза струму діода $D8$ $\psi_{8(1)}=\pi-\psi_{1(1)}$;

4) початкова фаза струму діода $D13$ $\psi_{13(1)}$ розраховується за співвідношенням (11), а початкова фаза струму діода $D12$ $\psi_{12(1)}=\pi-\psi_{13(1)}$;

5) подвоєне значення кута $\psi_{1(1)}$ є інтервалом спільної роботи діодів $D1$ і $D8$, а також і інших вентилів лівої половини схеми електричної моделі;

6) подвоєне значення кута $\psi_{13(1)}$ є інтервалом спільної роботи діодів $D13$ і $D12$, а також і інших вентилів правої половини схеми електричної моделі;

7) в інтервалі спільної роботи діодів окремих половин електричної моделі закономірність зміни їх струмів близька до прямої;

8) протяжність етапів електромагнітного процесу електричної моделі визначається за результатами повних досліджень процесів на усіх етапах.

Список літератури: **1**. *Бойко В.С.*, Моделювання особливих режимів роботи електромеханічних систем мереж водопостачання / *В.С. Бойко, М.І. Сотник, В.В. Москаленко* // Електротехніка і електромеханіка. - 2016/4(1). - Спеціальний випуск. - Том 1. - с.4-10. **2**. *Костишин В.С*. Моделювання режимів ідеалізованого відцентрового насоса на основі електрогідравлічної аналогії / *В.С. Костишин*. // Розвідка і розробка нафтових і газових родовищ. Сер. Нафтогазопромислове обладнання. Вип. 34, Івано-Франківськ, 1997, - С. 65 - 75. **3**. *Гликман Б.Ф*. Нестационарные течения в пневмогидравлических цепях / *Б.Ф. Гликман*. - М.: Машиностроение, 1979. – 256с. **4**. *Гликман Б.Ф*. Математические модели пневмогидравлических систем / *Б.Ф. Гликман.* - М.: Наука, 1987. - 366 с. **5**. Регулирование частоты вращения насосного оборудования. Руководство для успешного применения. - М.: Изд-во ООО «СофтКом», 2011. - 200 с. Перевод с английского и публикация русской версии выполнены Российской ассоциацией производителей насосов (РАПН) с ограниченного разрешения Гидравлического института и Европамп. **6**. *Бойко В.С*., Адекватність електричного моделювання робочих процесів у відцентровому насосі / *В.С. Бойко, М.І. Сотник* - // Техн. електродинаміка.- 2013. - №5 – с. 90-96. **7**. Електрична модель відцентрового насоса з двозавитковим спіральним відводом: Патент UA № 80301, МПК G06G 7/57./*Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І*. - u 2012 12710. Заявл. 07.11.2012. Опубл. 27.05.2013, Бюл. № 10. **8**. Спосіб створення електричної моделі відцентрового насоса: Патент UA № 67781, МПК G06G 7/00./*Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І.* - u 2011 08267. Заявл. 01.07.2011. Опубл. 12.03.2012, Бюл. № 5.

Bibliography (transliterated): **1**. Boiko V.S., N.I. Sotnyk and V.V. Moskalenko. “Modeluvannja osoblivych regimiv roboti elektromechanichnich system mereg vodopostachtannja*”. Electronics and electrical engineering. Special Issue. - Volume 1*. No 4 (1). 2016. 4-10. Print. **2**. Kostyshyn V.S., “Modeluvannja regimiv idealisovanogo vidcentrovogo nasosa na osnovi electrogidravlichnoj analogii*”. Rozvidka I rozrobka naftovih I gazovih rodovish. Ser. Naftopromislove obladnannja.* 34 (1997), Ivano-Frankivsk. 65 - 75. Print. **3**. Hlykman B.F. *Nestacionarnie techenia v pnevmohydravlitcheskih cepjah*. Moscow: Mashinostroenie, 1979. Print. **4**. Hlykman B.F. *Matematicheskie modeli pneumohydravlicheskih system.* Moscow: Nauka, 1987. Print. **5**. Regulirovanie chastoti vraschenia nasosnogo oborudovania. Rukovodstvo dlia uspeshnogo primenenia. Moscow: company "SoftKom", 2011. Print. The Translation from English and the publication of the Russian version was carried out by the Russian Association of Pump Manufacturers (RAPN) with a limited permit from the Hydraulic Institute and Europe. **6**. Boiko, V.S., N.I. Sotnyk “Adequatnist electrichnogo modeluvannja robochih procesiv u vidcentrovomu nasosi”. *Technitcheskaja electrodinamica* No. 5. 2013. 90-96. Print. **7**. Electrichna model vidcentrovogo nasosa z dvozavitcovim spiralnin vidvodom. Patent UA № 80301, IPC G06G 7/57 / Boiko V.S., Boiko V.V. Sotnyk N.I. - u 2012 12710. appl. 07.11.2012. Publish. 05.27.2013, Bull. Number 10. **8**. Sposib stvorennia electrichnoi modeli vidcentrovogo nasosa. Patent UA № 67781, IPC G06G 7/00 / Boiko V.S., Boiko V.V. Sotnyk N.I. - u 2011 08267. appl. 01.07.2011. Publish. 12.03.2012, Bull. Number 5.

Надійшла 10.05.2017

УДК 62-83:621.313.3

І. В. ВОЛКОВ, докт. техн. наук, чл.-кор. НАНУ, зав. від. Інститут електродинаміки НАН України, Київ;
В. О. ВОЙТЕХ, канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України, Київ.

ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ ДЛЯ КЕРУВАННЯ ТРИФАЗНИМИ ЗАГАЛЬНОПРОМИСЛОВИМИ ТА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИМИ АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОДВИГУНАМИ З ВИКОРИСТАННЯМ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ СЕРІЇ DSPIC33 MC ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ СИЛОВИХ МОДУЛІВ

Основним споживачем електроенергії в промисловості та побуті (приблизно 60%), як відомо, є асинхронні двигуни. Використання їх в складі регульованого електроприводу з керуванням від напівпровідникових інверторів дозволяє значно (до 40%) зменшити споживання електроенергії, що в рамках енергосистеми країни еквівалентно декільком енергоблокам атомних електростанцій [1]. Силові схеми, алгоритми управління і переваги перетворювачів частоти для керування асинхронними двигунами відомі [2]. Основною проблемою, що перешкоджає масовому застосуванню подібних систем, є їх відносно висока вартість. Так, вартість інвертора для асинхронного двигуна 1,5 кВт становить приблизно $ 200, в той час як асинхронного двигуна – $ 50, що не дозволяє підвищить частку регульованого електроприводу в Україні вище 10%. Тому зниження вартості інверторів для управління асинхронними двигунами, при збереженні їх робочих характеристик є актуальним завданням.

Крім того, широкого розповсюдження у розвинених країнах набувають енергоефективні (із мідним литтям клітки ротора) асинхронні двигуні із збільшеним к.к.д. на 6÷7% при потужностях до 2,2 кВт, які вимагають спеціальних перетворювачів для керування [3]. Широке поширення відновлювальних джерел енергії із нестабільними вихідними параметрами також накладає специфічні вимоги до перетворювачів що до можливості роботи у широкому діапазоні вхідних напруг постійного струму. Створення спеціалізованого перетворювача частоти масового застосування для найбільш поширених механізмів (холодильники, пральні машини, кондиціонери, насоси, дозатори, млини, змішувачі і т.п.) при одночасному значному зниженні вартості, із збереженням робочих характеристик дозволить підвищити частку регульованого електроприводу і заощадити значні енергетичні ресурси.

У структурі вартості напівпровідникового інвертора для асинхронних двигунів потужністю від 1 до 3 кВт (частка таких двигунів в загальному обсязі вироблених асинхронних машин становить 80%) основні витрати припадають на систему управління з цифровим сигнальним процесором (DSP) і силовим модулем на IGBT, які разом складають більше половини вартості пристрою. Одним із шляхів оптимізації витрат при розробці і виробництві перетворювачів частоти є застосування нових рішень в області силової і керуючої мікропроцесорної техніки. Зараз у світі приділяється багато уваги створенню спеціалізованих напівпровідникових елементів для інверторів. Розглянемо застосування в якості керуючого спеціалізованого мікроконтролера компанії Microchip (США) dsPIC33MC вартістю до 2 $, розробленого у 2014 році для управління перетворювачами частоти з широтно–імпульсною модуляцією [4]. Технічні характеристики мікроконтролера наведені в таблиці 1, а структурна схема на рис. 1.

Таблиця 1.

Мікроконтролер	Число виводів	ПЗУ (кБт)	ОЗУ (кБт)	UART	ШІМ	АЦП	Входи-виходи	Багатофункціональні виводи	16-бітний таймер	Компаратори
Dspic33FJ16mc102	28	16	1	1	6 канальна	6	21	16	3	3

© І.В. Волков, В.О. Войтех, 2017

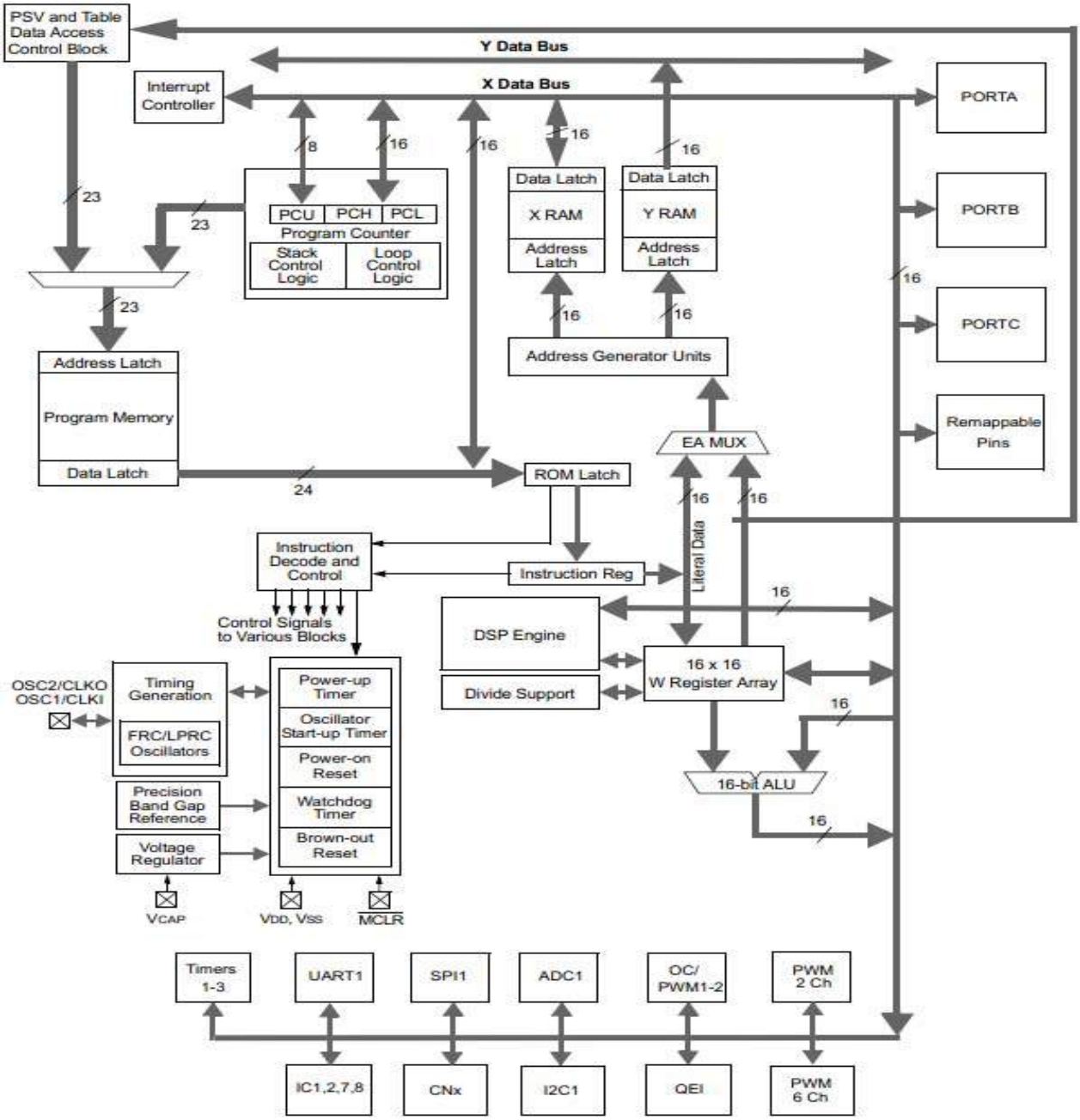


Рис. 1

Переваги такої структури:

1. Можливість створення однопроцесорної системи управління вартістю до 5 $, в якій об'єднані всі необхідні функції (управління, моніторинг, захист та індикація), тобто вся система керування перетворювача частоти складається з однієї мікросхеми, що зменшує розмір друкованої плати, та полегшує її розробку та виробництво.

2. Висока надійність, стійкість до електромагнітних завад і мале енергоспоживання (менш ніж 0,5 Вт)

3. Простота створення програмного забезпечення, налагодження та програмування з використанням оболонки MPLABIDE.

4. Можливість реалізації різних алгоритмів керування (скалярне та векторне), наявність багатьох розроблених підпрограм та прикладів працюючих алгоритмів, що нагадує розробку програмного забезпечення у SIMULINK MATLAB.

Другим важливим елементом інвертору є силовий модуль. Розглянемо застосування інтелектуального модуля STGIPS20K60 (вартістю до 11 $) компанії STMicroelectronics (Швейцарія), параметри якого наведені в таблиці 2, а структурна схема на рис. 2. Цей модуль було розроблено у 2015 році, як силовий для створення простих, надійних та невеликих за розмірами інверторів. Разом із мікроконтролером силовий модуль дозволив розробити простий, надійний та дешевий інвертор для керування асинхронними двигунами потужністю до 2,2 кВт.

Таблиця 2.

Силовий модуль	Номінальний струм, А	Максимальний струм, А	Номінальна напруга, В	Максимальна напруга, В	Максимальні втрати, Вт
STGIPS20K60	18	40	450	600	52

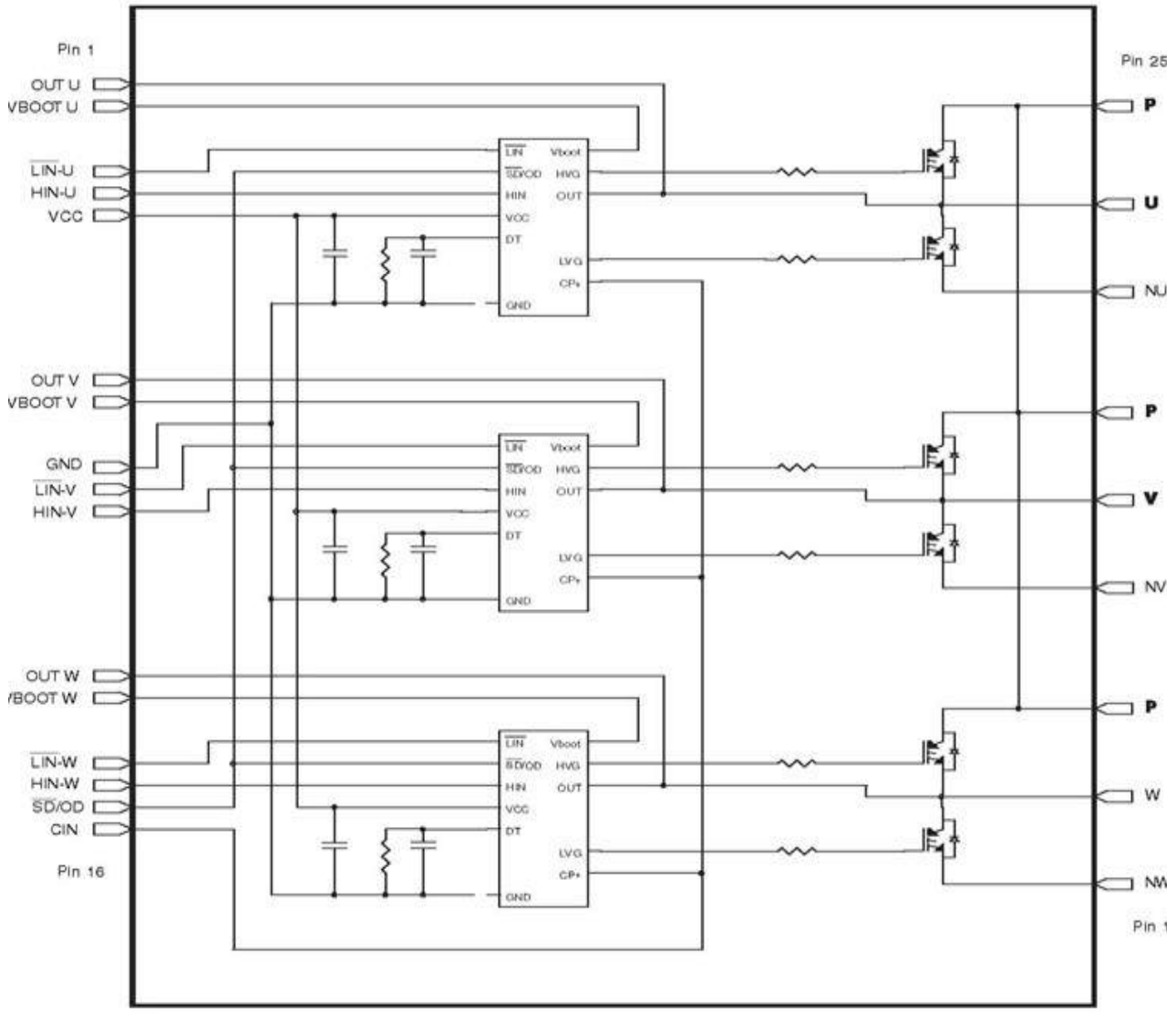


Рис. 2

Фотографія дослідного зразка наведена на рис. 3. У цьому випадку вдалося синтезувати прилад із собівартістю при серійному виробництві до 40 $, що практично збігається з собівартістю аналогічного за потужністю асинхронного двигуна з алюмінієвим литтям клітки ротора і в три рази менше вартості енергоефективного асинхронного двигуна з мідним литтям клітки ротора [5]. Виготовлені зразки пройшли випробування у лабораторних та промислових умовах, демонструвалися на Українських та міжнародних виставках та показали надійність у експлуатації та технологічність у серійному виробництві. Серійне виробництво і застосування подібних перетворювачів спільно з асинхронними двигунами дозволять значно збільшити частку регульованих асинхронних двигунів на ринку, забезпечити економію енергоресурсів і підвищити надійність та конкурентоспроможність пристроїв, до складу яких вони входять, без значного підвищення ціни. Додаткові фінансові витрати тільки за рахунок економії електроенергії за існуючими тарифами окупаються менше ніж за півроку, що дає додаткові аргументи для впровадження розроблених пристроїв.

Рис.3

Список літератури: 1. Войтех В.О. Частотное регулирование скорости вращения асинхронных двигателей компрессоров бытовых холодильников. Праці Інституту електродинаміки НАН України – Зб. наук. праць – Київ, 2006 - №2(14) – С. 92–93. **2.** Leonhard, W., 1985. «Control of Electric Drives», Springer Verlag, New York. **3.** Волков И.В., Войтех В.А. Энергоэффективные асинхронные двигатели со специальными роторами для работы с преобразователями. Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць – Київ, 2010 – №25. С. 58–60. **4.** Data Sheet of dsPIC33F family digital signal controller from Microchip Technology Inc., 2015. **5.** Плугатар О.П., Войтех В.О. Економічні аспекти створення нових енергоефективних асинхронних електродвигунів для роботи з перетворювачами частоти. – Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць – Київ, 2010 – №27 – С. 68–70.

Bibliography (transliterated): 1. Voyteh V.O. Chastotnoe regulirovanie skorosti vrascheniya asinhronnyih dvigateley kompressorov byitovyih holodilnikov. Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny – Zb. nauk. prats – Kiyiv, 2006 - №2(14) – S. 92–93. **2.** Leonhard, W., 1985. «Control of Electric Drives», Springer Verlag, New York. **3.** Volkov I.V., Voyteh V.A. Energoeffektivnyie asinhronnyie dvigateli so spetsialnyimi rotorami dlya rabotyi s preobrazovatelyami. Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny: Zb. nauk. prats – Kiyiv 2010 – № 25. S. 58–60. **4.** Data Sheet of dsPIC33F family digital signal controller from Microchip Technology Inc., 2015. **5.** Plugatar O.P., Voyteh V.O. Ekonomichni aspekti stvorennya novyh energoefektyvnyh asinhronnyh elektrodviguniv dlya roboti z peretvoryuvachami chastoti. – Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny: Zb. nauk. prats – Kiyiv, 2010 – № 27 – S. 68–70.

Надійшла 15.06.2017

УДК 621.311.61

І. О. СІНЧУК, канд. техн. наук, доц., Криворізький національний університет;
Д. О. КАЛЬМУС, ст. викл., Криворізький національний університет.

МОДЕЛЮВАННЯ, ЯК ПЕРШИЙ КРОК В ТАКТИЦІ РОЗБУДОВИ ЕФЕКТИВНОЇ СИСТЕМИ ГАЛЬМУВАННЯ ДВОХОСЬОВИХ ЕЛЕКТРОВОЗІВ

Вступ. В останнє десятиріччя в ряді наукових учбових закладів та промислових підприємств України відновлювались наукові дослідження по створенню енергоефективних тягових електроприводів (ТЕП) для двохосьових видів електровозів [1-5].

Актуальність досліджень. Важливим показником ефективності функціонування ТЕП, як ніяких інших їх типів електроприводів, являє собою режим гальмування. На жаль, до часу що аналізується, у відомих наукових розробках проблема ефективного електричного гальмування ТЕП до кінця не вирішена. Це ставить в цілому під сумнів впровадження нових ефективних електроприводів в практику створення сучасних видів двохосьових електровозів. Пов'язано це з рядом технологічних особливостей функціонування ТЕП двосьових видів електропотягів, оскільки в цьому випадку структура електроприводу являє собою синтез двох локальних модулів, функціонуючих в кордонах єдиного електромеханічного комплексу – електровозу. При цьому кожна локальна складова частина ТЕП жорстко адресно з'єднана зі своєю колісною парою електровозу, що, в свою чергу, провокує виникнення різних рівнів навантажень на ці модулі по ряду можливих коливань коефіцієнту зчеплення тої чи іншої пари коліс (чи колеса) з рейками (рейкою). Зрозуміло, що в таких умовах для переформатизації структури ТЕП в гальмівні режими вони не можуть виглядати як очікувані по рівню ефективності. Тому задача пошуку та розробки ефективного способу електричного гальмування в структурі ТЕП двохосьових видів електровозів виступає актуальною. Аналіз відомих наукових пошуків варіантів вирішення цієї задачі [4], що проводилися раніше, дозволили автору, базуючись на їх як позитивних так і негативних результатах вийти на наступний етап пошуку, який пропонується далі.

Постановка задачі. Як відомо [4], на вибір принципів побудови системи електричного гальмування накладає свої відбитки характер керування ТЕП і ступінь можливості автоматизації цього процесу. Існуючи системи гальмування двохосьових електровозів побудовані, як правило, на основі рекуперативно-реостатного й різного роду механічних видів гальмування, у результаті чого не повною мірою реалізуються можливості саме електричного гальмування ТЕП. Перехід з одного робочого режиму до іншого таких систем може здійснюватися ручним або напівавтоматичним керуванням. Але підтримка заданого режиму гальмування тягових електродвигунів за допомогою ручного керування неминуче веде до істотного збільшення числа комутуючої апаратури. Останнє в умовах обмеженості габаритних показників даних типів електровозів не вважається доцільним [5].

Між тим, застосування імпульсного керування рівнем напруги живлення ТЕД дозволяє змінити ступінь використання електричного виду гальмування, компенсуючи недоліки одних за рахунок переваг інших. При цьому необхідно враховувати особливості роботи системи широтно-імпульсного регулювання при керуванні відповідними режимами в конкретних умовах процесу гальмування двохосьових електровозів. Так при гальмуванні треба враховувати, що коефіцієнт зчеплення коліс електровозу з рейками може змінюватись в залежності від умов експлуатації. Внаслідок чого можливо зменшення гальмового зусилля, що визначає зниження ефективності гальмування, а отже збільшення гальмового шляху. Виключення цього можливе за рахунок розробки алгоритму роботи системи керування електричним гальмуванням, що враховує зміну коефіцієнту зчеплення для різних умов шляхів відкочення. Для чого є доцільним доповнити існуючу систему керування гальмуванням двохосьових електровозів математичними виразами, які враховують зміну коефіцієнта зчеплення коліс електровозу з рейками.

Ціль роботи – розробка математичної моделі достатньої для оцінки ефективності й доцільності застосування відповідної структури в конкретних умовах гальмування згідно алгоритму функціонування системи електричного гальмування ТЕД, що ефективно функціонує до нульової швидкості двохосьових електровозів з максимальним використанням гальмових властивостей тягового двомодульного комплексу.

Матеріали досліджень. У запропонованому матеріалі досліджень в напрямку досягнення кінцевого результату – розробки системи електричного гальмування двохосьових електровозів, в основу покладений принцип перемикання ТЕД у найбільш ефективний режим функціонування, залежно від конкретних умов гальмування, коли в результаті, у певні моменти часу відбуваються зміни в силовому колі ТЕП, по якому здійснюється регулювання струму гальмування, тобто змінюються параметри навантаження. У цьому випадку закон керування ТЕП і задані параметри імпульсного перетворювача напруги ТЕД виявляють безпосередній вплив на характер зміни вихідної величини (у цьому випадку середнє значення струму гальмування, його пульсації).

Ефективна робота системи керування (СК) можлива при визначенні критеріїв керування. На підставі аналізу режимів експлуатації двохосьових електровозів встановлено, що для зменшення проковзування коліс одним з ефективних способів є зниження навантаження на ТЕД [4]. При цьому повинна виконуватись умова:

© І.О. Сінчук, Д.О. Кальмус, 2017

$$V_{\text{п}} \approx V_{\text{к}} \tag{1}$$

Тобто швидкість проковзування коліс електровоза повинна прямувати до нуля. Це забезпечує повернення роботи ТЕП електровоза в зону пружного ковзання. Для забезпечення даної умови необхідно визначити ступінь зменшення навантаження ТЕД. Для залізничних видів транспорту найбільший вплив на коефіцієнт зчеплення виявляє стан (характер забруднення) поверхні рейок та швидкість ковзання (буксування) ведучих коліс щодо рейок.

Досвід експлуатації також підтверджує відоме положення, що реалізація сили тяги й сили гальмування завжди, як при малій, так і при великій дотичній сили, супроводжується проковзуванням коліс ведучих (або гальмуючих) осей щодо рейок: буксуванням при тязі та проковзуванням – при гальмуванні. При цьому максимальне значення струму не повинно перевищувати граничну величину за умовою зчеплення коліс електровозу з рейками. Величина мінімального струму визначається твердістю характеристик гальмування ТЕД.

Складемо систему рівнянь, що зв'язує вихідні параметри привода електровозу, величину коефіцієнта зчеплення й параметри поїзда за допомогою застосування енергетичних рівнянь Лагранжа другого роду [6]. При цьому будемо мати на увазі, що енергія, одержувана від ТЕД, іде на переміщення поїзда, буксування коліс електровоза й втрати в редукторі. Однак, енергія на втрати по величині незначна в порівнянні з першими складовими, і нею можна знехтувати.

Тому відповідно до рівняння Лагранжа другого роду [6] маємо:

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial E_{\text{к}}}{\partial q_1} - \frac{\partial E_{\text{к}}}{\partial q_1} = -F_T - F_{\text{зч}}, \tag{2}$$

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial E_{\text{п}}}{\partial q_2} - \frac{\partial E_{\text{п}}}{\partial q_2} = -F_{\text{зч}} - \sum W, \tag{3}$$

де q_1, q_2 – узагальнений координати, рівні переміщенню колісних пар відносно рейкового шляху;

$E_{\text{к}}$, $E_{\text{п}}$ – відповідно, кінетична енергія ковзання й переміщення поїзда.

Кінетична енергія:

$$E_{\text{к}} = \frac{M_{\text{об}} V_{\text{к}}^2}{2}, \tag{4}$$

$$E_{\text{п}} = \frac{M_{\text{п}} V_{\text{п}}^2}{2}, \tag{5}$$

Величини q_1 і q_2 мають теж напрямок, що й швидкості поїзда та ковзання. Вони так само незалежні від кінетичної енергії. Тому маємо:

$$\begin{cases} q_1 = V'_{\text{ск}} \\ q_2 = V'_{\text{п}} \end{cases} \tag{6}$$

Тоді вирази (2), (3) з урахуванням (4) - (6) приймуть вигляд:

$$M_{\text{об}} \frac{dV_{\text{к}}}{dt} = -F_T - F_{\text{зч}}, \tag{7}$$

$$M_{\text{п}} \frac{dV_{\text{п}}}{dt} = -F_{\text{зч}} - \sum W, \tag{8}$$

Якщо прийняти, що ТЕП електровоза працює в зоні пружних ковзань і величина швидкості проковзування набагато менше швидкості поїзда, що є характерним для рівномірного руху, то маємо рівняння руху поїзда у відомій класичній формі запису, [7], тобто:

$$M_{\text{п}} \frac{dV_{\text{п}}}{dt} = -F_{\text{е}} - \sum W, \tag{9}$$

Розглянемо процес керування ТЕП. При описі фізичних процесів робимо наступні допущення:

- імпульсна СК замінена безперервною, тому що частота комутації струму ТЕД значно вище частоти зрізу системи;
- центр ваги електровоза збігається із центром симетрії;
- розподілена маса рухомого складу замінена зосередженою;
- коефіцієнт зчеплення колісної пари з рейками залежить від швидкості боксування;
- при оцінці якісної сторони процесу реалізації сили гальмування, у зв'язку з порівняно невеликим значенням сили, що витрачається на подолання магнітних і механічних втрат у передачі, дотичну силу гальмування колісної пари приймаємо рівною електромагнітній силі гальмування:

$$B_{\text{к}} = B_{\text{ке}} = \frac{2 \cdot M_{\text{е}} \cdot \rho}{D} \tag{10}$$

де $M_{\text{е}}$ – електромагнітний обертовий гальмовий момент;

ρ – передатне відношення редуктора;

D – діаметр колеса.

Електричне коло ТЕД:

$$\frac{di_1}{dt}=\frac{U_1+\rho\cdot к\Phi_1\cdot(\omega_{кп1}-\omega_{к1})-i_1\cdot R_1}{L_1}\,, \tag{11}$$

де $к\Phi_1$, L_1, U_1, R_1 – характеристика намагнічення, еквівалентна індуктивність, напруга та активні опори силового кола ТЕД відповідно;

$\omega_{кп1}$ – кутова швидкість колісної пари електровозу при нормальнім зчепленні;

$\omega_{к1}$ – кутова швидкість проковзування колісної пари;

Рівняння руху поїзда при гальмуванні

$$J_\Sigma\cdot\frac{d\,\omega_{кп}}{dt}=-\rho\cdot\left(к\Phi_1\cdot i_1+к\Phi_2\cdot i_2+\frac{D}{2\cdot\rho}\cdot(P+Q)\cdot(W-i)\right), \tag{12}$$

де J_Σ – сумарний момент інерції поїзда;

P – вага електровоза;

Q – вага завантаженого составу;

W – основний питомий опір руху составу;

i – опір руху від ухилу.

Кутові швидкості боксування колісних пар визначаються з рівняння:

$$J_{кп1}\cdot d\,\frac{\omega_к}{dt}=\rho\cdot к\Phi_1\cdot i_1+M_c-M_{зч}\cdot(1+\beta\cdot\omega_{к1})\,, \tag{13}$$

де $J_{кп1}$ – моменти інерції колісної пари, редукторів і ТЕД наведені до вісі колісної пари;

$M_{зч1}$ – значення моменту зчеплення колісної пари;

β – твердість характеристики зчеплення.

Відомо, що аналіз фізичних процесів, що протікають в електромеханічних тягових передачах електровозів, взагалі, а двохосьових зокрема, викликає ряд ускладнень, тому при аналізі таких складних комплексів з імпульсними системами регулювання напруги живлення ТЕД систем з нелінійним навантаженням застосовують методи імітаційного моделювання. При створенні математичної моделі навантаження ТЕД звичайно задаються значенням коефіцієнта зчеплення коліс із рейками Ψ залежно від швидкості ковзання $V_к$. Функціональний зв'язок між величинами Ψ і $V_к$ являє собою нелінійну залежність. Зі збільшенням швидкості проковзування колісної пари $V_к$ в невеликому інтервалі її зміни ($0 \le V_к \le V_{к1}$) відбувається лінійний ріст коефіцієнта зчеплення. Далі в інтервалі $V_{к1} < V_к \le V_{к2}$ коефіцієнт зчеплення Ψ підвищується до його максимального значення Ψ_0 . Сумарна ділянка характеристики зчеплення, що складається із двох перших інтервалів ($0 < V_к \le V_{к2}$) становить стійку частину залежності $\Psi = f(V_к)$. При подальшім збільшенні кутової швидкості проковзування колісної пари в інтервалі $V_{к2} < V_к \le V_{к\,гр}$, відбувається інтенсивне зниження коефіцієнта зчеплення. Темп його зниження з ростом $V_к$ падає (нестійка частина характеристики). Зазвичай, залежність $\Psi = f(V_к)$ апроксимують. Відома апроксимація двома та трьома ділянками [7]. Авторами пропонується цю залежність представити одним виразом, що суттєво спрощує побудову алгоритму керування гальмуванням:

$$\psi=\psi_0\frac{V_{к2}\cdot V_к}{V_к^2+V_{к2}^2}\,. \tag{14}$$

Момент опору M_c, що діє з боку колісної пари й вхідний у рівняння коливань кручення, визначається за виразом:

$$M_c=0{,}5\,\Pi\,D_к\,\psi\,, \tag{15}$$

у якім П – навантаження на вісь колісної пари.

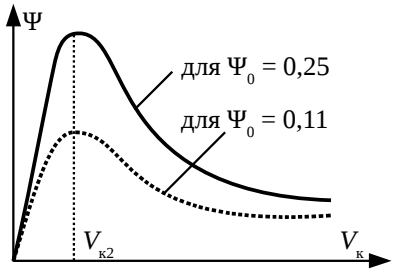


Рис. 1 Модель навантаження ТЕП електровозу

У якості ілюстрації на рис. 1 наведені характеристики зчеплення $\Psi = f(V_к)$ при двох потенційних (максимальних) значеннях коефіцієнта зчеплення Ψ_0: при нормальному $\Psi_0 = 0{,}25$ (відповідному до гарного стану поверхні рейок і бандажів коліс) і зниженому $\Psi_0 = 0{,}11$ (рейки забруднені). Описана модель навантаження ТЕП дозволяє аналізувати процеси зчеплення при різних значеннях потенційного коефіцієнта Ψ_0 і імітувати процеси зриву зчеплення коліс електровозу із рейками.

Цікавим моментом в оцінці динаміки тягової системи електропотягу є визначення часу припинення проковзування коліс більш 0,1 м/с, за умови сталості швидкості поїзда. Це обумовлено тим, що наведені маси поступального руху поїзда в порівнянні з наведеною масою обертових частин становлять близько 95% [7].

Дослідження математичної моделі проводилось за допомогою відомих прикладних програм, таких як MATCAD, MATLAB. Моделювання виконувалось стосовно обладнання конкретного типу електровозу – К14 з вагонетками ВГ9, які найчастіше використовуються на виробництві.

Параметри електровозу, до яких відносяться: маса електровозу, тривале й годинне тягове зусилля, тривала й конструкційна швидкість, діаметр колеса, тривалий і годинний струм електровозу, постійні ТЕП. Зміна коефіцієнта зчеплення коліс електровозу з рейками приймалась відповідно до рис. 1, для різних умов експлуатації. Отримані залежності зміни швидкості поїзда, при проковзуванні колісних пар та струму ТЕД в залежності від часу, при стрибкоподібному зменшені коефіцієнта зчеплення коліс електровоза з рейками, при роботі в зоні надлишкового ковзання представлені на рис. 2.

Як видно з представлених графіків (рис. 2) при різкому зменшені коефіцієнта зчеплення коліс електровоза з рейками відбувається зниження струму тягових двигунів і швидкості колісної пари при постійній швидкості поїзда. Відпрацьовування алгоритму гальмування призводить до зменшення навантаження на ТЕД. Внаслідок чого швидкість колісних пар електровозу зростає. При цьому час роботи повинен бути більше або дорівнювати часу перехідного процесу.

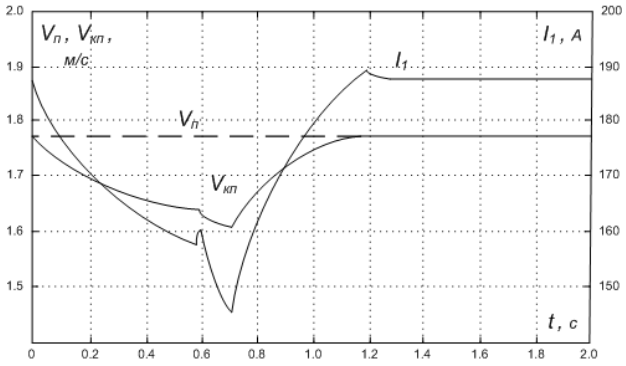


Рис. 2 Графік зміни швидкості поїзда, колісної пари і струму ТЕД при роботі в зоні надлишкового ковзання

Результати та напрямки подальших досліджень. На основі вищенаведених теоретичних міркувань був розроблений дослідницький макет ТЕП двохосьових електровозів із запропонованою структурою підсистеми гальмування ТЕД.

Підсистема керування електричним гальмуванням являє собою дискретну систему, алгоритм роботи якої полягає у фіксації мінімальної величини струму при роботі привода на заданій штучній електромеханічній характеристиці й фіксації максимального значення, у момент переходу на суміжні штучні електромеханічні характеристики. При реалізації коефіцієнта зчеплення в зоні пружного ковзання це здійснюється по заданій програмі з контролем мінімального струму.

Висновки: 1. Математичне моделювання підтвердило, що обраний напрямок розбудови системи електричного гальмування є ефективним і перспективним, тому що дозволяє максимально використовувати технічні можливості ТЕД при реалізації зчіпних властивостей двохосьових електровозів при гальмуванні в області низьких швидкостей руху.

2. Отримані математичні моделі режимів електричного гальмування ТЕД дозволяють оцінити доцільність і ефектність застосування того чи іншого алгоритму електричного гальмування для умов двохосьових електровозів в різних експлуатаційних ситуаціях.

3. Розроблена математична модель електричного гальмування ТЕД для динамічних режимів, може бути використана для складання взаємозалежних рівнянь динаміки поїзда, та формування необхідних характеристик гальмування, із визначенням струму фіксації проковзування та величини швидкості проковзування.

Список литературы: 1. Лебьодкін С. В. Вугільна промисловість і перспективні напрямки розвитку тягових електроприводів рудникових електровозів (Проблеми і перспективи) / С. В. Лебьодкін, А. Ф. Сінолиций, О. В. Пасько // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. - 2004. № 4. -С. 12-15. **2.** Степаненко В. П. Повышение энергоэффективности и ресурсосбережения рудничного электровозного транспорта // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. - 2016. № 42.-С. 20-25. **3.** Sinchuk, O. Examining energy-efficient recuperative braking modes of traction asynchronous frequency-controlled electric drives / Oleg Sinchuk, Igor Kozakevich, Dmytro Kalmus, Roman Siyanko // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. - 2017. - Vol. 1, N 1 (85). - P. 50-56. - Way of Access : DOI : 10.15587/1729-4061.2017.91912. **4.** Синчук О.Н. Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов / О.Н. Синчук, И.О. Синчук, Н.Н. Юрченко, А.А. Чернышов, О.А. Удовенко, О.В. Пасько, Э.С. Гузов. Научное издание. – Київ: ІЕДНАНУ, 2006. – 252с. **5.** Материалы сайта www.amplituda.com.ua. **6.** Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. - М.: Наука, 1977. - 871 с. **7.** Шокарев Д.А. Контактно-аккумуляторный шахтный электровоз с тяговым электротехническим комплексом IGBT – инвертор – асинхронный двигатель // Е.И. Скапа, И.О. Синчук, Ф.И. Караманиц // Вісник Східноукраїнського національного університету імені В. Даля. Науковий журнал – Луганськ – №4 (158) Ч.1 – 2011 – с.172 – 178.

Bibliography (transliterated): 1. Leb'odkin S. V. Vuhil'na promyslovist' i perspektyvni napryamky rozvytku tyahovykh elektropryvodiv rudnykovykh elektrovoziv (Problemy i perspektyvy) / S. V. Leb'odkin, A. F. Sinolytsyy, O. V. Pas'ko // Visnyk Kryvoriz'koho tekhnichnoho universytetu. Zbirnyk naukovykh prats'. – 2004. # 4. – pp. 12 – 15. Print. **2.** Stepanenko V. P. *Povyshenie energoeffektivnosti i resursosberezheniya rudnichnogo elektrovoznogo transporta* // Visnik Krivoriz'kogo tekhnichnogo universitetu. Zbirnik naukovikh prats'. – 2016. № 42. – pp. 20 – 25. Print. **3.** Sinchuk, O. *Examining energy-efficient recuperative braking modes of traction asynchronous frequency-controlled electric drives* / Oleg Sinchuk, Igor Kozakevich, Dmytro Kalmus, Roman Siyanko // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. - 2017. - Vol. 1, N 1 (85). - P. 50-56. - Way of Access : DOI : 10.15587/1729-4061.2017.91912. **4.** Sinchuk O.N. *Kombinatorika preobrazovateley na-pryazheniya sovremenyh tyagovyh elektroprivodov rudnichnyh elektrovozov.* 2006, Kiev. Ukraine, IEDNANU, 252 p. Print. **5.** Materialy sayta www.amplituda.com.ua. **6.** Vyigodskiy M. Ya. *Spravochnik po vyisshey matematike*. 1977, Moscow. Russia, Since, 871 p. Print. **7.** Shokarev D.A. *Kontaktno-akkumulyatornyiy shahtnyiy elektrovoz s tyagovyim elektrotehnicheskim kompleksom IGBT – invertor – asinhronnyiydvigatel* // E.I. Skapa, I.O. Sinchuk, F.I. Karamanits // VIsnik ShIdnoukraYinskogo natsIonalnogo unIversitetu ImenI V. Dalya. Naukoviy zhurnal. – 2011. #4 (158) Ch.1 — pp.172 – 178. Print.

Надійшла 05.07.2017

УДК 621.313.33

А. П. КАЛИНОВ, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет;
В. А. ОГАРЬ, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет;
В. В. ЛОТОУС, аспирант, Кременчугский национальный университет.

МЕТОД КОСВЕННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ НА ВАЛУ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Введение. По оценкам ряда исследователей [1], электродвигатели (ЭД) потребляют до 46% электроэнергии во всем мире. На сегодняшний день одним из основных мероприятий по повышению энергоэффективности электропривода (ЭП) является использование преобразователей частоты (ПЧ) для возможности регулирования частоты вращения ЭД переменного тока. Область применения регулируемых ЭП переменного тока достаточно широка: от мощных энергоемких механизмов и электротранспорта до прецизионных систем автоматики и бытовой техники. Использование регулируемых ЭП переменного тока позволяет снизить потребление электроэнергии на 10÷50% и, благодаря исключению динамических ударов и пусковых перегрузок, улучшить условия работы двигателей и механизмов.

Постановка задачи. Реализация энергосберегающих режимов в регулируемом ЭП возможна при условии мониторинга основных энергетических показателей, для определения которых необходима информация о выходных механических параметрах двигателя: мощности и моменте на валу. Также в практике эксплуатации ЭП существует целый ряд задач, требующий определения энергетических показателей и механических характеристик АД, а именно:

- определение фактической нагрузки ЭП в длительных и циклических режимах работы;
- мониторинг параметров и косвенный расчет переменных и регулируемых координат в системах управления ПЧ;
- диагностика состояния АД по величине потерь в узлах АД и частотному анализу входной мощности [2,3]
- испытания под нагрузкой новых и отремонтированных АД;
- отказоустойчивое управление частотно-регулируемых ЭП со скалярным [4] и векторным управлением [5]

В условиях испытательных станций и исследовательских лабораторий определение момента и мощности на валу возможно с использованием датчиков момента [6], а также косвенными методами с использованием опытов холостого хода и короткого замыкания [7, 8]. В ЭП технологических механизмов без демонтажа АД определение этих показателей возможно только косвенными методами без использования дополнительных источников формирования тестовых воздействий.

В ряде исследований [9, 10] авторы предлагают достаточно сложные математические зависимости с введением дополнительных коэффициентов, которые не всегда являются известными. Для реализации других методов расчета мощности на валу и энергетических показателей необходимы данные о параметрах схемы замещения (СЗ). При этом необходимость интегрирования потокосцеплений может вызывать накопление ошибки интегрирования.

Использование встроенных в ПЧ функций автонастройки на параметры конкретного АД позволяет существенно расширить возможности определения мощности на валу и энергетических показателей АД. Это достигается за счет определения параметров СЗ и составляющих постоянных потерь при работе в режиме вращения с разными значениями величин питающего напряжения. Большинство современных ПЧ имеют функцию косвенного определения мощности и момента на валу двигателя. При этом обычно используются упрощенные расчетные зависимости, у которых погрешность даже в номинальном режиме может составлять до 10%.

Цель работы. Разработка метода определения мощности на валу асинхронного двигателя и экспериментальная оценка его точности.

Материалы исследований. При разработке метода определения мощности на валу АД и его энергетических показателей в отсутствии информации о параметрах двигателя принимаются допущения о возможности: *a*) проведения измерений при работе в режимах холостого хода и под нагрузкой (номинальной или близкой к ней); *b*) измерения активных сопротивлений фаз статора в практически холодном и в нагретом состоянии; *c*) измерения токов и напряжений фаз статора и измерение угловой частоты вращение ротора. Основная идея метода заключается в использовании режима холостого хода для определения постоянных потерь двигателя без их разделения на потери в стали и потери в механических узлах. Определенные таким методом постоянные потери используются в дальнейшем при расчете мощности на валу АД при работе под нагрузкой.

Известно, что мощность на валу АД возможно определить из уравнения баланса мощностей [6]. В общем случае баланс можно представить с использованием мгновенных значений составляющих мощности:

$$p_2(t) = p_{эм}(t)\left(1 - s(t)\right) - \Delta p_{мех} - \Delta p_{доп}(t) , \quad (1)$$

где $p_{эм}(t)$ – электромагнитная мощность; $\Delta p_{мех}$ – механические потери; $\Delta p_{доп}(t)$ – дополнительные потери; s(t) – скольжение.

Электромагнитная мощность при этом равна:

$$p_{эм}(t) = p_1(t) - \Delta p_{м1}(t) - \Delta p_{ст}(t) , \quad (2)$$

© А.П. Калинов, В.А. Огарь, В.В. Лотоус, 2017

где $p_1(t) = u_A(t)i_A(t) + u_B(t)i_B(t) + u_C(t)i_C(t)$ – потребляемая мощность; $\Delta P_{м1}(t)$ – потери в меди статора; $\Delta P_{ст}(t)$ – потери в стали; $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$, $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ – напряжения и токи соответствующих фаз статора.

Тогда с учетом (2) мощность на валу:

$$p_2(t)=p_1(t)-\Delta p_{мех}(t)-\Delta p_{доп}(t)-\Delta p_{м1}(t)-\Delta p_{ст}(t)-p_1(t)s(t)+s(t)\left[\Delta p_{м1}(t)+\Delta p_{ст}(t)\right]. \quad (3)$$

Исследования выражения (3) для широкого диапазона мощностей общепромышленных АД показали, что составляющей $s(t)[\Delta P_{м1}(t) + \Delta P_{ст}(t)]$ можно пренебречь, поскольку она является незначительной по сравнению с другими составляющими. Так для АД средней и большой мощности в установившемся режиме работы с номинальным скольжением, составляющая $(s[\Delta P_{м1}(t) + \Delta P_{ст}(t)]) / P1 \cdot 100\% \le 1\%$, где P_1 – среднее значение от $\Delta P_1(t)$, $\Delta P_{м1}$ – среднее значение от $\Delta P_{м1}(t)$ и $\Delta P_{ст}$ – среднее значение от $\Delta P_{ст}(t)$, (табл. 1). Таким образом, мощность на валу АД можно представить:

Таблица 1 – Анализ составляющих потребляемой мощности

Двигатель Параметр	$P_н$ = 30 кВт, $s_н$ = 0,023	$P_н$ = 160 кВт, $s_н$ = 0,014
$s(\Delta P_{м1} + \Delta P_{ст})/P_1$, %	0,16	0,1

$$p_2(t)=p_1(t)-\Delta p_{мех}(t)-\Delta p_{доп}(t)-\Delta p_{м1}(t)-\Delta p_{ст}(t)-p_1(t)s(t). \quad (4)$$

Составляющие выражения (4) можно выразить через мощность холостого хода, поскольку вся потребляемая мощность в этом режиме используется на потери в узлах двигателя:

$$p_{1xx}(t)=\Delta p_{xx}(t)=\Delta p_{мех}+\Delta p_{доп}(t)+\Delta p_{ст}(t)+\Delta p_{м1xx}(t) \quad (5)$$

где $\Delta p_{м1xx}(t)=i^2_{Axx}(t)R_A+i^2_{Bxx}(t)R_B+i^2_{Cxx}(t)R_C$ – электрические потери в меди статора на холостом ходу; $i_{Axx}(t)$, $i_{Bxx}(t)$, $i_{Cxx}(t)$ – токи соответствующих фаз статора в режиме холостого хода; R_A, R_B, R_C – активные сопротивления соответствующих фаз статора.

Принимается допущение, что все составляющие выражения (5), кроме потерь в меди статора, являются постоянными и не зависят от нагрузки. Тогда, на основе вышеописанного, и зная мгновенную потребляемую мощность на холостом ходу:

$$p_{1xx}(t)=u_{Axx}(t)\,i_{Axx}(t)+u_{Bxx}(t)\,i_{Bxx}(t)+u_{Cxx}(t)\,i_{Cxx}(t). \quad (6)$$

которая рассчитывается по мгновенным значениям напряжений и токов статора АД, можно записать выражение для постоянных потерь в АД, которые не зависят от нагрузки:

$$\Delta p_{const}(t)=p_{1xx}(t)-\Delta p_{м1xx}(t)=\Delta p_{мех}+\Delta p_{доп}(t)+\Delta p_{ст}(t) \quad (7)$$

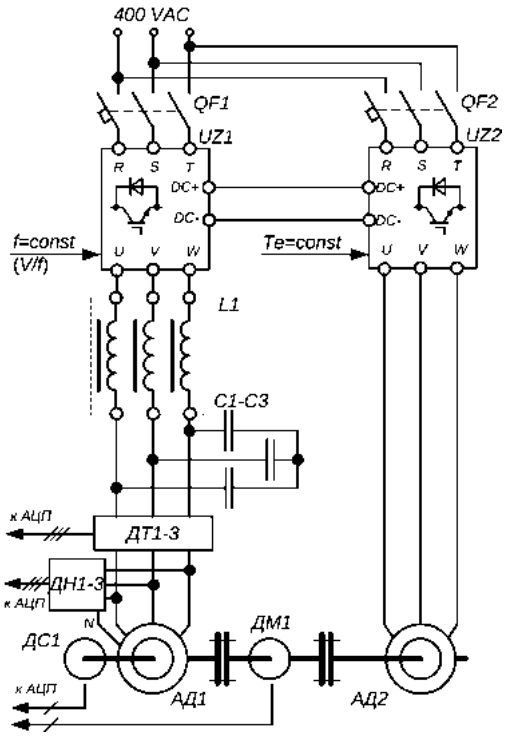


Рис. 1 Исследовательский лабораторный стенд для испытаний АД под нагрузкой.

С учетом (7) мощность на валу асинхронного двигателя:

$$p_2(t)=p_1(t)(1-s(t))-\Delta p_{м1н}(t)-\Delta p_{const}(t), \quad (8)$$

где $\Delta p_{м1н}(t)=i^2_{Aн}(t)R_A+i^2_{Bн}(t)R_B+i^2_{Cн}(t)R_C$ – электрические потери в меди статора в режиме работы под нагрузкой; $i_{Aн}(t)$, $i_{Bн}(t)$, $i_{Cн}(t)$ – токи соответствующих фаз статора под нагрузкой.

Момент на валу АД можно рассчитать по выражениям:

$$M(t)=p_2(t)/\omega(t), \quad (9)$$

где $\omega(t)$ – угловая частота вращения.

Проведенный расчет мощности на валу АД показал достаточную точность метода. Например, погрешность определения мощности на валу АД не превышает 5%, причем для двигателей с мощностью более 160 кВт она близка к 1% (табл. 2).

Таблица 2 – Погрешности расчета мощности P_2

Двигатель Параметр	$P_н$ = 30 кВт, $s_н$ = 0,023	$P_н$ = 160 кВт, $s_н$ = 0,014
Погрешность расчета мощности P_2 на валу, %	2,1	1,03

Коэффициент полезного действия за цикл работы ЭП технологического механизма по определенной мощности $p_2(t)$ на валу и измеренной потребляемой мощности $p_1(t)$ определяется выражением:

$$\eta=\int_0^{T_c} p_2(t)\,dt \Big/ \int_0^{T_c} p_1(t)\,dt, \quad (10)$$

где T_c – время цикла.

Основные преимущества предлагаемого метода заключаются в том, что нет необходимости в определении всех параметров СЗ, кроме активных сопротивлений фаз статора, и проведении классического опыта холостого хода с изменением напряжения питания. Также нет необходимости в выведении АД из технологического процесса и применении оборудования для создания специальных тестовых воздействий.

Для экспериментальной оценки точности метода определения мощности на валу разработан исследовательский лабораторный стенд, позволяющий реализовать испытания АД под нагрузкой (рис. 1).

```
ni := | n_{0,1} ← 0
      | edge ← 0
      | j ← 1
      | for i ∈ 0.. N - 2
      |   if ns_i = -1 ^ ns_{i+1} = 1
      |     if edge = 0
      |       t1 ← i·dt
      |       edge ← 1
      |       n_{0,0} ← t1
      |     otherwise
      |       edge ← edge + 1
      |       if edge = Ma + 1
      |         t2 ← i·dt
      |         n_{j,1} ← 1 / ( (t2 - t1)/Ma · k )
      |         n_{j,0} ← t2
      |         j ← j + 1
      |         edge ← 1
      |         t1 ← t2
      | n
```

Рис. 2 Алгоритм пересчета импульсного сигнала частоты вращения в непрерывный.

Стенд включает в себя два одинаковых АД типа АИР80В4У2 ($P_н$ = 1,5 кВт; $I_н$ = 6,3 / 3,6 А; $\eta_н$ = 77%; $n_н$ = 1395 об/мин; $\cos\varphi_н$ = 0,81; режим работы – S1; номинальные суммарные потери $\Delta P_{\Sigma н}$ = 448 Вт). АД соединяются через датчик динамического момента ESMNJ01 (диапазон крутящего момента – 50 Нм, выходная частота – 5÷15 kHz, точность – ±0,5%). Для контроля частоты вращения используется инкрементный энкодер типа E40S8-100-3-T-24 (100 имп/об).

Для питания нагружаемого и нагрузочного двигателей использовались соответственно ПЧ ToshibaVFS11 (*UZ1*) и INVTGD100 (*UZ2*). ПЧ *UZ1* работает в режиме скалярного частотного управления, а ПЧ *UZ2* работает в режиме векторного управления со стабилизацией электромагнитного момента. Двигатель *АД1* работает в двигательном режиме, а *АД2* – в генераторном с постоянным моментом на валу, создавая необходимое нагружение для двигателя *АД1*. Объединение ПЧ по шине постоянного тока позволяет передавать энергию, рекуперируемую двигателем *АД2*, через инвертор ПЧ *UZ1* на двигатель *АД1*. Таким образом, основной поток энергии циркулирует по каналу *UZ1–АД1–ДМ1–АД2–UZ2–UZ1*. При этом из питающей сети потребляется только мощность потерь в преобразователях частоты и двигателях. Для фильтрации напряжения на выходе ПЧ *UZ1* используется *LC*–фильтр (*L1, C1–C3*). Использование *LC*–фильтра обеспечивает на частоте 50 Гц коэффициент несимметрии кривой напряжения $K_U \le 4\%$ при частоте ШИМ, равной 8кГц. Токи и напряжения в цепи *АД1* контролировались датчиками тока *ДТ1–ДТ3* и датчиками напряжения *ДН1–ДН3* соответственно. Сигналы с датчиков тока (*ДТ1–ДТ3*), напряжения (*ДН1–ДН3*), момента (*ДМ1*) и скорости (*ДС1*) передавались на аналого–цифровой преобразователь (*АЦП*) для оцифровки и передачи данных в компьютер.

В качестве *АЦП* был использован USB модуль *LCard E14-440* (14 бита, 400 кГц, 32 канала). В качестве датчиков тока использовались датчики *LA25-NP* (вход – 25 А, выход – 25 мА). Датчики напряжения реализовывались на основе прецизионных делителей напряжения с гальванической развязкой на основе усилителей ISO124P.

Сигналы с выходов датчиков скорости (*BR1*) и момента (*BT1*) являлись импульсными частотными сигналами с максимальными частотами соответственно 2,5 кГц и 15 кГц. Модуль *АЦП* настраивался на частоту 40 кГц на канал. Пересчет импульсного сигнала в непрерывный осуществлялся программно с использованием математического пакета Mathcad, в соответствии с алгоритмом (рис. 2), где M – количество периодов усреднения импульсного сигнала. Пересчет сигнала момента осуществлялся аналогично.

Согласно (1), рассчитывалась мощность $p_{2p}(t)$ на валу АД и сравнивалась с мощностью $p_{2э}(t)$ на валу, полученной на основании прямых измерений момента и скорости:

$$p_{2э}(t) = T(t)\,\omega(t)\,, \qquad (11)$$

где $T(t)$ – момент на валу АД, полученный экспериментально с использованием датчика момента, $\omega(t)$ – угловая частота вращения.

На рис. 3÷5 показаны результаты экспериментов при частотном пуске АД1 с временем пуска 0,2 с. Основываясь на измеренных сигналах тока и напряжения (рис. 4), рассчитывались мгновенные активная $p_1(t)$, реактивная $q_1(t)$ потребляемые мощности, а также мощность $p_{2p}(t)$ на валу АД (рис. 5).

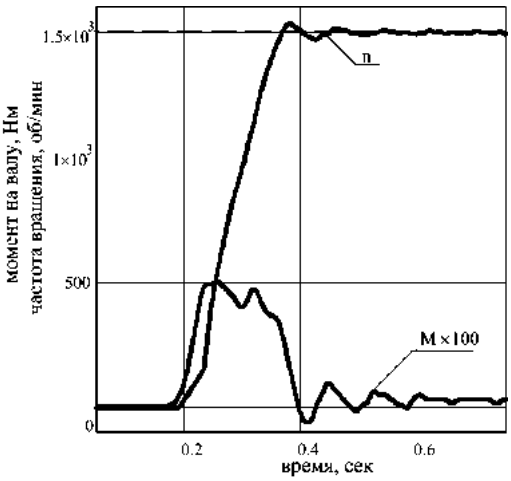


Рис. 3 Момент на валу и частота вращения АД при частотном пуске.

В другом эксперименте (рис. 6÷9) нагрузка на валу АД от минимального значения до значения 1,1 мощности на валу изменялась за время $t \approx 0{,}75$ с. При этом электромагнитная постоянная времени исследуемого АД составляла T_E = 3,5 мс, а электромеханическая T_M = 7 мс. В связи с малыми значениями постоянных времени АД по сравнению с временем изменения нагрузки, динамические составляющие момента АД считались незначительными и оценка точности определения мощности на валу на этом участке экспериментальных кривых осуществлялась как для статического режима работы.

Результаты обработки опытов работы АД на холостом ходу и под нагрузкой приведены в табл. 3.

Оценка определения мощности на валу АД проводилась путем сравнения полученных величин на основании расчета $p_{2p}(t)$ и экспериментальных измерений $p_{2э}(t)$:

$$\Delta = \left|[p_{2э}(t) - p_{2p}(t)]/p_{2э}(t)\right| \cdot 100\,\%\,. \qquad (12)$$

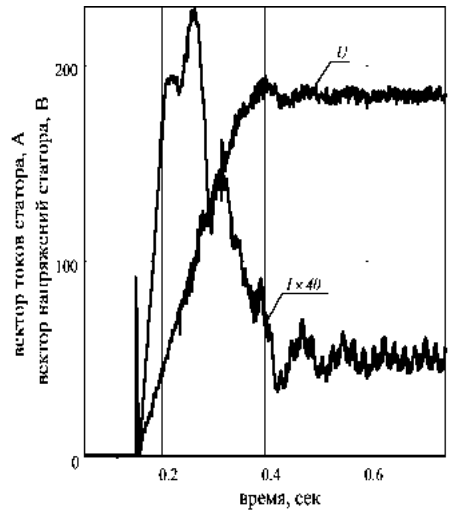


Рис. 4 Векторы тока статора и напряжения АД при частотном пуске.

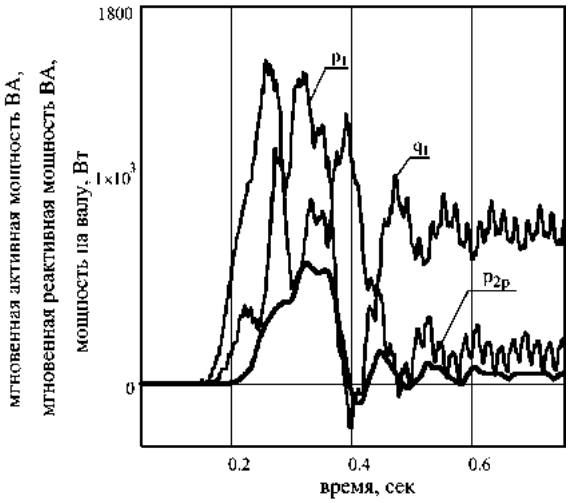


Рис. 5 Мгновенные активная и реактивная мощности, а также мощность на валу при частотном пуске.

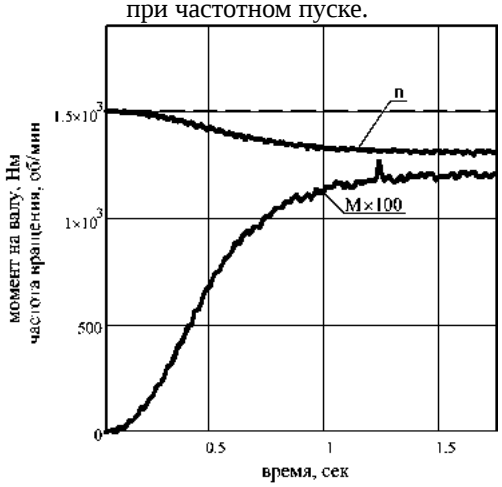


Рис. 6 Момент на валу и частота вращения АД при увеличении нагрузки.

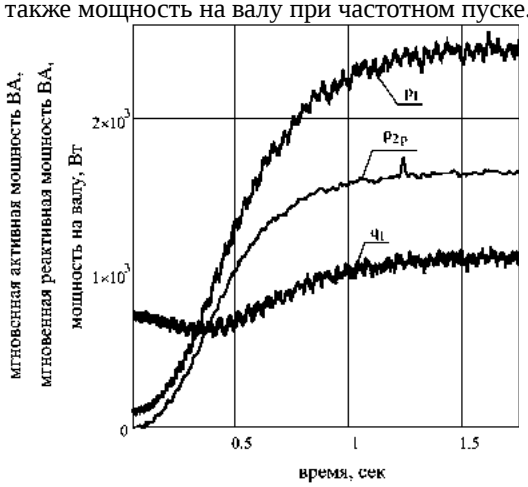


Рис. 7 Мгновенные активная и реактивная мощности, а также мощность на валу при увеличении нагрузки.

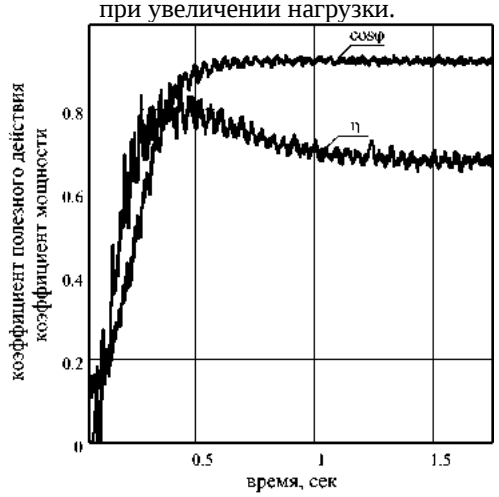


Рис. 8 КПД и коэффициент мощности АД при увеличении нагрузки.

Рис. 9 Мощность на валу АД (расчетная $p_{2p}(t)$ и экспериментальная $p_{2э}(t)$).

Основным источником дополнительных погрешностей всех методов расчета мощности на валу и энергетических показателей являются температурные изменения сопротивления статора АД или их неточное определение. Для оценки влияния точности определения сопротивлений статора на точность расчета мощности на валу АД, производилась вариация сопротивлений R_s статора в пределах ±10% (табл. 4).

Анализ результатов показал высокую точность определения энергетических показателей, полученных с использованием косвенного метода расчета мощности на валу АД. Так, в диапазоне нагрузок от 0,5 до 1,1 номинальной мощности даже при определении сопротивлений статора АД с погрешностью ±10 %, погрешность раз-

работанного метода не превысила 7 %. Для диапазона нагрузок от 0,6 до 1,1 номинальной мощности при точном определении сопротивлений статора АД погрешность разработанного метода не превысила 5 %.

Выводы. Предложен метод косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя, который позволяет оценить его энергетическую эффективность в условиях минимально доступной информации о его параметрах. В работе представлен разработанный исследовательский лабораторный стенд, позволяющий реализовать испытания асинхронного двигателя под нагрузкой с возможностью прямого измерения момента и скорости. Анализ экспериментальных исследований метода косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя показал приемлемую точность даже в условиях определения сопротивлений статора с существенной погрешностью. Метод рекомендуется к применению в электроприводах с частотным регулированием для задач мониторинга, диагностики, отказоустойчивого управления, а также при испытаниях новых и отремонтированных двигателей.

Таблица 3 – Результаты обработки экспериментальных данных метода определения энергетических показателей АД

Параметр	Режим работы		Параметр	Режим работы	
	холостой ход	нагрузка		холостой ход	нагрузка
Измеренные параметры			Рассчитанные параметры		
I_A, А	2,217	4,094	s	0,004	0,067
I_B, А	2,191	4,29	P_1, Вт	189,93	$2{,}445\cdot10^3$
I_C, А	2,168	4,15	$\Delta P_{м1}$, Вт	73,15	418,42
R_A, Ом	5,068	7,957	cos(φ)	0,157	0,842
n, об/мин	1494	1400	Δt, °С	17,3	143,64
Рассчитанные параметры в режиме под нагрузкой					
P_2, Вт		M, Нм		η , %	
$1{,}746\cdot10^3$		11,92		71,4	

Таблица 4 – Погрешность расчета мощности на валу АД

Мощность на валу АД1, о. е.		0,3	0,5	0,75	1,0	1,1
Погрешность Δ, %	$0{,}9R_s$	9,36	5,83	2,80	1,52	1,04
	R_s	9,51	6,32	3,81	3,20	3,34
	$1{,}1R_s$	9,66	6,81	4,81	5,00	5,63

Список литературы: 1. *Bucci G.* Uncertainty issues in direct and indirect efficiency determination for three-phase induction motors: remarks about the IEC 60034-2-1 standard / *G. Bucci, F. Ciancetta, E. Fiorucci, A. Ometto*. – IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. – Vol. 65, Issue 12. – P. 2701–2716. **2.** *Zagirnyak M.* A comparison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics / *M. Zagirnyak, D. Mamchur, A. Kalinov*. – Proceedings of 2014 IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC). – Antalya, Turkey, 2014. – P. 540–545. **3.** *Загірняк М. В.* Diahnostyka asynkhronnykh dvyhuniv na osnovi analizu syhnalu spozhyvanoyi potuzhnosti / *М. В. Загірняк, Д. Г. Мамчур, А. П. Калінов, А. В. Чумачова*. – Кременчук.: ЧП Щербатых О. В., 2013. – 208 с. **4.** *Zagirnyak M.* Correction of operating condition of a variable-frequency electric drive with a non-linear and asymmetric induction motor / *M. Zagirnyak, A. Kalinov, A. Chumachova.* – IEEE Conference transactions. EUROCON 2013, 1-4 July 2013, Croatia. – P. 1033–1037. **5.** *Мельников В.О.* Поліпшення енергетичних характеристик електроприводів з векторним керуванням шляхом компенсації параметричної несиметрії асинхронних двигунів / *В.О. Мельников, А. П. Калінов.* – Технічна електродинаміка. – Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2012. – № 3. – С. 85-86. **6.** *Tong W.* Mechanical design of electric motors / *W. Tong.* – NY.: CRC Press Taylor & Francis Group, – 2014. – 737 p. **7.** ANSI/IEEE Standard 112-2004. Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. **8.** *Agamloh E.* Accurate determination of induction machine torque and current versus speed characteristics / *E. Agamloh, A. Cavagnino, S. Vaschetto.* – Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE 8-22 Sept. 2016. DOI: 10.1109/ECCE.2016.7854812. **9.** *Guimarães J.M.C.* Determination of three-phase induction motors model parameters from catalog information / *J.M.C. Guimarães, J.V. Bernardes Jr., A.E. Hermeto, E.C. Bortoni.* – PES General Meeting / Conference & Exposition, 27-31 July 2014 National Harbor, MD, USA IEEE. **10.** *Jaiswal S.* Condition assessment of induction motor under different power quality events / *S. Jaiswal, M. S. Ballal.* – International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, IEEE CATCON. – 2015. – P. 105–110.

Bibliography (transliterated): 1. Bucci, G., F. Ciancetta, E. Fiorucci, A. Ometto. “Uncertainty issues in direct and indirect efficiency determination for three-phase induction motors: remarks about the IEC 60034-2-1 standard.” *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement* 65.12: (2016): 2701–2716. Print. **2.** Zagirnyak, M., D. Mamchur, A. Kalinov. “A comparison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics.” *Proceedings of 2014 IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)* (2014): 540–545. Print. **3.** Zagirnyak, M. V., D. G. Mamchur, A. P. Kalinov, A. V. Chumachova. *Diagnostika asinhronnih dviguniv na osnovi analizu signalu spogivanoj potugnosti*. Kremenchuk.: ChP Shcherbatykh O. V., 2013. Print. **4.** Zagirnyak, M., A. Kalinov, A. Chumachova. “Correction of operating condition of a variable-frequency electric drive with a non-linear and asymmetric induction motor.” *IEEE Conference transactions. EUROCON* (2013): 1033–1037. Print. **5.** Mel'nykov, V.O., A. P. Kalinov. “Polipshennya enerhetychnykh kharakterystyk elektropryvodiv z vektornym keruvannyam shlyakhom kompensatsiyi parametrychnoyi nesymetriyi asynkhronnykh dvyhuniv”. *Kyyiv: Instytut elektrodynamiky NAN Ukrayiny. Tekhnichna elektrodynamika* 3 (2012): 85-86. Print. **6.** Tong, W. *Mechanical design of electric motors.* NY.: CRC Press Taylor & Francis Group, 2014. Print. **7.** ANSI/IEEE Standard 112-2004. Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. Print. **8.** Agamloh, E., A. Cavagnino, S. Vaschetto. “Accurate determination of induction machine torque and current versus speed characteristics”. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), (2016): DOI: 10.1109/ECCE.2016.7854812. Print. **9.** Guimarães, J.M.C., J.V. Bernardes Jr., A.E. Hermeto, E.C. Bortoni. “Determination of three-phase induction motors model parameters from catalog information”. PES General Meeting / Conference & Exposition, 27-31 July 2014 National Harbor. (2014). Print. **10.** Jaiswal S., M. S. Ballal. “Condition assessment of induction motor under different power quality events”. *International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, IEEE CATCON.* (2015): 105–110. Print.

Поступила 16.06.2017

УДК 681.513.7

О. А. ХРЕБТОВА, ст. преп., Кременчугский национальный университет;
С. А. СЕРГИЕНКО, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ТРОГАНИЕМ МЕХАНИЗМА В ТЯЖЕЛЫХ УСЛОВИЯХ

Введение. Традиционно сложные технологические процессы, требующие значительных энергетических затрат на этапах трогания и пуска, выполнялись при использовании электропривода с значительным запасом по мощности (20÷30% $P_{ном}$). Одним из примеров таких систем, есть двухдвигательный электропривод механизма подъема затвора сливной плотины в системе реостатного управления. Такое техническое решение вызвано тем, что при трогании затвора с кармана сливной плотины происходит увеличение момента сопротивления технологического механизма в несколько раз [1].

Однако даже применение электропривода повышенной мощности не обеспечивает безаварийность выполнения технологических операций. В работе [2] рассмотрены особенности трогания и пуска механизма подъема. Установлено, что при переходе трансмиссии с технологическим механизмом из состояния покоя в состояние движения происходит достаточно сложный процесс формирования сил сопротивления, обусловленный как изменением свойств самой системы «трансмиссия системы механизма подъема – карман сливной плотины – уплотнительная резина – затвор», так и наличием традиционных составляющих.

Силы сопротивления, возникающие при подъеме затвора из кармана сливной плотины [2]:

$$\sum F = F_{м} + F_{м.с} + F_{диф} + F_{тр.р} + F_{тр.к} + F_{тр.с}\ , \qquad (1)$$

где $F_{м}$ – сила тяжести затвора и воды действующей на затвор со стороны верхнего бьефа; $F_{м.с}$ – сила, создаваемая разрывом межмолекулярных связей диффундирующих слоев резины с основанием затвора; $F_{диф}$ – сила разрыва диффузных слоев между основанием кармана сливной плотины и основанием затвора; $F_{тр.р}$ – сила трения грушевидной резины с направляющими кармана при подъеме затвора; $F_{тр.к}$ – сила трения качения колес; $F_{тр.с}$ – сила трения подшипников скольжения.

Эта особенность технологического объекта формируемая в процессе эксплуатации, приводит к возникновению аварийных ситуаций при каждом выполнении подъема затвора с основания кармана сливной плотины [1]. Существующая система электропривода морально устарела, имеет низкий КПД, энергозатратна, так как попытки подъема могут выполняться несколько раз до получения положительного результата.

Существующие системы управления не учитывают весь комплекс факторов, которые являются источником аварийности оборудования в процессе трогания, пуска и торможения:

– увеличение момента сопротивления при трогании и пуске производит к увеличению динамической составляющей усилия в кинематических узлах системы «электродвигатель – трансмиссия – технологический механизм» и как следствие механический износ оборудования;

– увеличение допустимого угла рассогласования в системе при неравнозначном формирования момента сопротивления приводит к режимам стопорения и заклинивания рабочего органа;

– режимы стопорения при пуске и движении рабочего органа по направляющим приводят к износу изоляционных материалов приводных двигателей, тепловых и механических перенапряжений обмотках, нарушении балансирования ротора и т.д.;

– тяжелые условия трогания и пуска ведут к перегрузкам и сокращению работоспособности линий питания

Малый диапазон управляемости отрицательно сказывается на выполнение остальных технологических операций.

Постановка задачи. Система автоматического управления частотно–регулируемого электропривода механизма подъема затвора сливной плотины, должна обеспечивать возможность выполнения предстартовой подготовки и трогания путем создания достаточно большого пускового момента при минимальном значении тока статора, обеспечить возможность позиционирования при перемещении объекта по направляющим кармана, и при необходимости, при установке объекта в рабочее положение, иметь возможность средствами частотного управления снизить колебания объекта при перемещении.

Материалы исследования. В силу физических особенностей, которые происходят при подъёма затвора, предложено условно разделить этот процесс на три этапа: предстартовая подготовка; трогание и пуск; перемещение затвора по направляющим кармана.

При выполнении операции пуска на этапе предстартовой подготовки необходимо выполнить пошаговое разрушение образовавшихся адгезивных слоев основания затвора и основания сливной плотины путем поочередного формирования усилий по подъему левой и правой стороны затвора. Предпусковая подготовка выполняется до появления разрыва межмолекулярных связей в технологическом объекте (затвор – уплотнительная резина – карман) [2]. На первом этапе система управления формирует поочередную подачу пусковых моментов на рабочие привода механизма подъёма. При необходимости пусковые моменты возрастают до начала движения затвора [3].

© О.А. Хребтова, С.А. Сергиенко, 2017

Как только система фиксирует разрушение адгезивных слоев рабочего органа режимы электродвигателя меняются, система приступает к этапу трогания, а именно механизм подъема при достаточном пусковом моменте приводит в движение металлоконструкцию затвора создает достаточный пусковой момент на электроприводах для преодоления момента сопротивления и предполагает выход электроприводов на рабочую характеристику.

При выполнении третьего этапа, электропривода двухдвигательной системы механизма подъёма работают в номинальных режимах и обеспечивают синхронизированный подъем затвора. При этом выполняется симметричное перемещения сторон металлоконструкции затвора по направляющим кармана при необходимости исключая перекосы в кармане и обеспечивая компенсацию неравномерностей моментов сопротивления при движении затвора по направляющим кармана, с обеспечением снижения ударных динамических нагрузок в канатах и кинематики самого электропривода [3].

При этом очевидно, что все операции должны выполняться одной системой привода, которая обеспечивает разные режимы работы для выполнения каждого этапа технологической карты.

Таким образом, создаваемые системы автоматического управления должны соответствовать специальным требованиям:

– выполнять предпусковую подготовку по формированию достаточного пускового момента при трогании затвора из кармана сливной плотины;

– выбирать оптимальный режим работы электропривода технологического механизма;

– при необходимости формировать цикличность включения электропривода для выполнения предстартовой подготовки и трогания;

– контролировать как температурный режимы, так и электромагнитные параметры асинхронной машины для предотвращения аварийных режимов;

– при необходимости определять время работы с значительной перегрузкой по току для создания достаточного пускового момента;

– формировать пошаговые перемещения элементов металлоконструкции затвора по направляющим кармана по заданным координатам;

– осуществлять позиционирование при установке затвора в карман сливной плотины в соответствии с алгоритмами выполнения технологических операций;

– обеспечить безаварийные режимы работы с повышением работоспособности системы электропривода[4]

Интенсивное развитие микросхемотехники позволяет построить автоматизированную систему с мгновенным контролем параметров всего технологического комплекса (датчики усилий, датчики момента и т.д.) и обеспечить формирование таких режимов работы которые обеспечили бы необходимые требования к выполнению качественного технологического процесса.

Система «электропривод механизма подъема – затвор – карман сливной плотины» представляет собой достаточно сложные кинематические пары которые при совместной работе влияют не только на сопряженные соединения, но и на характер работы всей электромеханической системы. В зависимости от свойств элементов и их характеристик в тех или иных условиях эксплуатации, формируется состояние системы в целом. Как рассматривалось в [4], состояние системы нельзя представить в виде определенной математической зависимости. Статические и динамические параметры каждого элемента системы описываются весовыми коэффициентами, которые определяют свойства системы, однако степень информативности их различна и имеет стохастический характер [2]. Математическим аппаратом, позволяющим полноценно учесть и отразить признаки нескольких состояний, является теория случайных множеств.

Применение теории нечетких множеств позволяет в полной мере отразить влияние всех экспертов, которые определяются в соответствии с величинами датчиков состояния системы и интенсивности их приращения, при использовании метода экспертных оценок, по сравнению с генерацией оценки на основе «мнения большинства», который формируется как сумма весов значений экспертов. В то же время применение теории нечетких множества (фаззилогики) не исключает возможности «четкой» оценки состояния технологического механизма экспертной системы в процессе подъема [5].

При диагностике состояний системы нечеткие оценки позволяют отобразить плавность и непрерывность перехода системы из состояния в состояние и преодолеть противоречия, когда у системы есть признаки сразу нескольких состояний. Например, ток приводных двигателей достиг максимума, соответственно пусковой момент является максимальный характеризующий условие начала трогания, а перемещения затвора отсутствует, характеризующий невыполнение процесса трогания. В работе [4] разработана экспертная система (ЭС) на базе нечеткой логики для механизма подъема затвора сливной плотины с обеспечение выбора параметров питающего напряжения [6] и с учетом особенностей формирования момента сопротивления технологического механизма [2]. Рассмотрен вариант выполнения трогания и пуска беспрерывно за один цикл до полного преодоления момента сопротивления, и начала движения технологического механизма. Результаты математического моделирования при пуске в один цикл ЭС приведены на рис. 1. – рис. 3.

Такой режим при затяжном трогании может привести к возникновению аварийных ситуаций за счет перегрева обмоток статора асинхронной машины, нарушения целостности кинематических соединений в трансмиссии механизма или обрыва троса.

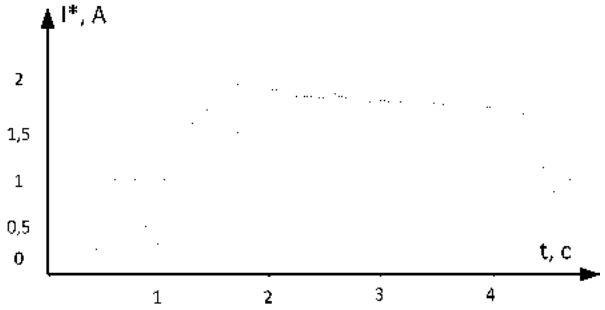


Рис. 1. Действующее значение тока системы электропривода механизма подъема

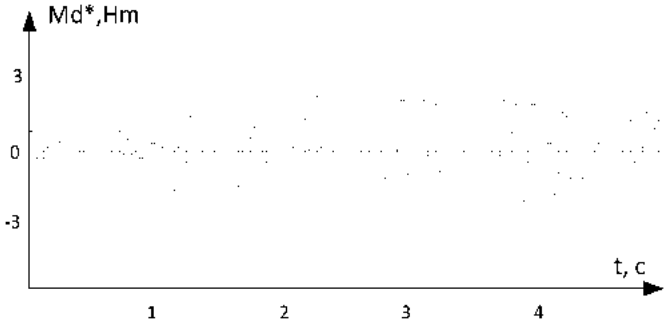


Рис. 2. Электромагнитный момент асинхронного двигателя

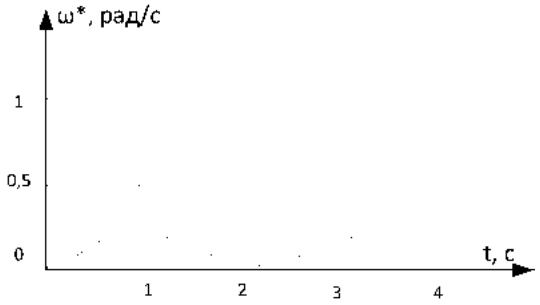


Рис. 3 Угловая скорость барабана технологического механизма

Кроме того, как показал анализ процессов, происходящих при выполнении трогания затвора с основания кармана сливной плотины, эффективнее всего выполнять разрушения адгезивных слоев пошаговым приложением усилий к сторонам затвора [2]. Поэтому для предотвращения аварийных ситуаций предложено усовершенствовать не только разработанную ранее ЭС но применить алгоритм пошагового формирования прикладываемых момент к сторонам затвора с контролем температурного режима работы асинхронной машины и времени формируемого импульса момента при минимальном значении тока статора [3]. Математическая модель ЭС приведена на рис. 4.

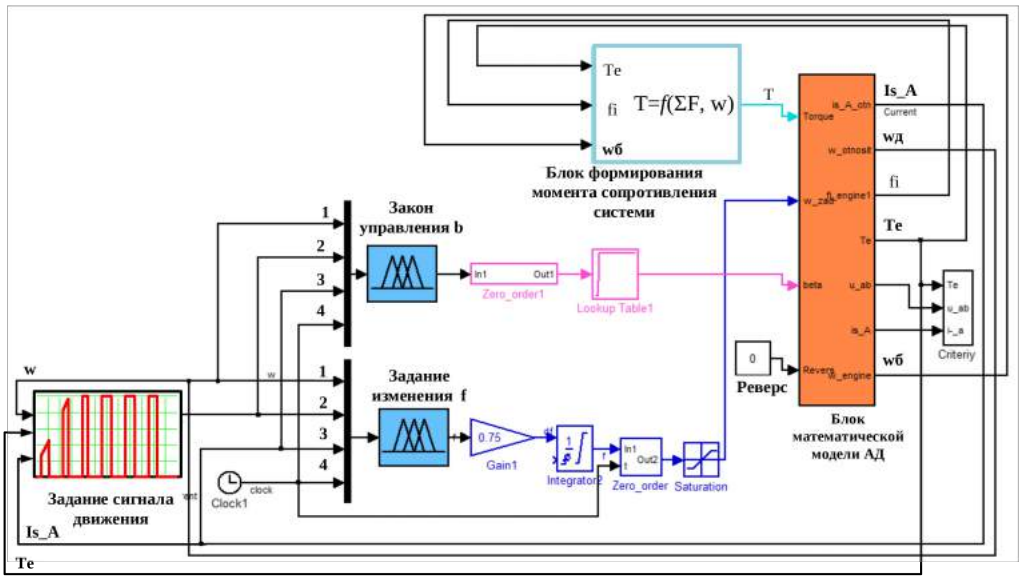


Рис. 4. Математическая модель экспертной системы управляемого трогания в программной среде Matlab

Предложения экспертная система помимо существующих уже блоков фаззи–логики для определения частоты питающего напряжения и выбора закона частотного управления в зависимости от значения параметра блока формирования момента сопротивления системы, который формирует усилие сопротивления в зависимости от входных сигналом электромагнитного момента (T_e), угловой скорости барабана подъемного механизма ($\omega_б$) и частоты вращения электромагнитного поля АД (f_i) по математической зависимости $T = f(\sum F, \omega)$, дополнена блоком задания сигнала движения. В данном блоке формируются импульсы подачи момента и паузы с контролем температуры нагрева обмоток статора косвенным методом на базе математических зависимостей предложенных в [3].

В модели реализован режим трогания в циклическом виде с заранее рассчитанными временными значениями импульсов прикладываемых моментов и пауз. При необходимости время импульсов может ограничиваться при превышении температуры нагрева. Следует отметить, что ЭС формирует повышения пускового момента с каждым последующим импульсом при ограничении тока статора, подбирая амплитуду и частоту питающего напряжения по эвристическим правилам, заложенным в блоках фаззи–логики.

Для выполнения сравнительного анализа характеристик частотно−регулируемого электропривода в исходной и модернизированной ЭС условия работы должны совпадать. Поэтому в предложенной ЭС режим трогания смоделирован для одного привода двухдвигательной системы и состоит из нескольких импульсов формируемого момента трогания, количество которых определяется или началом движения системы, или пределом температурного нагрева, даже если движение отсутствует. Результаты математического моделирования разработанной ЭС приведены на рис. 5 – рис.11. Для упрощения анализа на каждом рисунке представленных характеристик приведен сигнал задания скорости (U_z).

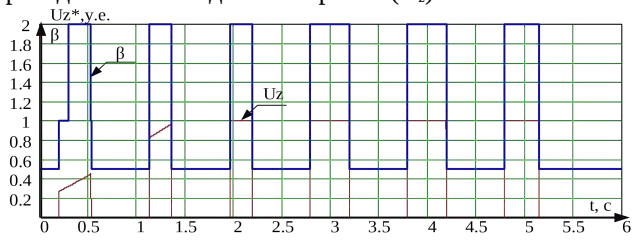


Рис. 5. Задание скорости (Uz) и показателя степени частотного управления (b)

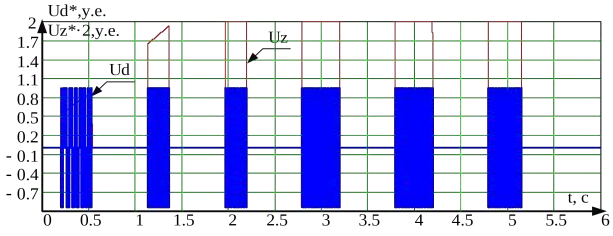


Рис. 6. Формирование напряжения при трогании системы с фаззи–логикой

Напряжение задания формируется с плавным разгоном технологического механизма для обеспечения выборки канатов и зазоров трансмиссии механизма (рис. 5. U_z^*). В соответствии и изменением момента сопротивления меняется (рис. 5. β) в законе частотного управления $U / f^{1/\beta} = const$. Следуя этим условиям формируются параметры питающего напряжения (рис. 6. U_d^*).

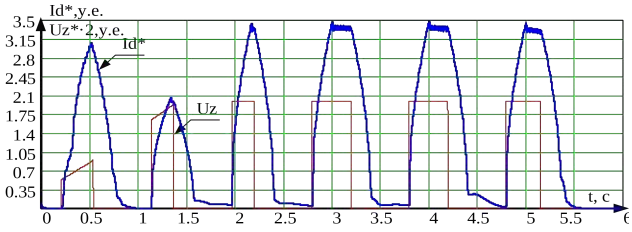


Рис. 7. Действующие значения ток статора

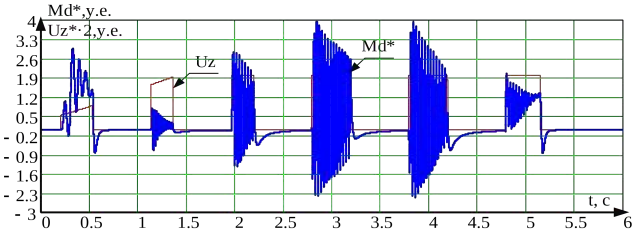


Рис. 8. Формирование момента двигателя

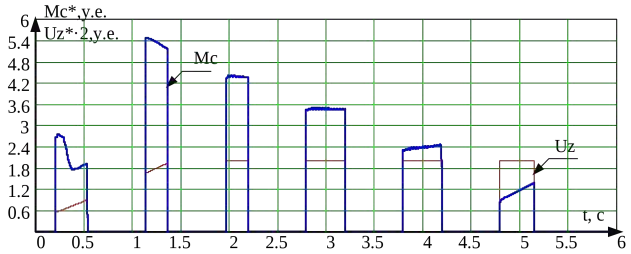


Рис. 9. Момент сопротивления механизма

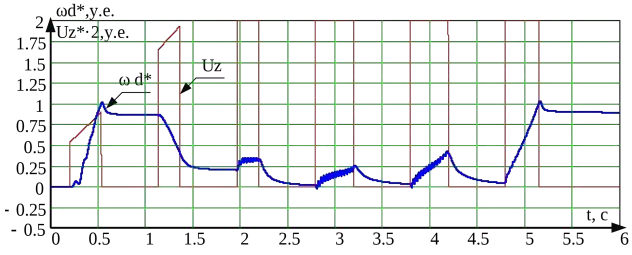


Рис. 10. Угловая скорость двигателя

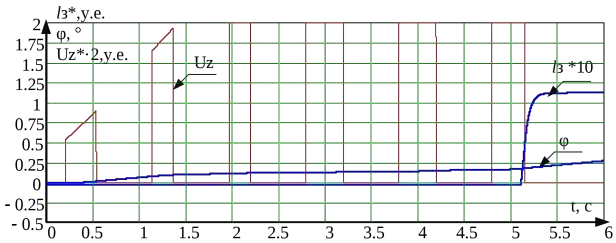


Рис. 11. Угол поворота вала барабана лебедки и перемещение стороны затвора при трогании

На первом импульсе трогания, при выборке зазоров пусковой ток достигает $3I_н$ (рис.7 I_d^*), как и мгновенное значение момента, превышает номинальный почти в 2 раза (рис. 8 M_d^*). Механизм начинает разгон (рис. 10. ω*) происходит поворот вала примерно на 0,5° (рис. 8), момент сопротивления имеет резкий спад (t = 0,4 с.) что соответствует началу движения кинематических пар самого привода (рис. 6. M_c^*).

После натяжении каната значения переменных тока и момента имеют минимальное значение, так как попытка трогания выполняется при номинальных параметрах АД. Движение двигателя прекращается, так как момент сопротивления превышает расчетное в 5 раз. Следующая попытка трогания формируется с моментом, превышающим паспортное значение в зависимости от решения ЭС по эвристическим правилам, которые в ней записаны.

Как видно из рис. 7, рис. 8 с каждой последующей попыткой значение пускового момента, как и значение тока увеличиваются. Каждая последующая попытка трогания уменьшает момент сопротивления технологического механизма, разрушая адгезивные соединения рабочего органа с рабочей средой. На последней попытке происходит начало движения технологического механизма (рис. 11. *l*з) и система останавливает выполнение алгоритма трогания. Дальше ЭС переходит к выполнению программы по синхронному перемещению сторон затвора по направляющих кармана сливной плотины.

Как видно из приведенных графиков модернизированная система выполняет пуск на 1 с. дольше. Однако при анализе токовых характеристик видно, что среднее значение тока за период выполнения трогания в пошаговом режиме составляет $1{,}04I_{н}$, что почти 2 раза меньше чем начальной ЭС, хотя значение амплитуды за импульс могли превышать исходные в 1,7 раза Аналогичная ситуация и с пусковым моментом значение которого при пошаговом режиме превышает исходное в 1,45 раза. Это объясняется повышением пускового момента при каждом последующем импульсе. Как видно из скоростных характеристик при использовании пошагового режима трогания снижаются также и динамические нагрузки в кинематических парах трансмиссии электропривода за счет снятия напряжения в точках соприкосновения вращающихся частей, что снижает износ элементов механизма и повышает его работоспособность.

Выводы: Обоснованно применения теории нечетких множеств для реализации экспертной системы автоматического управления двухдвигательным электроприводом, позволяющей расширить возможности пусковой системы на базе частотно–регулируемого электропривода и эффективно использовать специальные алгоритмы предстартовых операций с целью повышения эффективности выполнения рабочей операции технологическим механизмом.

Модернизированная экспертная система управления обеспечивает трогание, пуск и работу механизма подъема при изменении момента сопротивления в процессе выполнения предстартовой подготовки в пошаговом режиме. Разрушения адгезивных слоев рабочего органа при этом характеризуется меньшими затратами электроэнергии. При этом время выполнения трогания увеличивается 20%, что для данного технологического механизма не имеет значение. Так же модернизированная система выполняет контроль температурных режимов и формирует ток в зависимости от параметров нагрева обмоток статора асинхронной машины. Модернизации ЭС происходит за счет применения специально разработанного алгоритма и не требует значительных материальных и технических средств.

Предложенная структура интеллектуальной системы управляемого трогания может быть использована для различных технологических механизмов, где момент сопротивления при трогании превышает рабочее значение в несколько раз и имеет нелинейный характер.

Список литературы: 1. Хребтова О.А. Особенности трогания кранового электропривода подъема затвора сливной плотины / О. А. Хребтова, А. И. Гладырь // Вестник национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Тематический выпуск № 30 «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – 2009. – 250 с. **2.** Хребтова О.А. Дослідження властивостей системи електропривода механізму підйому затвору зливної греблі / О. А. Хребтова, С. А. Сергієнко // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу – Кременчук: КрНУ, 2012. – Вип. 3/2012 (19). – 660 с. **3.** Хребтова О.А. Управление трогением асинхронного электропривода грузоподъемного механизма / О. А. Хребтова, В. В. Ченчевой, А. И. Гладырь // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2014. – Вип. 3/2014 (27). – С. 27–35. **4.** Хребтова О.А. Електропровід механізму підіймання затвора зливної греблі з керованним процесом рушання / О. А. Хребтова, С. А. Сергієнко // Вісник вінницького політехнічного інституту. Науковий журнал №2 (131). –2017.– 112 с. **5.** Золотухин А. Б. Применение теории нечетких множеств к количественной и качественной оценке риска / А. Б. Золотухин, У. Гудместад // International Journal of Offshore and Polar Engineers (IJOPE). – 2002. – т. 12, № 4 – С. 288–296. **6.** Хребтова О.А. Определение момента асинхронного двигателя при трогании / О. А. Хребтова, В. В. Ченчевой, В. А. Огарь // Електромеханічні і енергозберігаючі системи: щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2013. – Вип. 4/2013 (24). – 106 с.

Bibliography (transliterated): 1. Khrebtova, O.A. and Gladyr, A.I. (2009), "Peculiarities of starting the crane electric drive of the lifting of the gate of the drain dam", Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta "Kharkovskiy politekhni-cheskiy institut", no. 30, 250 p. (in Russian) **2.** Khrebtova, O.A. and Sergienko, S.A. (2012), "Studying the properties of the system electric winders shutter drainage dam", Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy. Tematychnyy vypusk "Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriya i praktyka" naukovo-vyrobnychoho zhurnalu, Vol. 3, no. 19, 660 p. (in Ukrainian) **3.** Khrebtova, O.A., Chenchevoy, V.V.. and Gladyr, A.I. (2014), "Control of starting of an asynchronous electric drive of a load-lifting mechanism", Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy, shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, Vol. 4, no. 27, 106 p. (in Russian) **4.** Khrebtova, O.A. and Sergienko, S.A. (2017), "Elektroprovid mechanism for lifting the shutter drainage dam kerovannym pick-up process", Bulletin of Vinnytsia Polytechnic Institute. Scientific journall, Vol. 2, no. 131, 112 p. (in Ukrainian). **5.** Zolotukhin A. B end Goodmestad W. "Application of the theory of fuzzy sets to quantitative and qualitative risk assessment", International Journal of Offshore and Polar Engineers (IJOPE). - 2002. - Vol. 12, no. 4 - p. 288-296. **6.** Khrebtova, O.A., Chenchevoy, V.V. and Ogar, V.A. (2013), "Determination of the moment of an asynchronous motor at the touching", Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy, shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, Vol. 4, no. 24, 106 p. (in Russian).

Поступила 15.06.2017

УДК 621.34-52

В. П. СТЯЖКІН, канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
В. І. ТЕРЯЄВ, канд. техн. наук, доц., Національний технічний університет України «КПІ»;
С. І. ГАВРИЛЮК, аспірант, Інститут електродинаміки НАНУ, Київ

ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДІВ ЧАСТОТНОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ ДУГОСТАТОРНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ АНТЕН СУДНОВИХ НАВІГАЦІЙНИХ РЛС

Вступ. Суднові навігаційні РЛС використовуються для визначення координат і параметрів руху різних надводних і берегових об'єктів, берегової лінії та інших перешкод, здатних відбивати радіохвилі, які випромінює і приймає антена. Це дозволяє забезпечити безпеку мореплавання в обмежених умовах видимості, безпечне розходження суден, визначення місця судна по відомим береговим або плавучим орієнтирам.

Одним з головних механізмів будь-якої РЛС є антена, обертання якої здійснюється електроприводом (ЕП). ЕП суднової РЛС повинен забезпечити високу стабільність швидкості обертання при різкозмінному вітровому навантаженні, хитавиці судна та в несприятливих кліматичних умовах. Також до електроприводу РЛС висувається ряд вимог, таких як надійність, технічний ресурс роботи понад 20 років, ремонтоздатність, висока точність відпрацювання в секторному режимі, коли в межах одного оберту змінюється швидкість, та інші.

В [1,2] показано доцільність застосування дугостаторного асинхронного двигуна (ДАД) для суднових навігаційних РЛС, статор якого складається з декількох індукторів, а ротор виконаний у вигляді феромагнітного диску з короткозамкненою обмоткою. Основними перевагами ЕП на базі ДАД є простота і надійність, виключення редуктора із кінематичного ланцюга, можливість інтегрування в існуючі РЛС та збільшення потужності за рахунок селективного включення індукторів в роботу. Водночас дугостаторний двигун має ряд особливостей та недоліків – м’які механічні характеристики за рахунок збільшеного повітряного проміжку, низькі коефіцієнти корисної дії та потужності, крайові ефекти, викривлення картини поля, насичення магнітопровода.

Застосування стандартного закону частотного керування для ДАД в нижній частині діапазону регулювання призводить до посилення його недоліків – різкого зменшення критичних зусиль та жорсткості механічних характеристик [3]. **Метою статті** є розробка нових модифікованих методів частотного керування, які враховують особливості дугостаторних двигунів.

Постановка задачі. Особливості характеристик ДАД пов'язані зі специфікою електромагнітних процесів, які викликані розімкнутим магнітопроводом, а також ефектами «входу–виходу» електромагнітного поля, зумовленими переходом елементарних провідних контурів вторинного елемента (ВЕ) з крайової зони в активну і з активної – в крайову [4].

Розімкненість магнітопровода ДАД призводить до відхилення від синусоїдальної форми розподілу потоку в ярмі та індукції в повітряному зазорі. Спотворення картини магнітного поля погіршує тягові та енергетичні характеристики машини. Через нерівномірність розподілу поля уздовж машини котушки обмоток різних фаз знаходяться у неоднакових магнітних умовах, що призводить до асиметрії ЕРС у фазах обмотки індуктора. Це тягне за собою виникнення асиметрії фазних струмів при живленні машини від джерела із симетричною системою напруг. ДАД мають великий повітряний проміжок, що пояснюється особливістю їх конструкції. Ефект послаблення магнітного поля у збільшеному зазорі, а також по товщині ВЕ називається товщинним. Він призводить до збільшення намагнічувального струму ДАД у порівнянні зі звичайними обертовими двигунами. Вторинне магнітне поле, обумовлене струмами вторинного елемента, значно впливає на сумарний магнітний потік в зазорі машини. Навіть при русі ВЕ з синхронною швидкістю відносно поля, в ньому виникають струми і втрати, викликані наявністю границь індуктора, тобто явищами «входу–виходу». Виникаючі при цьому зусилля можуть бути як гальмівними, так і рушійними [4].

Особливості роботи ДАД, обумовлені реакцією ВЕ, отримали назву вторинного поздовжнього крайового ефекту, а особливості, що мають місце при відсутності реакції вторинної частини – первинного крайового ефекту. В цілому сукупність розглянутих особливостей електромагнітних процесів у машинах з роз'єднаними магнітопроводами отримала назву поздовжнього крайового ефекту (ПКЕ). Найбільший вплив мають ПКЕ, особливо для ДАД з малим числом полюсів і великим значенням відношення реактивності намагнічуючого контуру до приведеного вторинного опору – електромагнітної добротності машини. Це призводить до появи додаткових складових струмів і вторинних втрат біля країв осердя, подальшого зниження ККД і тягового зусилля машини [4].

Зазначені вище особливості електромагнітних процесів ДАД необхідно приймати до уваги при розробці та дослідженні законів керування ним. Можна сформулювати наступні критерії вибору методу керування ДАД, які враховують його конструктивні особливості та умови використання для електропривода РЛС:

- переважна робота на низьких швидкостях та частотах;
- необхідність збільшення жорсткості механічної характеристики та критичного моменту, особливо в нижній частині діапазону регулювання;
- врахування впливу насичення магнітного ланцюга ДАД при синтезі алгоритмів методів керування;

© В.П. Стяжкін, В.І. Теряєв, С.І. Гаврилюк, 2017

▪ застосування методів регулювання, які не потребують безпосереднього керування складовими магнітного потоку;

▪ енергозбереження в умовах обмежених енергоресурсів джерела живлення;

▪ забезпечення полоси пропускання привода, достатньої для відпрацювання пульсуючого знакозмінного моменту навантаження РЛС.

У зв'язку з обмеженою технологічною можливістю зменшення зубцевого кроку та полюсного ділення ДАД та відсутністю можливості використання редуктора, єдиним способом отримання низьких робочих швидкостей для ДАД є живлення напругою зниженої частоти. Тому буде доцільно розглянути методи частотного керування АД і визначити границі їх застосованості відносно ДАД.

Матеріали досліджень. Класифікація основних методів частотного керування представлена на рис. 1 [3].

Розглянемо можливості застосування існуючих методів частотного керування [3, 5] для дугостаторного асинхронного електропривода.

Компенсація впливу активного опору індуктора (*IR*–компенсація). При скалярному керуванні АД на частотах в діапазоні 0÷10 Гц реактивний опір його обмоток зменшується ($X_L = 2\pi fL$) і відповідно зменшується спад напруги на індуктивності, а вплив активної частини опору відносно збільшується. Це призводить до ослаблення магнітного поля і, як наслідок, зменшення жорсткості механічної характеристики та перевантажувальної здатності двигуна. Рівняння електричної рівноваги індуктора записується за другим законом Кірхгофа:

$$U_1 = E_1 + I_1 r_1 = E_1 + \Delta U, \qquad (1)$$

де $\Delta U = I_1 r_1$ – додаткова напруга, необхідна для компенсації спаду напруги на активному опорі індуктора.

Рис. 1 Класифікація методів частотного керування АД

Даний метод дозволяє регулювати кутову швидкість АД з критичним моментом і статизмом, близькими до природної механічної характеристики в діапазоні близько 10:1. Для забезпечення більшої жорсткості характеристики і діапазону регулювання необхідно застосовувати зворотній зв'язок за швидкістю.

Через завищений повітряний проміжок ДАД у порівнянні з АД доводиться суттєво збільшувати намагнічуючу силу обмоток статора, щоб подолати великий магнітний опір зазору. В результаті цього магнітна система ДАД знаходиться у насиченому стані. Як наслідок ще більше зменшується питома доля реактивних опорів статора і ротора у порівнянні з відповідними активними опорами. Тому можна говорити про доцільність застосування методу *IR*–компенсації для ДАД, однак потрібно враховувати вплив крайових ефектів.

Компенсація впливу повного опору індуктора (*IZ*–компенсація). Для компенсації спаду напруги на обмотках АД збільшують вхідну напругу залежно від навантаження.

Метод включає наступні модифікації [5]:

компенсація в скалярній формі:

$$\Delta u_1 = \Delta u_{1\alpha} = i_1 z_1 = i_1 \sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma ном}\alpha)^2}, \qquad (2)$$
$$\Delta u_{1\beta} = 0;$$

компенсація в векторній формі:

$$\Delta u_1 = i_1 z_1 \Rightarrow \begin{matrix} \Delta u_{1\alpha} = i_{1\alpha} r_1 - i_{1\beta} x_{1\sigma ном}\alpha \\ \Delta u_{1\beta} = i_{1\beta} r_1 - i_{1\alpha} x_{1\sigma ном}\alpha \end{matrix}. \qquad (3)$$

де i_1 – струм обмотки статора, r_1 – активний опір обмотки статора, $x_{1\sigma ном}$ – індуктивність розсіювання обмотки статора, $\alpha = f_1 / f_н = \omega_1 / \omega_н$ – частота струму статора.

Принциповою відмінністю режиму *IZ*–компенсації є відсутність насичення магнітопроводу при будь-яких частотах і навантаженнях, тому що напруга кола намагнічування підтримується постійною і рівною напрузі в режимі холостого ходу.

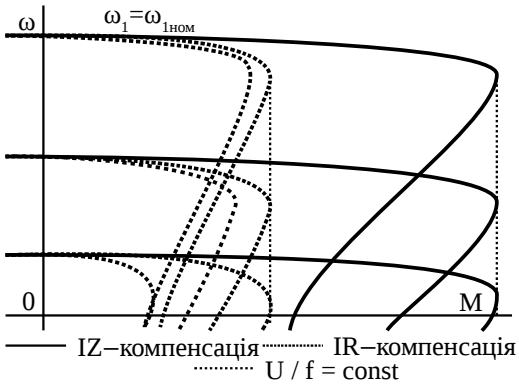


Рис. 2 Механічні характеристики АД при різних модифікаціях частотного керування

Для стабілізації потоку у всьому діапазоні зміни частоти і моменту необхідно збільшувати напругу живлення приблизно в два рази, що не завжди можливо в силу технічних характеристик двигуна. Щоб стабілізувати електромагнітний потік необхідно вимірювати напругу чи струм статора або потік в повітряному проміжку, що дещо ускладнює реалізацію даного метода. Для підвищення жорсткості характеристик та одержання більшого діапазону регулювання використовують зворотний зв'язок за швидкістю.

Метод компенсації впливу повного опору індуктора може застосовуватися і для ДАД за умови врахування крайових ефектів. Оскільки в ДАД переважний вплив на характеристики двигуна має активна складова опору статора, а даний метод значно складніший у реалізації, більш доцільно буде застосовувати метод компенсації активного опору індуктора. На рис. 2 представлені механічні характеристики АД при застосуванні частотного керування з *IR*- та *IZ* – компенсацією [5].

Використання натуральної орієнтації по вектору потокозчеплення ротора ґрунтується на представленні АД в динамічній формі з використанням другого методу Ляпунова.

Формування заданого потокозчеплення статора дозволяє модифікувати механічні характеристики частотно-

керованого АД залежно від заданої кутової швидкості. Значення заданого потоку двигуна, при якому перевантажувальна здатність зберігається на номінальному рівні, дорівнює [6]:

$$\psi^* = \psi^*_н \sqrt{\frac{\omega^* p_н z\left(\alpha_1^2 + \omega_{0н}^2\right)}{\omega_{0н} z_н \left(\alpha_1^2 + \left(\omega^* p_н\right)^2\right)}} \quad , \tag{4}$$

де коефіцієнт $\alpha_1 = r_1 / L_1$; ω^*, ψ^* – задані значення кутової швидкості і модуля потокозчеплення статора; $p_н$ – число пар полюсів; z, $z_н$ – повні опори; $\psi^*_н$ – номінальне потокозчеплення, $\omega_{0н}$ – швидкість холостого ходу.

Даний метод дозволяє підтримувати значення критичного моменту частотно–керованого АД на номінальному рівні шляхом формування заданого потокозчеплення статора залежно від заданої кутової швидкості. Реалізація даного методу керування може бути здійснена без використання спеціалізованих датчиків регульованих координат на основі спостерігачів. В той же час внаслідок насичення магнітопроводу ДАД складові магнітного потоку стають малокерованими, що ускладнює реалізацію даного метода.

Компенсація ковзання. В АД має місце ефект ковзання – відставання швидкості обертання ротора від магнітного поля, що створюється обмотками статора. При чому цей ефект присутній і в режимі реального холостого ходу, а зі збільшенням навантаження його величина зростає. Режим компенсації ковзання полягає у зміні частоти живлення АД в залежності від навантаження на валу, тобто, фактично від струму статора. Даний метод дозволяє підвищити жорсткість механічної характеристик АД та збільшити діапазон регулювання швидкості до значення 20:1. Може застосовуватися у поєднанні з іншими методами, наприклад, з *IR*–компенсацією.

Для ДАД режим компенсації ковзання полягає в усуненні похибки робочого ковзання при одночасній компенсації впливу кінцевих ефектів і активного опору індуктора. З цією метою у рівняння динаміки ДАД та схему заміщення вводиться функція $f(Q)$, яка враховує вплив кінцевих ефектів на основі моделі Данкана [7, 8]:

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q}; \; Q = \frac{lR_2}{vL_2}; \tag{5}$$

де l – довжина індуктора; v – швидкість ВЕ; r_2, L_2 – активний опір та індуктивність вторинного елемента. Для роботи алгоритму керування ДАД необхідне вимірювання швидкості, коефіцієнта потужності, струму індуктора, а також відомості про активний опір і індуктивність індуктора та активний опір вторинного елемента.

Після огляду різних модифікацій методу частотного керування для АД можна зробити висновок, що для ДАД доцільно буде застосовувати комбіновані методи, які враховують розглянуті вище його конструктивні особливості.

Для побудови функціональної схеми комбінованого частотного керування ДАД скористаємося залежностями для стандартного АД. Такий підхід можна пояснити тим, що в алгоритмі керування ДАД буде застосовано метод компенсації впливу активного опору обмотки статора r_1, а також компенсація крайових ефектів на основі моделі Данкана. Механічна характеристика АД при відсутності компенсації опору обмотки статора представляється у вигляді уточненої формули Клосса [5]:

$$M = 2M_k \cdot \left[\left(1 + \frac{r_1}{r_2}\right) / \left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2 s_k \frac{r_1}{r_2}\right) \right] \quad , \tag{6}$$

де $s_к$ – критичне ковзання, $M_к$ – критичний момент, r_2 – активний опір обмотки ротора, приведений до обмотки статора.

За наявністю компенсації впливу опору обмотки статора приймемо $r_1 = 0$. Тоді для ДАД залежність (6) прийме спрощений вид:

$$M = 2M_k \cdot \left[1 / \left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}\right) \right] \quad , \tag{7}$$

Якщо у формулу (7) замість M і $M_к$ підставити номінальні значення $M_н$, $s_н$, то можна отримати вираз для розрахунку критичного ковзання [5]:

$$s_к = s_н \left(\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}\right) \quad ; \tag{8}$$

де $\lambda = M_к / M_н$ – перевантажувальна здатність двигуна.

Для рушійного режиму роботи формула (8) матиме вид:

$$s_к = s_н \left(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1}\right) \quad ; \tag{9}$$

Критичному ковзанню $s_к$ відповідає електрична частота ВЕ:

$$f_2 = f_{1н} s_к \quad ; \tag{10}$$

Враховуючи (7) і (10), f_2 можна переписати:

$$f_2 = f_{1н} s_к \left(\left(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1}\right)\right) \quad ; \tag{11}$$

Механічний момент на валу ДАД можна визначити за співвідношенням:

$$M_c = \frac{P}{\omega} \quad , \tag{12}$$

де P – активна потужність, яка передається від індуктора до вторинного елемента через повітряний проміжок; ω – фактична кутова швидкість ротора ДАД.

Потужність P можна представити у вигляді [8]:

$$P = 3U_1 I_1 \cos\varphi(1 - f(Q)) - I_1^2 r_1 \; ; \quad (13)$$

де U_1, I_1 - фазні напруга і струм індуктора, cosφ коефіцієнт потужності, r_1 активний опір статора

Оскільки в системі ЕП РЛС використовується зворотній зв'язок за швидкістю, (5) можна переписати:

$$Q = \frac{lR_2}{vL_2} = \frac{lR_2}{\omega R_Д L_2} \quad , \qquad (14)$$

де $R_д$ – радіус дуги двигуна.

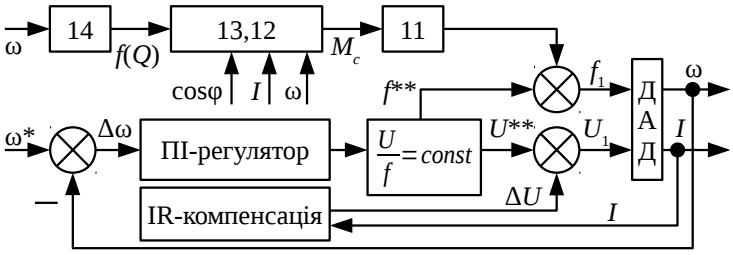


Рис. 3 Функціональна схема частотного керування ДАД

На основі (1,7÷14) була побудована функціональна схема комбінованого методу частотного керування ДАД з урахуванням крайових ефектів та з компенсацією активного опору індуктора, представлена на рис. 3. Вихідною величиною є кутова швидкість ω, яку потрібно підтримувати на заданому рівні, що реалізується на базі звичайного ПІ-регулятора. Оскільки для ЕП навігаційних РЛС ключовими вимогами є висока стабільність швидкості та точність визначення кутового положення [2], використання зворотнього зв'язку за швидкістю є необхідним. Напруга та частота з індексами (**) являються сформованими величинами за законом $U / f = const$. У верхній частині схеми, цифрами всередині блоків, вказані номери формул, які розраховуються.

Для реалізації даного алгоритму окрім кутової швидкості ротора, потрібно вимірювати фазні струми та напруги індукторів. Щоб розрахувати потужність за формулою (13) потрібно знати коефіцієнт потужності *cosφ*. Його можна визначити шляхом вимірювання часу переходу синусоїди струму та напруги через нуль, або розрахувати аналітичним методом з формули потужності. Також необхідно знати активний та індуктивний опір індукторів та ВЕ (ротора).

Висновки. В статті проведено аналіз ефективності застосування існуючих методів частотного керування для дугостаторного електропривода суднової навігаційної РЛС. Представлено критерії вибору методу частотного керування, спираючись на специфіку ДАД та вимоги до РЛС. В ДАД мають місце крайові ефекти, обумовлені розімкнутим магнітопроводом, насиченням магнітопроводу, збільшеним повітряним проміжком, ефекти «входу–виходу» електромагнітного поля, які призводять до викривлення картини магнітного поля в зазорі, асиметрії струмів у фазах індукторів і, як наслідок, до зменшення енергетичних та експлуатаційних показників електропривода. Тому при синтезі законів керування ДАД необхідно враховувати його конструктивні, а відповідно і електромеханічні особливості. Було запропоновано функціональну схему частотного керування для ДАД з урахуванням крайових ефектів та з компенсацією активної складової опору обмоток статора.

Список літератури: 1. *Волков І.В.* Безредукторная электромеханическая система с дугостаторным электроприводом для радиолокационной станции. *Волков І.В., Стяжкин В.П., Милько Р.Э., Доманский Г.В.* // Електротехнічні комплекси та системи / Тематичний випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика".- Київ, 2011. – Випуск 03 (79). – С. 248-252. **2.** *Стяжкін В.П.* Автоматизована система керування безредукторними електроприводами суднових навігаційних РЛС / *В.П. Стяжкін, С.І. Гаврилюк* // Електроніка та зв'язок. Науково-технічний журнал. – Київ: Том 21, №4 (93), 2016. **3.** *Теряєв В.І.* Особливості частотного керування лінійними асинхронними електродвигунами // *В.І. Теряєв, М.В. Михайлов, М.А. Хитько*. - Доповіді за матеріалами Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. – Київ: "Політехніка", 2014. – с. 248-249. **4.** *Сарапулов Ф.Н.* Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения / Ф.Н. Сарапулов, С.Ф. Сарапулов, П. Шымчак. Екатеринбург: Изд-во УГТУ-УПИ, 2001. - 236 с. **5.** *Усольцев А.А.* Частотное управление асинхронными двигателями // А.А. Усольцев; СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с. **6.** *Пересада С.М.* Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 2: результаты тестирования. *Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Онанко А.Ю.* // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип. 2/2011 (14). – С. 17 – 21.* **7.** *J. Duncan.* Linear induction motor equivalent circuit model. *J. Duncan.* // Proc. Inst. Elect. Eng. B—Elect. Power Appl., vol. 130, no. 1, pp. 51–57, Jan. 1983. **8.** *Теряєв В.І.* Алгоритм скалярного керування лінійним асинхронним двигуном із компенсацією впливу кінцевих ефектів / *В.І. Теряєв, М.О. Островерхов* // Електротехнічні та комп'ютерні системи. Науково-технічний журнал. – Київ: "Техніка", 2011. - с.32-34.

Bibliography (transliterated): 1. *Volkov I.V.* Bezreduktornaya elektromehanucheskaya sustema s dugostatornyum elektropruvodom dlya raduolokatsuonnoy stantsuu. *Volkov I.V., Stiazhkin V.P., Mylko R.E., Domanskyi H.V.*// Elektrotekhnichni kompleksy ta systemy / Tematychnyi vypusk "Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriia i praktyka". – Kyiv, 2011. – Vypusk 03 (79). – S. 248-252. **2.** *Stiazhkin V.P.* Avtomatyzovana systema keruvannia bezreduktornymy elektropryvodamy sudnovyh navihatsiinyh RLS // *V.P. Stiazhkin, S.I. Gavryluk* // Elektronika ta zviazok. Naukovo-tekhnichnyi zhurnal. – Kyiv: Tom 21, №4 (93), 2016. **3.** *Teryaev V.I.* Osoblyvosti chastotnoho keruvannia liniinymy asynkhronnymy elektrodvyhunamy / *V.I.Teryaev, M.V.Mykhailov, M.A.Khytko.* – Dopovidi za materialamy Mizhnarodnoi naukovo-tekhnichnoi konferentsii molodykh uchenykh, aspirantiv i studentiv. Suchasni problemy elektroenerhotekhniky ta avtomatyky. – Kyiv: «Politekhnika», 2014. – s. 248-249. **4.** *Sarapulov F.N.* Matematycheskye modely luneynux unduktrornuh mashyn na osnove skhem zameshchenyia // *F.N. Sarapulov, S.F. Sarapulov, P.Shumchak.* Ekaterynburh: Yzd-vo UHTU-UPY, 2001. - 236 s. **5.** *Usoltsev A.A.* Chastotnoe upravlenye asynhronnumy dvyhateliamy / *A.A. Usoltsev*; SPb: SPbHU YTMO, 2006. – 94 s. **6.** *Peresada S.M.* Obobshchennuy alhorytm chastotnoho upravlenuya asynkhronnumy dvyhatelyamy. Chast' 2: rezultatu testyrovanuya. *Peresada S.M., Kovbasa S.N., Onanko A.Yu.* // Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy. – Kremenchuk: KrNU, 2011. – Vyp. 2/2011 (14). – C. 17 – 21. **7.** *J. Duncan.* Linear induction motor equivalent circuit model. *J. Duncan.* // Proc. Inst. Elect. Eng. B—Elect. Power Appl., vol. 130, no. 1, pp. 51–57, Jan. 1983. **8.** *Teryaev V.I.* Alhorytm skaliarnoho keruvannia liniinym asynkhronnym dvyhunom iz kompensatsiieiu vplyvu kintsevykh efektiv / *V.I. Teryaev , M.O. Ostroverkhov* // Elektrotekhnichni ta kompiuterni systemy. Naukovo-tekhnichnyi zhurnal. – Kyiv: «Tekhnika», 2011. - s. 32-34.

Надійшла 19.06.2017

УДК 621.313.332

N. ZACHEPA, assistant, Kremenchuk National University;
IU. ZACHEPA, assoc. prof., Kremenchuk National University.

VIRTUAL GAGE FOR ANALYSIS OF ENERGY CONVERSION QUALITY IN ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

Problem statement. Uninterrupted power supply is a very important issue today, especially in cases where technically impossible or economically inefficient use centralized power.

As most universal autonomous power supply using electromechanical generators, which are complex energy system that is characterized by non-linear elements and devices of accumulation.

Emergency situation and disruptions of energy systems can lead to substantial consequences for industrial and municipal enterprises [1]. Refers to the root causes of increasing voltage on the findings of the stator windings, which can lead to breakdown of isolation and the emergence of a multiphase generator short circuits. Dangerous for the isolation voltage increase is a consequence of the disappearance of the magnetic flux of the stator and increased reaction speed of rotation of the unit that occurs when disconnecting the load.

In this regard recently become increasingly popular autonomous diesel generator complex (DGC), in which the non-contact three-phase AC generator. Currently, the most commonly used synchronous generator (SG). Asynchronous generators (AG) compared with synchronous have a simple and reliable design, lower weight and cost in the range of powers to 100 kW [2]. However, the widespread use of DGC AG remain poorly understood issues determining handling capacity of the latter, qualitative and quantitative measures of generated energy.

To the sustainability of AG is necessary to provide two conditions – the presence of controlled sources of reactive mechanical energy [3]. First performed by setting the capacitor, second – implementation AG mechanical connection with a diesel engine internal combustion (DE) or other sources of mechanical energy. When determining the handling capacity of the generator focuses on the choice of regulator capacitive excitation current and the number of degrees capacitor. At the same time to minimize the weight and dimensions valuesand increased mobility DGC characterized comparability capacity of DE and AG respective excitation systems, which also sets strict conditions on the stability of the prime mover and the quality and energy produced generator.

Electricity for both autonomous and stationary sources characterized by three parameters: frequency, voltage and form of the curve. Frequency of voltage characteristic are active power balance required for normal functioning of the consumer, and active power generated by the electric power source.

If the active power, which is produced sources not less than the required electric power receivers, the frequency of the voltage in electricity the system is 50 Hz. In case of shortage of active power frequency voltage in the system is reduced and reached steady state at reduced frequency. Voltage in DGC with AG is a measure of the balance of reactive power. If the system there is a storage of reactive power, the voltage at consumers is less than nominal, while its excess – voltage higher than the nominal value. Reactive power is conventionally divided into generated and consumed. Reactive power in DGC with AG generated – reactive power capacitors. Consumption of reactive power – reactive power induction motors or synchronous machines excited enough as major consumers connected to the terminals of the generator. In view of the above, are actual research process quality indicators autonomous power generation energy sources at the AG. The purpose is to develop indicators overseer energy modes asynchronous generator based on virtual models in the software environment LabVIEW.

Experimental part and results obtained. The most convenient methods of energy processes in different modes autonomous generator complex based on an analysis of the electrical signals, including analysis of the spectra of instantaneous power [2]. The most convenient methods of energy processes independent modes of generator complex based on an analysis of the electrical signals, including analysis of the spectra of instantaneous power [5]. Effective use of this approach should make the equation balance capacity or energy electrical elements of the complex.

The balance of power is the result Telledzhena theorem: The sum of the product of voltage and current of all branches of the circuit which satisfy Kirchhoff's laws equal zero [5]. The product of $U_i(t)\cdot I_i(t)$ is an instant-power $P_i(t)$ of i branch [6] therefore the sum capacity of all branches of the circle is zero. For DGC with AG balance of power are as follows: The amount of power produced AG, is the amount of power consumed by all connected users, which in turn and create branch circuit. In general block diagram of battery power generating units (BPGU) is shown in Fig. 1, comprising: a primary source of mechanical energy (SoME) converter electricity – asynchronous generator (AG) with capacitive excitation system (CES) and power consumers of electricity: single-phase and three-phase alternating current and direct current connectivity through the rectifier. Block control devices contains three groups of sensors.

For analog signals phase voltages a nd currents at the output of the generator serve as sensors VS1–VS3 and CS1–CS. Using sensors VS4–VS6, CS4–CS6 and VS7–VS9, CS7–CS9 ear needed depending on the time of electrical quantities SoME and at the clamps of consumer. Analog to Digital Converter (ADC) transmits the data from the sensors to formation block power of signal (FBPS) function of FBPS is getting signals of instantaneous power [5÷6] as sum of current input signals and abuse of appropriate sensors, converted to Fourier series [7].

© N. Zachepa, Iu. Zachepa, 2017

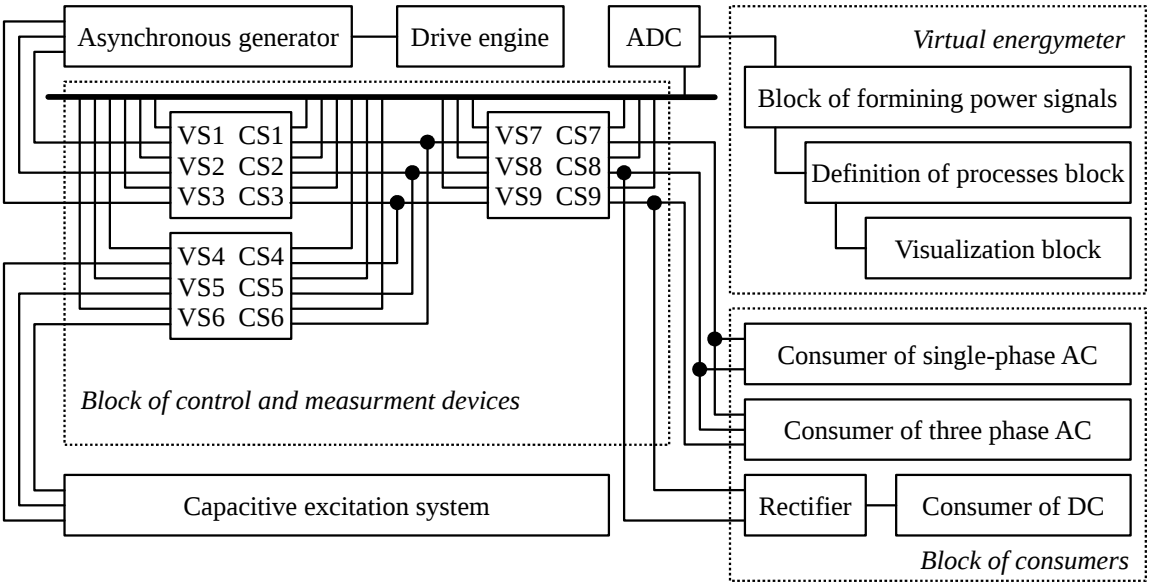


Figure 1 – Block of diagram autonomous energy management plant

Block formation signal power and block identification of indicators energy processes (BIIEP) output for results directly through the power of visualization are part of energy gage which analyzes general quality indicators of electric power at all cell transformation. Definition of indicators of energy processes in AYE performs block DEPB, it enables explore the complex indicators of the voltage $U(t)$, current $I(t)$, and their multiplication, power $P(t)$, namely: Harmonious composition of, effective and average value coefficients distortion signals [8].

Algorithm evaluation processes in an autonomous energy conversion power generating installation is based on the mathematical tools of instantaneous power method, under which the EG is, in general shown in Fig. 2.

Initially performed reading time sensor signals voltage $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$ and currents $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ and representing time signals in frequency as the sum of orthogonal components [9].

For three–phase system of field harmonic voltage and current signals phase A generator can be represented dependencies form:

$$\begin{aligned} u_A(t) &= \sum_{n=1}^{N} U_n \cos(\Omega_n t - \phi_n) = \sum_{n=1}^{N} U_{na} \cos(\Omega_n t) + \sum_{n=0}^{N} U_{nb} \sin(\Omega_n t); \\ i_A(t) &= \sum_{m=1}^{M} I_{na} \cos(\Omega_m t - \psi_m) = \sum_{m=0}^{M} I_{ma} \cos(\Omega_m t) + \sum_{m=0}^{M} I_{mb} \sin(\Omega_m t), \end{aligned} \quad (1)$$

where n, m – number of harmonic voltage and current: N, M – number of harmonic components of voltage and current, φ , ψ – phase angles of voltage and current signals ; Ω_n , Ω_m – angular frequency change of voltage and current signals; $U_{na} = U_n \cos \varphi_n$, $U_{nb} = U_n \sin \varphi_n$ orthogonal cosine and sine components of the signal voltage; $I_{ma} = I_m \cos \psi_m$, $I_{ma} = I_m \sin \psi_m$ – orthogonal cosine and sine components of the signal current.

Presentation time function of power phase A with (1) as a harmonic ortohonal components according to $pA(t) = uA(t) \cdot iA(t)$ will look:

$$p_A(t) = \sum_{k=1}^{K} P_{k0} + \sum_{k=1}^{K} P_{ka} \cos(\Omega_k t) + \sum_{k=1}^{K} P_{kb} \sin(\Omega_k t) \quad ; \quad (2)$$

where $\sum_{k=1}^{K} P_{k0}$ – total permanent component power; $\sum_{k=1}^{K} P_{ka}$ – cosine component of total capacity; $\sum_{k=1}^{K} P_{kb}$ – the total sinus component of power; Ω_k – circular frequency of k harmonic power ($\Omega_k = | \Omega_n \pm \Omega_m |$); k – number of harmonic components of power.

The total capacity of the three–phase system supplied to the stator winding of the generator capacity is the sum of individual phases:

$$p(t) = p_A(t) + p_B(t) + p_C(t) \quad , \quad (3)$$

where p_B, p_C – time function facilities phases B and C.

Analysis of energy processes executed on the virtual laboratory complex (VLC) [10, 11]. Research autonomous power sources based on asynchronous generator with capacitive excitation, that developed in LabVIEW graphical programming environment [12÷16].

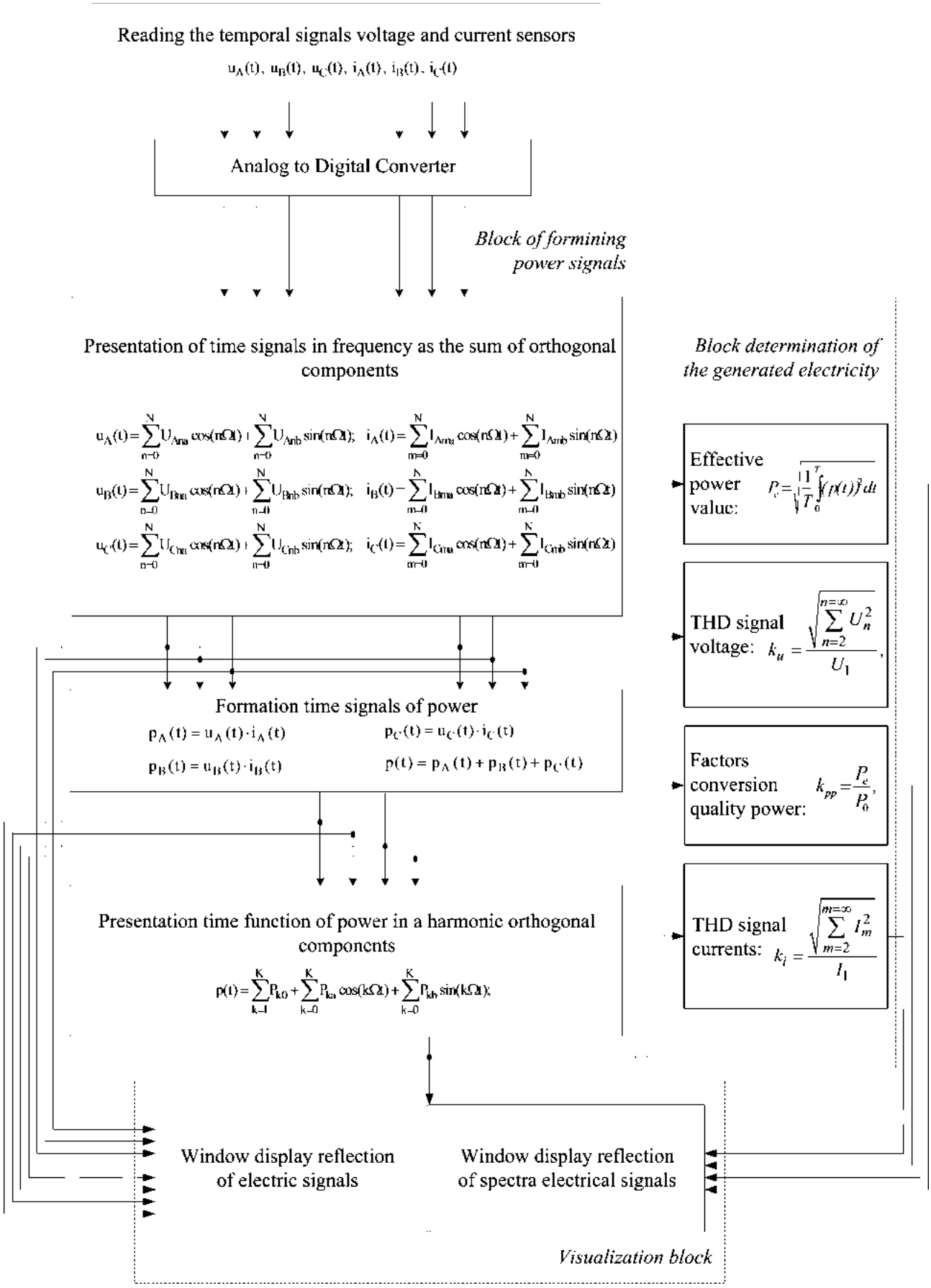


Figure 2 – Algorithm evaluation process energy conversion in the autonomous power generation complex

On the top are displayed in real time depending on changes in signal phase voltages $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$, currents $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$, powers $p_A(t)$, $p_B(t)$, $p_C(t)$, and the curve of the total electric power $p(t)$ that is supplied to the generator stator (fig. 3).

Also on the panel displays numeric coefficients of nonlinear distortion signal current and voltage, and for the power displayed: effective power value, utilization of active and reactive power, nonlinear coefficient of signal power.

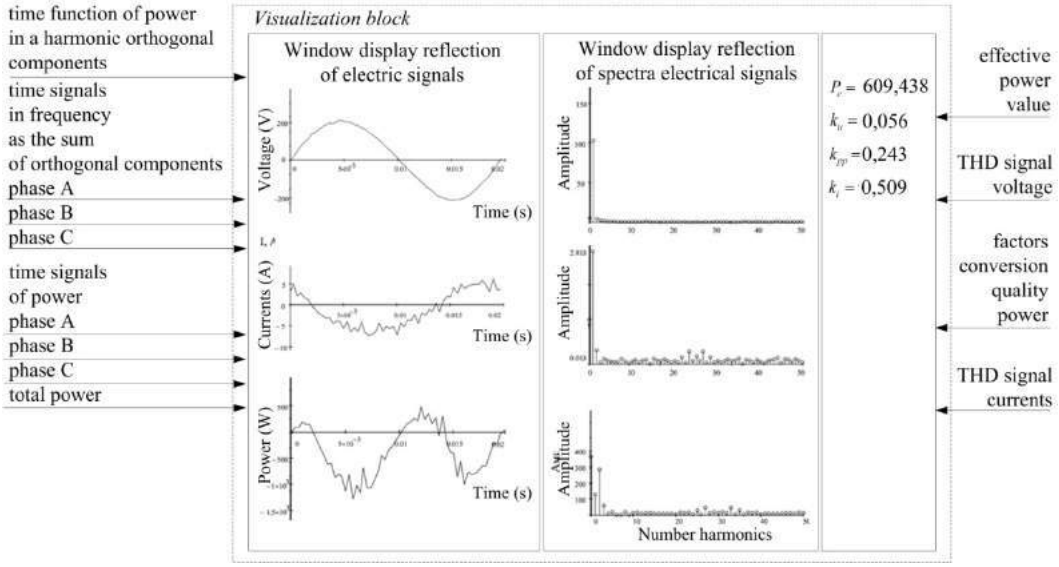


Figure 3 – Display of electrical signals and their spectrum

Designed power warden is a software block whose functionality is the analysis of energy processes in different modes autonomous generator complex.

As mathematical tools used method of instantaneous power, allowing maximum display processes of generation and energy recovery between the power source and the consumer. Defining performance energy conversion processes electrical signals is to obtain dependence of voltage and current and their product – instantaneous power, and the definition of permanent and alternating sinus and cosine components of power effective values of instantaneous power. Research energy processes arising in the power system, allows assessing the quality of energy conversion.

Bibliography (transliterated): 1. Toroptsev, N. F. Asinhronnye generatory dlya avtonomnykh elektroenergeticheskikh ustanovok. Moscow: Energoprogress, 2004. Print. **2.** Zubkov Yu. D. Asinkhronnyye generatory s kondensatornym vozbuzhdeniyem. Kazakhstan: Alma-Ata, 2004. Print. **3.** Grigorash, O. V. "Modern condition and prospects of application of asynchronous generators in the autonomous power." Promyshlennaya energetika, No. 3. 1995. 29–32. Print. **4.** Lukutin, B. V. and Sipaylov, G. A. Ispolzovaniye mekhanicheskoy energii vozobnovlyayemykh prirodnykh istochnikov dlya elektrosnabzheniya avtonomnykh potrebiteley. Frunze: Izd. «Ilim», 1987. Print. **5.** Rodkin D.I. "Sostavlyayushchiye mgnovennoy moshchnosti poligarmonicheskikh signalov." Elektrotekhnika, No. 3. 2003. 39–44. Print. **6.** Rodkin D.I. "Osobennosti primeneniya energeticheskogo metoda identifikatsii dvigateley peremennogo toka pri psevdopoligarmonicheskikh signalakh." Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy, Kremehchuk, KrNU, No. 5. 2009. 7–20. Print. **7.** Rodkin D.I. "Energo Protsessy v trekhfaznoy dvigatel'noy nagruzke s nesinusoidal'nym napryazheniyem pitaniya." Problemy stvorennya novykh mashyn i tekhnolohiy: naukovi pratsi KDPU, No. 1. 1998. 23–35. Print. **8.** Korenkova T.V., Kravec A.M., Serdyuk A.A., Boyko M.B., Mokryy A.Yu. "Struktura ênergonablyudatelya v sostave fizicheskoy modeli êlektrogidravlicheskogo kompleksa." Elektromekhanichni ta enerhetychni systemy, metody modelyuvannya ta optymizatsiyi. Zbirnyk naukovykh prats′ XII Mizhnarodnoyi naukovo-tekhnichnoyi konferentsiyi molodykh uchenykh i spetsialistiv, Kremenchuk, April 10–11. 2014. 77–78. Print. **9.** Zagirnyak M.V., Rodkin D.I., Korenkova T.V. "Otsenka protsessov energo preobrazovaniya s ispol'zovaniyem sostavlyayushchikh mgnovennoy moshchnosti." Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy, Kremehchuk, KrNU, No. 4. 2013. 152–167. Print. **10.** Zachepa Yu.V., Zachepa N.V. and Sergiyenko, S.A. "Software and logical complex for research of diesel generator sets with asynchronous generators." Vísnik Natsíonalnoho tekhníchnoho unívesitetu «Kharkívskiy polítekhníchniy ínstitut», No. 12.1121. 2015. 330–333. Print. **11.** Zachepa, Yu.V. "Mathematical model of autonomous power supplies generated on the basis of diesel generator." Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy: shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, No. 1.29. 2015. 26–37. Print. **12.** Trevis, Dzh. LabView dlya vsekh. Moscow: DMK Press; PriborKomplekt, 2005. Print. **13.** Yevdokimov, Yu.K. and Kirsanov, A.Yu. "Organization of a typical remote automated laboratory using LabVIEW-technology in a technical college." Obrazovatelnyye, nauchnyye i inzhenernyye prilozheniya v srede LabVIEW i tekhnologii National Instruments: Sb. trudov Mezhdunarodnoy konferentsii, Moscow. November 14–15 (2006): Available at: http://www.ict.edu.rux/lib /index.php?id_res=3630. **14.** Batovrin, V.K. and Bessonov, A.S. LabView: praktikum po osnovam izmeritelnykh tekhnologiy: uchebnoye posobiye dlya vuzov. Moscow: DMK Press, 2005. Print. **15.** Batovrin, V.K., Bessonov, A.S. and Moshkin, V.V. "Experience in the development of open educational resources based on virtual instrumentation." Otkrytoye obrazovaniye, No. 5. 2009. 117–124. Print. **16.** Petrov M.N. and Belekhov M.N. "Building a virtual interface meter Postroyeniye interfeysa virtualnogo izmeritelnogo pribora." Vestnik Novgorodskogo gosudarstvennogo universiteta. No. 23. 2003. 96–99. Print.

Received 19.06.2017

УДК 622.625.28-83

А. Б. СЁМОЧКИН, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
В. А. ФЕДОТОВ, ст. преп., Криворожский национальный университет;
Л. В. СМЕНОВА, ст. преп., Государственная академия железнодорожного транспорта, Харьков.

О СТРОЕНИИ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ФУНКЦИИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ШАХТНЫХ ЭЛЕКТРОВОЗОСОСТАВОВ ДЛЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ВАГОНЕТОК

Введение. В последнее десятилетие в Украине возобновлены ожидаемые горнорудной промышленностью научно-изыскательские работы по созданию новых видов и типов шахтных электровозов и, что особенно важно, на базе современных энергоэффективных тяговых электромеханических комплексов (ТЭМК) с автоматизированными системами управления (АСУ) [1-4].

Актуальность исследований. Уровень функционирования АСУ ТЭМК во многом определяется конструкцией алгоритма управления. Последний, в свою очередь, должен предполагать реакцию системы на поведение ТЭМК во всех режимах функционирования. Как установлено, ТЭМК шахтных электровозов, работающих в железорудных шахтах более 50% времени цикла движения электровозосоставов находятся в переходных неустановившихся режимах функционирования. Естественно, что эти режимы вызывают нежелательные колебания всего электромеханического комплекса, которые влияют на динамику поведения состава, а, следовательно, и на ТЭМК, и, безусловно, должны быть учтены путем их минимизации самой системой в соответствии алгоритма управления. Для этого эти колебания, а точнее их динамику, необходимо оценить.

Материал исследований. В условиях большинства отечественных железорудных шахт в составе электровозосоставов используются вагонетки типа ВГ-4.5. Изначально, ранее, эти вагонетки конструктивно оборудовались сцепными устройствами с стальными витыми пружинами. В последствии эти конструкции были подвергнуты дальнейшей доработке, которая заключалась в замене пружин на резиновые демпферы, что естественно повлекло за собой изменение жесткости сцепных устройств, а следовательно, и динамики поведения состава. Как показали «рамочные» исследования последствие такой замены привело к изменению поведения электровозосостава особенно в периоды пуска и торможения [5].

В более ранних исследованиях [6] величина жесткости витой пружины сцепного устройства принималась на уровне 100000 Н/м, Указанная величина исходила из условия, что при усилии 10 кН деформация пружины достигала величины 0,1 м, то есть:

$$C=\frac{F}{x}=\frac{10000}{0,1}=100000 \text{ Н/м}. \quad (1)$$

Оценим приблизительно значение параметров резинового демпфера. Известно, что резиновый демпфер имеет форму в виде диска толщиной 10 см и диаметром 20 см. Марка резины и ее свойства неизвестны. Но мы располагаем полной документацией немецкой фирмы GMT, которая специализируется исключительно на производстве резинотехнических изделий для промышленности, в частности, крановых буферов. Крановые буфера выбраны не случайно, они так же, как буфера вагонеток, могут подвергаться постоянным упругим ударам, и физико-химический свойства, такие как упругость и износостойкость, с высокой долей вероятности будут близки как для крановых буферов, так и для сцепных устройств вагонеток. Так, ниже приведено описание наиболее подходящего для наших случая, кранового буфера с фундаментной плитой. Материал – эластомер: – натуральный каучук (НК), устойчив к старению, применим при температуре от –30° С до +70° С, твёрдость – 70 ± 3°по Шору А.

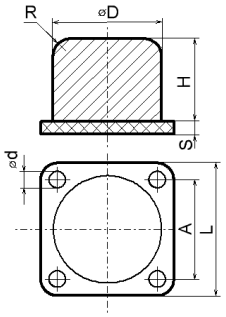


Рис. 1 Геометрические размеры буфера

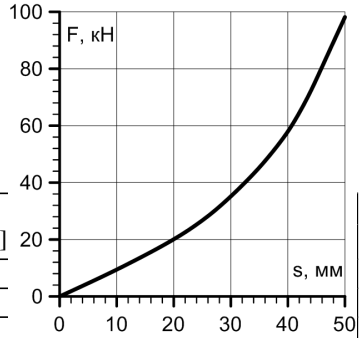


Рис. 2 Графические характеристики демпфирования:

Таблица 1 – Ряд артикулов крановых буферов с фундаментной плитой

Артикул	*D* [мм]	*H* [мм]	*L* [мм]	*A* [мм]	*d* [мм]		
554901	40	34	50	40	5,5		
554902	50	42	63	50	6,5		
554903	63	53	80	63	6,5		
554904	80	66	100	80	9		
554905	100	84	125	100	9		
554906	125	104	160	125	11		
554907	160	131	200	160	11	32	6
554908	200	166	250	200	13	40	6
554909	250	208	315	250	13	50	8

© А.Б. Сёмочкин, В.А. Федотов, Л.В. Сменова, 2017

Из таблицы 1 выбираем наиболее подходящий (по толщине) артикул 554906, у которого толщина примерно соответствует нашему случаю (H = 104 мм), но диаметр заметно отличается – 125 мм (0,125 м), то есть опорная площадь буфера составит:

$$S=\frac{\pi\cdot R^2}{2}=\frac{\pi\cdot 0{,}125^2}{2}\approx 0{,}0122\ \text{м}^2. \quad (2)$$

Опорная площадь буфера вагонетки составит:

$$S=\frac{\pi\cdot 0{,}2^2}{2}\approx 0{,}063\ \text{м}^2, \quad (3)$$

Это примерно в 5 раз больше, чем площадь выбранного нами артикула.

Так как характеристика демпфирования артикула известна (показана на рис. 2), то становится ясным, что при увеличении площади буфера в 5 раз характеристика демпфирования сожмется по оси абсцисс в 5 раз, то есть испытательное усилие 100 кН приведет к деформации не 50 мм, а уже 10 мм.

Полученную при сжатии характеристику аппроксимируем по точкам выражением второго порядка.

Составим таблицу точек для аппроксимации (таблица 2).

Таблица 2 – Точки аппроксимации

$S_{кон}$, мм	0	2	4	6	8	10
$S_{нач}$, мм	0	10	20	30	40	50
$F_{исп}$, кН	0	10	20	36	58	100

Получим выражение для силы упругости резины:

$$F=1{,}412+0{,}559\cdot s+0{,}897\cdot s^2 \quad (4)$$

Коэффициент упругости приблизительно (если линеаризовать характеристику упругости, будет равен:

$$C=\frac{F}{s}=\frac{100000}{0{,}01}=10000000\ \text{Н/м}. \quad (5)$$

Оценим, как изменится характер переходных процессов электровозосостава из 4 вагонеток с электровозом при увеличении жесткости при переходе с пружинных на резиновые амортизаторы.

К сожалению, как показано далее, значительное увеличение жесткости резинового амортизатора практически неизбежно приводит к высоким ударным значениям упругого усилия при столкновении вагонеток. В нашем случае единственный очевидный способ снизить силу ударов – максимально снизить величину скорости электровоза. Очевидно, что за это приходится расплачиваться возрастание времени передвижения вагонетки.

Для моделирования переходных процессов при заданных условиях использовался пакет прикладных программ Matlab. Структура модели представлена на рис. 3.

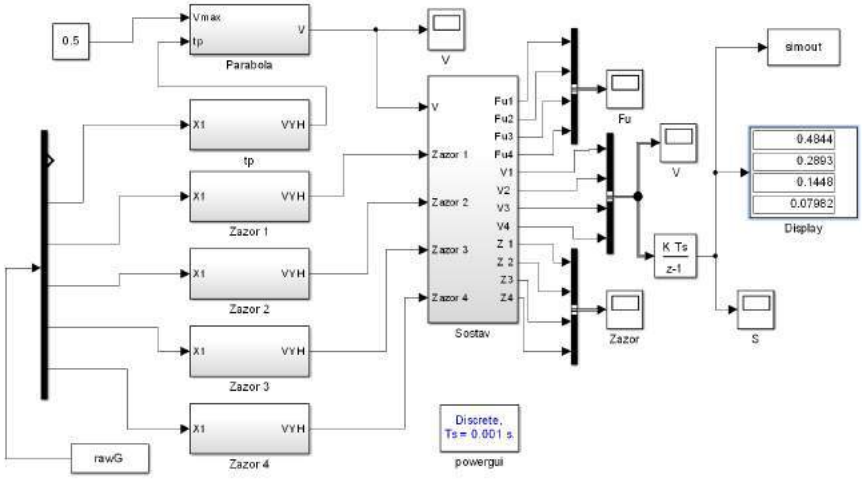


Рис. 3 Структура модели для исследования переходных процессов и планирования экспериментов.

Допустим для примера, что электровоз двигался с небольшой скоростью 0,05м/с произвольных 22 секунды, по тахограмме скорости, показанной на рис. 4. Тогда скорость соответственно первой, второй, третьей и четвертой вагонеток электровозосостава, будут изменяться, соответственно, как это изображено на рис. 5÷8.

Несмотря на хаотическое на первый взгляд движение вагонеток, графики их перемещения обладают достаточно высокой степенью геометрического порядка (рис. 13). При этом согласно рис. 9÷12 следует отметить, что упругие усилия в сцепках вагонеток по амплитуде спадают от «головы» до «хвоста» электровозосостава. Амплитудные значения в первой сцепке достигают величины в 40 кН, что не более чем в два раза превышает номинальное значение тяги электровоза (25 кН), что вполне допустимо в практике.

Оценим возможность точного перемещения вагонеток с помощью теории планирования экспериментов на примере разгрузки вагонеток в опрокидывателе. Ясно, что точность нужна будет в передвижении всего лишь одной вагонеток из электровозосостава, а именно той, что идет под разгрузку. Точное перемещение всех остальных вагонеток оценивать нет смысла. Другими словами, нам нужно получить функцию управления (отклика) для первой вагонетки из состава полностью груженых 4-х вагонеток, для второй вагонетки из состава с пустой первой вагонеткой, для третьей из состава с первыми двумя пустыми вагонетками, и так далее.

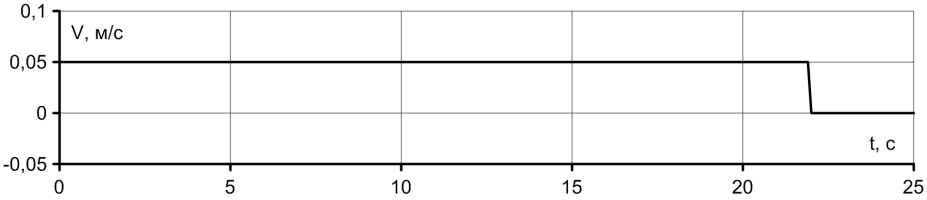


Рис. 4. График скорости электровоза

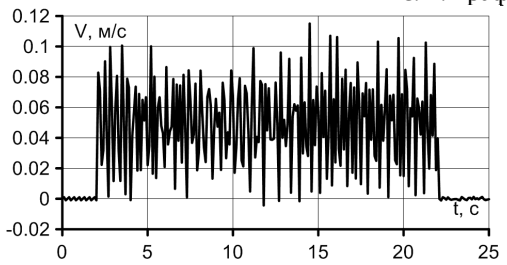


Рис. 5. Скорость первой вагонетк

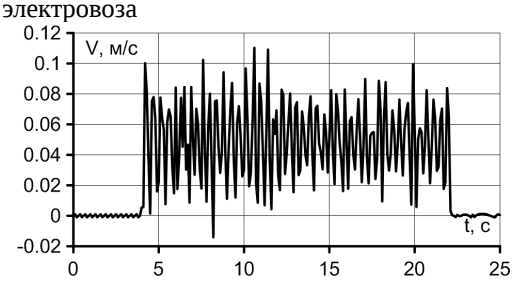


Рис. 6. Скорость второй вагонетки

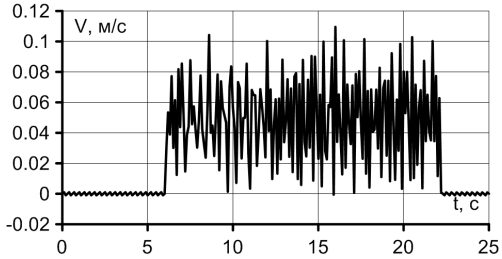


Рис. 7. Скорость третьей вагонетки

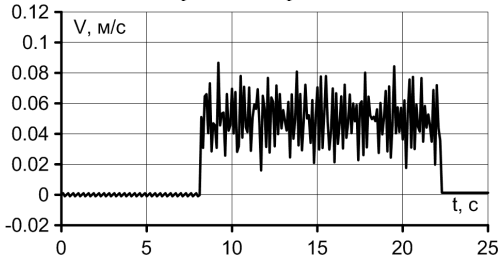


Рис. 8. Скорость четвертой вагонетки

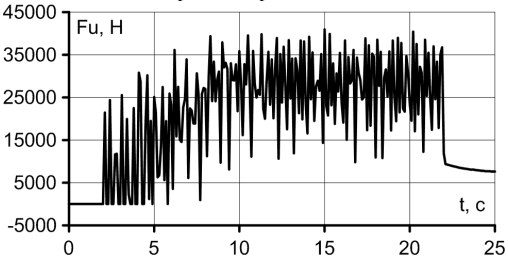


Рис. 9. Упругое усилие в первой сцепке

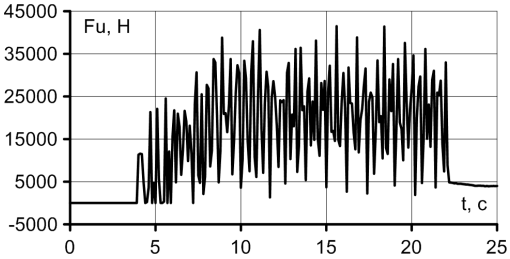


Рис. 10. Упругое усилие во второй сцепке

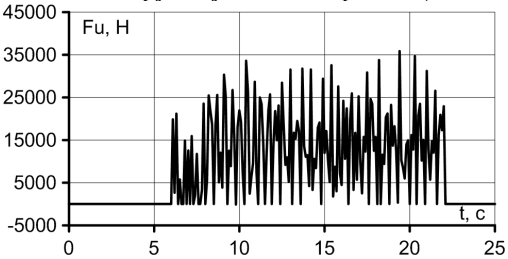


Рис. 11. Упругое усилие в третьей сцепке

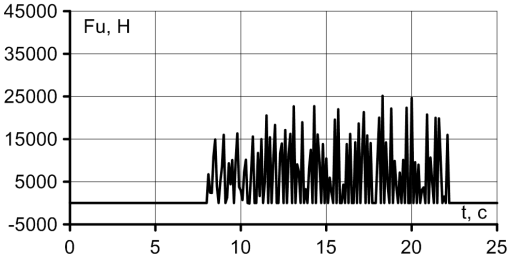


Рис. 12. Упругое усилие в четвертой сцепке

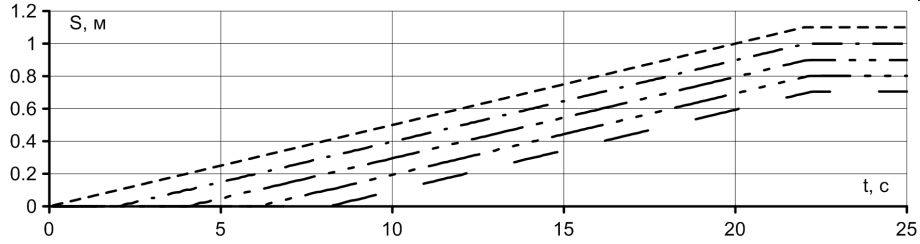


Рис. 13. Перемещение вагонеток с электровозом

Используя методики теории планирования экспериментов, с помощью модели рис. 4 получены все необходимые функции отклика (управления) для пятифакторного эксперимента (факторами которого являются время перемещения электровоза и начальные зазоры в сцепных устройствах состава). При этом скорость движения электровоза была принята неизменной – 0,05 м/с, разгон и торможение электровоза идет импульсно, величина перемещения вагонеток задается временем перемещения в диапазоне 10÷34 с, диапазон изменения зазоров во всех сцепках ±0,1 м.

В качестве примера получена полная управляющая функция для второй вагонетки (с первой пустой вагонеткой):

$$S_2 = 0{,}8999 + 0{,}388\,Tp + 0{,}065\,Z_1 + 0{,}065\,Z_2 + 0{,}0001\,Z_3 - 0{,}000079\,Z_4 + 0{,}0001\,Tp^2 - 9{,}2\cdot10^{-5}\,Z_1^2$$
$$-8{,}5\cdot10^{-5}\,Z_2^2 + 2{,}2\cdot10^{-5}\,Z_3^2 - 5{,}7\cdot10^{-5}\,Z_4^2 + 0{,}0001\,TpZ_1 + 2{,}9\cdot10^{5}\,TpZ_2 + +0{,}0001\,TpZ_3 - 0{,}0001\,TpZ_4 \quad (6)$$
$$+6{,}1\cdot10^{5}\,Z_1Z_2 + 2{,}7\cdot10^{5}\,Z_1Z_3 + 0{,}0001\,Z_1Z_4 + 0{,}0002\,Z_2Z_3 - 6\cdot10^{5}\,Z_2Z_4 + 9{,}3\cdot10^{5}\,Z_3Z_4$$

Для этой функции максимальная ошибка позиционирования по сравнению с экспериментальными данными составляет – 0,2 см, средневзвешенная – 0,06 см. Если упростить это громоздкое выражение, отбросив малозначащие члены, согласно методики теории планирования экспериментов, то мы получим следующее простейшее выражение:

$$S_2 = 0{,}8999 + 0{,}388\,Tp + 0{,}065\,Z_1 + 0{,}065\,Z_2 \quad (7)$$

Для полученного выражения максимальная ошибка составит – 0,3 см, средневзвешенная – 0,068 см, то есть использование простейшего выражения, практически не ухудшит точность позиционирования по сравнению с полным выражением управляющей функции. Аналогично были получены все остальные три управляющие функции для остальных трех вагонеток (таблица 3).

Таблица 3 – Управляющие функции

	1-я вагонетка	2-я вагонетка	3-я вагонетка	4-я вагонетка
Функция управления (отклика)	S_1 = 0.9988+ +0.388·Tp+ 0.065·Z_1	S_2 = 0.8998+ +0.388·Tp+ +0.065·Z_1+0.065·Z_2	S_3 = 0.8018+ +0.388·Tp+0.065·Z_1 +0.065·Z_2+0.065·Z_3	S_4 = 0.7038+0.387·Tp +0.065·Z_1+0.065·Z_2+ +0.065·Z_3+0.065·Z_4
Максимальная ошибка позиционирования	0,05 см	0,3 см	0,26 см	0,3 см
Средневзвешенная ошибка позиционирования	0,03 см	0,068 см	0,11 см	0,143 см
Максимальная величина перемещения	1,45	1,42 м	1,38 м	1,35

Между тем, для реализации точного позиционирования вагонеток необходимо знать начальные величины зазоров сцепок, что является серьезным недостатком, так как предусматривает дополнительную установку датчиков положения или расстояния, что крайне нежелательно в условиях железорудных шахт.

Для реализации точного перемещения вагонеток от привода требуется только точное поддержание требуемой величины «ползучей» скорости. Вполне возможно использовать для этого и устаревшие системы релейно-контакторного управления, если настроить первую ступень скорости на указанную величину скорости.

Рассмотрим, как меняются зазоры в сцепках при транспорте вагонеток электровозом на ползучей скорости. Из графика (рис. 14) видно, что электровоз передвигает вагонетки практически с полностью натянутыми сцепными устройствами, чему свидетельствуют пульсации зазоров около значения 0,1 м (именно этому значению соответствует полностью выбранный зазор). Интересно отметить, что при останове электровоза со скорости 0,05 м/с зазоры для первых двух сцепок составляют около 0,1007 м, для третьей сцепки 0,1 м, и для четвертой сцепки 0,095 м. То есть, в первых двух сцепках резиновые амортизаторы остались слегка сжатыми, в третьей сцепке зазор полностью выбран без деформации резинового демпфера, а в четвертой сцепке возникает легкая слабина зазора на уровне 0,005 м (0,5 см). Это подтверждается графиками упругих усилий в сцепках (рис. 15).

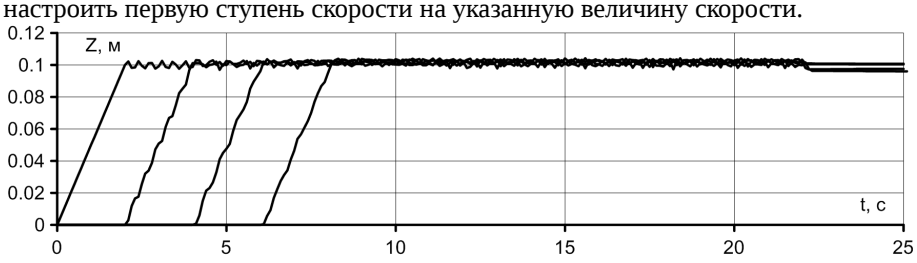


Рис. 14 Величины зазоров в сцепных устройствах при ползучей скорости электровоза

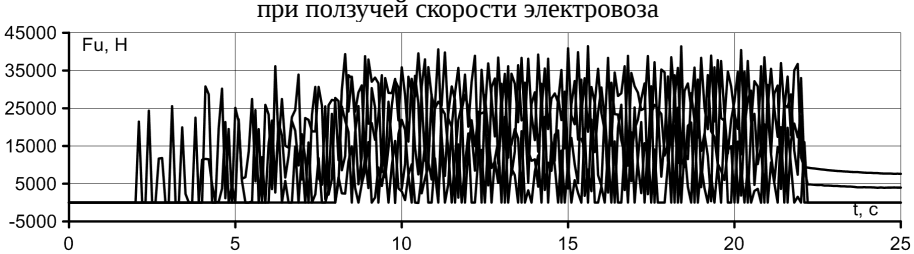


Рис. 15 Величины упругих усилий в сцепках

Видно, что действительно, для первых двух сцепок начиная с 30-й секунды упругое усилие остается на уровне 7 кН, а для третьей и четвертой сцепок упругого усилия нет, что очевидно. Так как при останове электровоза с «ползучей» скорости зазоры сцепок остаются все практически в области значений около 0,1 м, очевидно, что при следующем перемещении электровоза можно принять все начальные условия на том же уровне - около 0,1 м.

Проверим, насколько изменится точность позиционирования вагонеток, если все зазоры считать предварительно натянутыми (то есть 0,1 м), и упругие усилия в них – нулевыми. При этом примем в дальнейшем при моделировании, что диапазон начального разброса по зазору составит от 0,095 до 0,101 м. Аналогичным путем, с помощью теории планирования экспериментов, получим все четыре характеристики управления (таблица 4).

Таблица 4 – Функции управления

	1-я вагонетка	2-я вагонетка	3-я вагонетка	4-я вагонетка
Функция управления (отклика)	$S_1 = 1.098+$ $+0.388 \cdot Tp$	$S_2 = 1.096+$ $+0.388 \cdot Tp$	$S_3 = 1.095+$ $+0.387 \cdot Tp$	$S_4 = 1.096+$ $+0.387 \cdot Tp$
Максимальная ошибка позиционирования	0,02 см	0,47 см	0,54 см	0,55 см
Средневзвешенная ошибка позиционирования	0,02 см	0,27 см	0,3 см	0,39 см
Максимальная величина перемещения	1,5 м	1,5 м	1,5 м	1,5 м

Оценив данные, представленные в таблице 4, можно сделать дальнейшее упрощение. Так как разница между 1,098 и 1,095 м составляет всего 0,003 м (3 см), то если такая ошибка будет на критична при позиционировании, то для всех вагонеток можно использовать единую управляющую функцию вида:

$$S_{1,2,3,4} = 1{,}0925 + 0{,}3875\,Tp\ . \qquad (8)$$

Другими словами, ясно, что при столь маленькой скорости перемещения электровоза не имеет значения вес и количество вагонеток. Имеет значение только тяговые возможности электровоза – стабильность поддержания скорости и способность создавать достаточную силу тяги. Увеличить скорость электровоза невозможно – при столь жестких резиновых демпферах резко возрастут величины упругих ударов в сцепках.

Выводы: 1. Проводимые в практике эксплуатации электровозосоставов рудных шахт изменения конструкций сцепных устройств вагонеток заменой пружинных на резиновые демпферы резко увеличило величину упругих ударов, что приведет к снижению сроков службы сцепок и значительно повысит возможность точного управления системой управления ТЭМК электровоза позиционированием вагонеток. **2.** Достижение требуемого уровня точного позиционирования вагонеток под разгрузкой возможно осуществлением с помощью единственной управляющей функции. При этом электровоз должен «вытянуть» состав, чтобы предварительно выбрать зазоры в сцепках. **3.** Ползучую скорость электровоза возможно реализовать и на устаревших релейно-контакторных системах, настроив соответствующим образом первую ступень командоконтроллера. Правда при этом значителен расход электроэнергии и нестабильность скорости движения электровоза. **4.** Избежать такой ситуации можно путем «вытягивания» зазоров электровозосостава на ползучей скорости электровозосостава. При этом движение электровозосостава должно начинаться с ползучей скорости, пока не «вытянутся» все зазоры. **5.** Наличие датчиков положения вагонеток или расстояния между вагонетками при их точном позиционировании не требуется, что является значительным достоинством системы автоматизации. Остается проблема – каким образом определить, на какое расстояние следует передвинуть вагонетку. В качестве решения возможен вариант останова вагонетки по сигналу ее прибытия на точку разгрузки, без использования функции управления. Как показывают модельные исследования – выбег с такой низкой скорости не реален. **6.** Исходя из полученных результатов, можно предположить, что вышеизложенную идею управления можно использовать для шахтных электровозосоставов состоящих из любого количества вагонеток, вплоть до максимально допустимых по технологии – восьми.

Список литературы: 1. Материалы сайта www.amplituda.com.ua. **2.** *Синчук О. Н.* Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов. Научное издание / *О. Н. Синчук, И. О. Синчук, Н. Н. Юрченко, А. А. Чернышов, О. А. Удовенко, О. В. Пасько, Э. С. Гузов* – К.: ІЕД НАН України 2006. – 252 с. **3.** *Синчук О.Н., Шокарев Д.А., Скапа Е.И., Гузов Э.С., Караманиц Ф.И.* Синергетический тяговый асинхронный электротехнический привод для контактно-аккумуляторного двухосного электровоза // Електромеханічні та енергозберігаючі системи. - 2011. - Вип.4(16). – С.65-68. **4.** *Степаненко В.П.* Особенности организации локомотивной откатки с использованием комбинированных электровозов. Научное сообщение ИГД им. Скочинского./Горная механика, рудничный транспорт, техническое обслуживание и ремонт ГШО. –М.:,1988. С.130-138. **5.** *Синчук О.М.* Шахтный электровозный транспорт. Теория, конструкции, электрооборудование / *О.Н. Синчук, Э.С. Гузов, В.Л. Дебелый, Л.Л. Дебелый*; под ред. докт. техн. наук, проф. *О.Н. Синчука*. – Кривой Рог - Донецк: ЧП Щербатых А. В., 2015. – 296 с. **6.** *Синчук О.Н., СёмочкинА.Б., Федотов В.А.* Оценка влияния факторов на предельную величину ударного усилия в сцепном устройстве при перемещении пары «электровоз-вагонетка» при различных способах управления электровозом // Вестник НТУ "ХПИ" – Выпуск 12 (1121) - Харьков, 2015. – С.251-256.

Bibliography (transliterated): 1. www.amplituda.com.ua. **2.** Sinchuk O. N. *Kombinatorika preobrazovateley napryazheniya sovremennyih tyagovyih elektroprivodov rudnichnyih elektrovozov. Nauchnoe izdanie* / O. N. Sinchuk, I. O. Sinchuk, N. N. Yurchenko, A. A. Chernyishov, O. A. Udovenko, O. V. Pasko, E. S. Guzov – K.: IED NAN Ukrayini 2006. – p. 252. **3.** Sinchuk O.N, Shokarev D.A., Skapa E.I., Guzov E.S., and Karamanits F.I. *Sinergeticheskiy tyagovyiy asinhronnyi elektrotehnicheskiy privod dlya kontaktno-akkumulyatornogo dvuhosnogo elektrovoza* [Synergistic Asynchronous Traction Drive for Electrical Contact and Battery Electric Biaxial], (2011), Elektromehanichni ta energozberigayuchi sistemi, Kremenchuk, Ukraine, KNU, Vip. 4/2011 (16), pp. 65-68. **4.** Stepanenko V.P. *Osobennosti organizatsii lokomotivnoy otkatki s ispolzovaniem kombinirovannyih elektrovozov. Nauchnoe soobschenie* IGD im. Skochinskogo./Gornaya mehanika, rudnichnyiy transport, tehnicheskoe obsluzhivanie i remont GShO. – M.:,1988. pp.130-138. **5.** Stepanenko V.P. *Nauchnye soobshcheniya* IGD im. Skochinskogo. Gornaya mekhanika, rudnichnyy transport, tekhnicheskoe obsluzhivanie i remont GShO (Transactions of the Skochinsky Institute of Mining. Rock mechanics, mine transport, mining equipment maintenance and repair), Moscow, 1988, pp. 130–138. **6.** Sinchuk O.N., SyomochkinA.B., Fedotov V.A. *Ocenka vliyaniya faktorov na predel'nuyu velichinu udarnogo usiliya v scepnom ustrojstve pri peremeshchenii pary «ehlektrovoz-vagonetka» pri razlichnyh sposobah upravleniya ehlektrovozom* // Vestnik NTU "HPI" – Vypusk 12 (1121) - Har'kov, 2015. – S.251-256.

Поступила 29.05.2017

УДК 621.314

J. ZAŁĘSKI, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
P. KAPUSTA, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
P. MŁODZIKOWSKI, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
V. V. BILONOZHKO, PhD, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
B. L. KOPCHAK, PhD, Associate Professor, National University «Lvivska Polytechnika», Ukraine

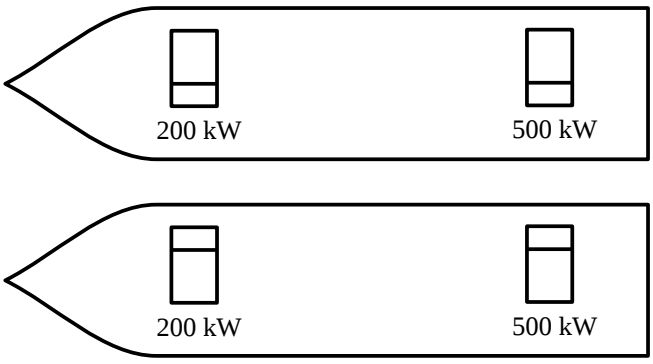
APPLICATION OF A MFC1000ACR FREQUENCY CONVERTER IN A MARINE VESSEL PROPULSION SYSTEM

Introduction. Designed and built by Zakład Energoelektroniki «TWERD», a set of four power electronic frequency converters of MFC1000AcR type with total capacity of 1.4 MW was applied to power four motors (main and maneuvering drives) of a research catamaran named «Oceanograf» and built at «Nauta SA» shipyard for the purposes of the Institute of Oceanography of Gdansk University in 2016. The ship is intended for biological, chemical, geological, magnetic and seismic research of the Baltic Sea environment. It is also suitable for boat fishing and plankton hunting [1,2].

The MFC1000AcR frequency converter is a modern modular four-quadrant device with water cooling, which enables configuration of inputs / outputs number and type. The converter incorporates 10 digital inputs 0 / (15…24) V, Rin ≥ 3 kOm and, if necessary, can further exploit up to 30 inputs via multiplexers (6 per one slot) [3].

The purpose of this work is to do research into working conditions of frequency converters set in the ship control system as well as to provide research procedures, required for obtaining permits and certificates of Polish Ship Register and carried out at the request of «TWERD» in Marine Engineering Laboratory in Gdynia.

Materials of the research. Four frequency converters of 2 × 500 kW and 2 × 200 kW capacity, located in cubicles with additional auxiliary devices, were used on the ship. Each of the four frequency converters exchanges information with the power control system (PCS) of the ship. The system has been developed by Praxis Automation Technology B.V. The system automatically determines the power level for each converter, which makes it possible to maneuver and automatically maintain ship's location according to GPS signals by using electric motors placed on the bow of the ship (fig. 1).



a) b)

Fig.1. The exterior of «Oceanograf» ship (a) and placement of motor drives (b) [1,2]

A set of each frequency converter consists of two three−phase two−stage converters (fig. 2):
− converter of network AC / DC (3) and control board (7);
− converter of DC / AC supplies of the electric drive motor (5) with control board (8);
− intermediate DC link (4).

Intermediate DC link (4) is placed between the converters. Power supply voltage is fed to AC / DC network converter via LCL−filter (1) and causes battery capacitor charging of intermediate DC link. The charge is provided by a resistor limiter rectifier (6).

At first power supply voltage is supplied to the unit of an initial charge through K2 relay. When a DC voltage reaches the normalized value, control board turns on K1 relay and turns off K2. Control board 9 is responsible for the work of the converter as a whole, provides connection with external objects by using signals from the input/output and control panel (10). The converter and additional auxiliary devices are installed in the cubicle, shown in fig. 3.

© J. Załęski, P. Kapusta, P. Młodzikowski, V.V. Bilonozhko, B.L. Kopchak, 2017

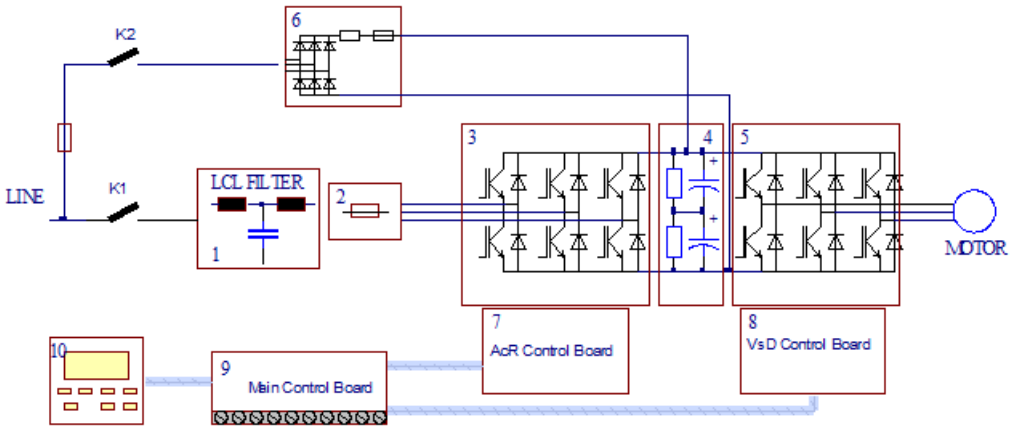


Fig. 2. A simplified block diagram of a converter

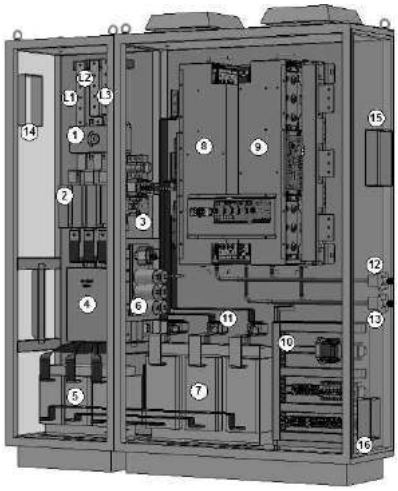


Fig. 3. Cubicle with the converter and additional elements 500kW

The following elements are installed in the 500 kW–power cubicle:

L1, L2, L3 – input bus line;
1 – disconnector,
2 – K1main switch,
3 – K2 initial charge switch;
4 – RFI filter;
5,6,7 – LCL filter;
8 – AcR converter;
9 – MFC1000AcR converter;
10 – automation and protection block board;
11 – F1, F2, F3 rapid fuses;
12, 13 – cooling connecting;
14 – EMS framework for input cables;
15 – EMS frame for output (motor) cables;
16 – EMS frame for control signals cables.

Testing for permission to use frequency converters in the system of the ship was conducted in the research Laboratory of Marine Engineering in Gdynia [4,5,6,7] and included the following experiments:

1. Climate tests (in accordance with the norms PN-EN 60068-2-1:2009 Test by the environment. Part 2-1 «Cold» part 2-2 «Dry, hot», part 2-3 «Wet, hot, cycle».

In «Wet, hot, cycle» tests a powered device placed in a climate chamber is exposed to +55°C high temperature, with humidity being not lower than 95% for 3 hours. The upper temperature value was maintained for 9 hours at a humidity of 93%. Later the temperature was reduced to +25°C for 6 hours at a humidity of not less than 95%. The device was powered under such conditions for 6 hours, after which it was switched off and the cycle was repeated. Device functions were tested within the first cycle for the last two hours at a temperature of +55°C, and insulation was checked after 8-hour testing.

During «Dry, hot» test relative humidity was maintained at a level lower than 50%, the temperature was increased to 70°C with 1°C / min speed. The device was powered under these conditions for 8 hours to provide constant temperature of all components of the device and then the device was powered for another 2 hours at the aforementioned conditions.

During «Cold» test the device was switched off. The temperature in the climatic chamber was set at +5°C with the speed of 1°C / min. The device was powered under these conditions for 8 hours to provide constant temperature of all components of the device and then for another 2 hours at the aforementioned conditions. After the first hour the device was switched on to have its functioning verified, after which the device was off again.

2. Mechanical tests (resistance to mechanical influences) (following the requirements of norms PN-EN 60068-2-6: 2008 Test by the environment. Part 2-6: Test Fc: Vibration (sinusoidal). Testing was conducted for operating factors on the facility in three mutually perpendicular directions for X, Y, Z axes (Fig. 4). The tests were performed in the frequency range from 2,0 Hz to 13,2 Hz on a vibration stand, which maintained oscillations with constant amplitude of displacement d = 1 mm. Constant amplitude of oscillations acceleration a = 0,7g. was maintained in the frequency range from 13,2 Hz to 100,0 Hz. Speed of changing the frequency was equal to 1 octave per minute. The effects of vibration on the device functioning were not observed during the test. Afterwards, the device was subjected to vibration at the frequency of 30Hz within 90 minutes in each of three perpendicular planes.

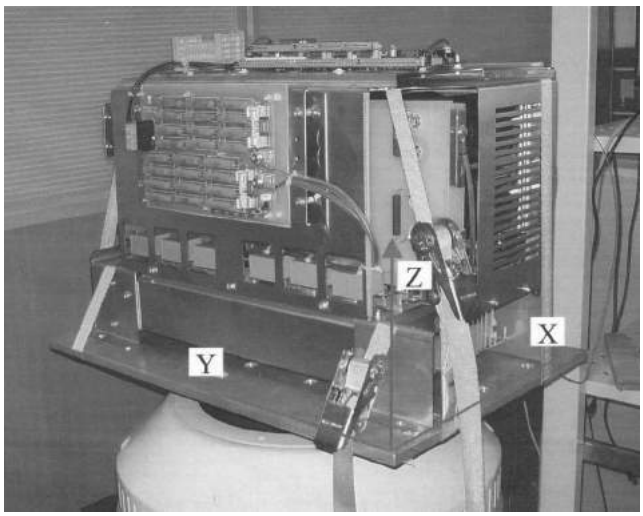


Fig. 4. Converter on vibration stand

3. For the purposes of electromagnetic compatibility testing there were performed measurements of the emission of electromagnetic disturbances conducted in the frequency range from 150 kHz to 30 MHz (in accordance with the norms PN-EN 55016-2-1) to measure the level of harmonic and interharmonic voltage.

Figure 5 shows demo results of testing the range of voltage disturbances on power terminals in the frequency range of 150 kHz – 30 MHz. Acceptable level is marked with a red line (1). Given the level of background level indicated on the graph as AVG Tlo (4), the results can be classified as acceptable. Performed measurements of harmonic and inter harmonic voltage levels showed that maximum relative harmonic content in the first 50 harmonics is 2,03%, while the maximum rate of harmonic content from 51 to 200 harmonics is 0,96%. The above results were classified as positive.

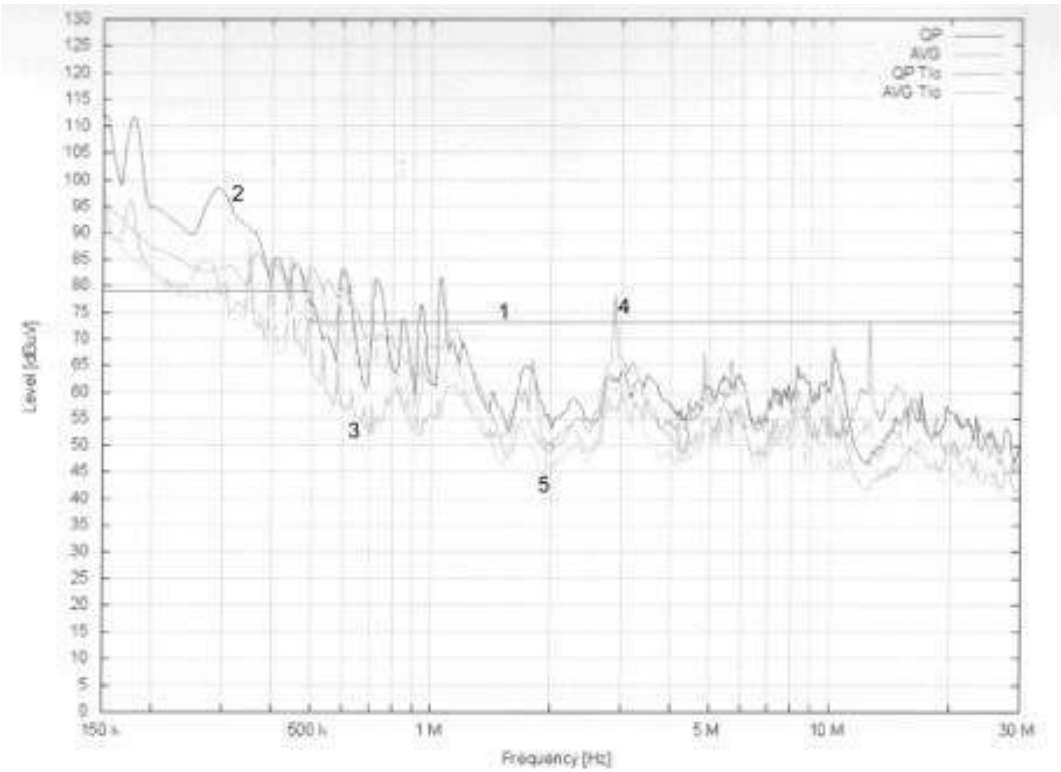


Fig. 5. The levels of voltage disturbances at the power terminals in the frequency range from 150 kHz to 30 MHz for L1 with 100% load of two stern motors and two bow motors [6]:
1 – acceptable level, 2 – QP (quasi-peak voltage disturbances), 3 – AVG (average level voltage disturbances), 4 – QP Tlo (quasi-peak background voltage disturbances), 5 – AVG Tlo (average level of background voltage disturbances)

The converter was also tested for radiation of electromagnetic disturbances at frequencies of 10 kHz-30 MHz (in accordance with PRS 11/P p 2.21 requirements) – Fig. 6.

The converter was also tested for resistance to impulses in the frequency range of 150 kHz-80 MHz and resistance to low frequency disturbances of 50 Hz-10 kHz. The studies were conducted properly on the basis of requirements of PN-EN 61000-4-5: 2010 PN-EN 61000-4-6: 2009 norms and the publication of the Polish Register of Shipping (PRS) (PRS 11/P p.218 p.2.17, p.2.19).

After receiving a permit from the PRS Twerd company employees participated in extensive hours-long testing with varying load sample which reflects the research expedition, with the goal to test cooling system of the converters as well as to test the electrical power supply system of the ship.

Conclusions: 1. Practical application of four MFC1000AcR converters with total capacity of 1.4 MW to power four motors (main and maneuvering drives) of a ship has been demonstrated. **2.** Climatic, mechanical and electromagnetic compatibility tests of frequency converters in the control system of a ship, conducted in accordance with the above-described research procedures, have displayed full compliance of all the requirements.

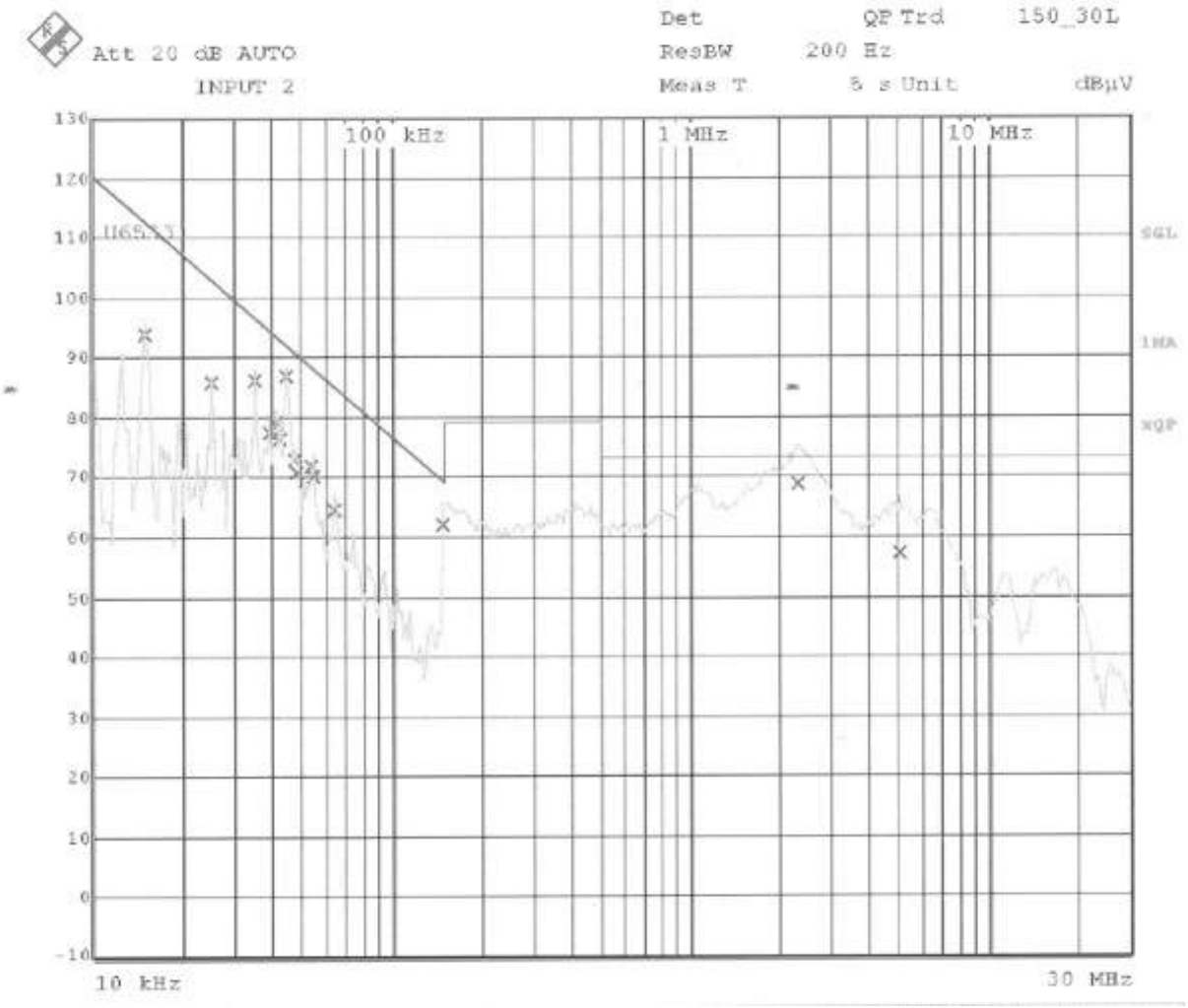


Fig. 6. Measurement of electromagnetic disturbances at frequencies from 10 kHz-30 MHz [7]

Список літератури: **1.** Statek «Oceanograf» [Електронний ресурс]. – Режим доступу : http://www.ocean.ug.edu.pl/pages/pl/o-instytucie/statek-oceanograf.php **2.** *Charążka T.* Przekształtniki do zasilania pędników okrętowych. [Електронний ресурс] // Rynek elektryczny 12/2016. – Режим доступу : http://www.rynekelektryczny.pl/2016/12/14/zespol-przeksztaltnikow-energoelektronicznych-o-mocy-14-mw-do-zasilania-pednikow-okretowych/ **3.** ZAKLAD ENERGOELEKTRONIKI «TWERD» [Електронний ресурс]. – Режим доступу : http://www.twerd.pl **4.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/099/16 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **5.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/058/15 Badania Odporność urządzenia na narażenia mechaniczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **6.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/059/15 Badania Klimatyczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia **7.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/505/15 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia

Bibliography: **1.** Statek «Oceanograf» [Electronic resource]. – Access mode: http://www.ocean.ug.edu.pl/pages/pl/o-instytucie/statek-oceanograf.php **2.** *Charążka T.* Przekształtniki do zasilania pędników okrętowych. [Electronic resource] // Rynek elektryczny 12/2016. – Access mode: http://www.rynekelektryczny.pl/2016/12/14/zespol-przeksztaltnikow-energoelektronicznych-o-mocy-14-mw-do-zasilania-pednikow-okretowych/ **3.** ZAKLAD ENERGOELEKTRONIKI «TWERD» [Electronic resource]. – Access mode: http://www.twerd.pl **4.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/099/16 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **5.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/058/15 Badania Odporność urządzenia na narażenia mechaniczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **6.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/059/15 Badania Klimatyczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia **7.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/505/15 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia

Received 31.05.2017

УДК 629.424.4

В. Н. ШАМАРДИНА, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;
С. М. ЛЕМЕШКО, ст. научн. сотр. ГП «Завод «Электротяжмаш», Харьков.

МОДЕЛИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН В УСЛОВИЯХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НА МАНЕВРОВЫХ ТЕПЛОВОЗАХ С ПООСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ТЯГИ

Введение. Для тяговой электропередачи (ТЭП) переменно-постоянного тока четырехосного маневрового тепловоза ТЭМ23В рассматриваются как перспективные следующие варианты. Первый вариант: локомотив оснащен двумя дизелями Cummins одинаковой мощности 2×400 кВт или разной мощности – на 200 и 400 кВт [1]. Пример: создание в 2013 г. компанией «ТМХ Балтия» на базе «Вильнюсского локомотиворемонтного депо» (Литва) [2] опытного образца шестиосного маневрового тепловоза ТЭМ33. Разработана ТЭП в кооперации с электротехническими компаниями «CZ LOKO a.s» (Чехия, система управления ТЭП), «EVPÚ a.s.» (Словакия, тяговые и вспомогательные преобразователи) и «Электротяжмаш» (Украина, тяговый генератор с системой возбуждения). С дизелем Cummins QST30-L2 в 2016 г. произведено два маневровых локомотива ТЭМ28. Характеристики дизеля позволяют существенно увеличить вес поездов при манёврах в парках и на горках по сравнению с эксплуатируемыми серийными локомотивами типа ТЭМ18, а также снизить расход топлива в тяговом режиме работы на 30…50 %, а в режиме холостого хода – до 45 %.

Второй вариант: тепловоз с одним дизелем Wärtsilä W4L20LA (Финляндия) мощностью 800 кВт (1088 л.с.) и силовой установкой в составе тягового (ТГ) ГС572У2 и вспомогательного генератора (ВГ) ГС1100У2. Ключевая особенность такого варианта – наличие поосного регулирования тягового усилия, а также исключение ослабления возбуждения ТЭД. Это первый маневровый локомотив с поосным регулированием. Обоснование индивидуального управления тяговыми электродвигателями (ТЭД) для маневровых тепловозов приведено в [9,10]. О тепловозах без ослабления возбуждения в литературе сведений не найдено.

Материалы и результаты исследований. I.Анализ ключевых особенностей тяговой электропередачи.

В первую очередь, требуют решения следующие задачи:

1. Разработка системы автоматического управления (САУ) для ТГ и ВГ и системы поосного регулирования (ПР) для ТЭД на базе четырехканального тягового управляемого выпрямителя. Для такой САУ актуален синтез ПИД-регуляторов, адаптивных к изменению нагрузки, частоты вращения и других параметров ТЭП. САУ может быть настроена на расчетные и экспериментальные характеристики ТГ и ТЭД [12]. Синтез выполняется с учетом электромеханических и тепловых моделей электрических машин (ЭМ). Система ПР касательной силы тяги обеспечивает выравнивание нагрузок, в сочетании со следящим внешним каналом управления напряжением ТГ это снижает вероятность возникновения и развития нестационарных процессов в электромеханической системе (ЭМС) тепловоза по задающему и возмущающему воздействиям.

2. Обеспечение требуемых тяговых и скоростных характеристик при полном возбуждении ТЭД, исключая ослабление возбуждения ТЭД. В основном маневровые тепловозы работают с низкими скоростями до 30…40 км/ч, в продолжительном режиме тяги – на скоростях 7...13 км/ч (конструкционная скорость в диапазоне 80…100 км/ч). Обеспечение полной мощности дизеля во всем диапазоне скоростей является не всегда целесообразным. Приведем анализ параметров ТГ четырехосного маневрового тепловоза ТЭМ103 с ТЭД типа ЭД133К с двумя ступенями ослабления возбуждения [4]. Штатное выпрямленное напряжение ТГ – 660 В, при скорости 80 км/ч реализуется сила тяги 2 тс. Сохранение полной мощности тепловоза на этой скорости, но без ослабления возбуждения ТЭД, вынуждает применить ТГ с напряжением питания 1200 В, это увеличило бы его массу на 50…70 %. Если не требуется сохранение полной мощности тепловоза в диапазоне скоростей (0…100 км/ч), ТГ имеет меньшие габариты. На железных дорогах при маневрах скорость движения не более 60 км/ч, поэтому целесообразно поддержание полной мощности обеспечить для диапазона (0…60 км/ч). Отсутствие ослабления возбуждения повышает коммутационную способность ТЭД, исключает броски моментов ТЭД при переходах, провоцирующие возникновение боксования.

3. Определение компоновки ТЭД. При проектировании ТЭП возможно последовательно-параллельное соединение ТЭД и параллельное. Для реализации поосного регулирования с каналами выравнивания коэффициентов тяги по осям тепловоза принят вариант параллельного соединения ТЭД с питанием от ТГ через две выпрямительные установки. Каждая выпрямительная установка состоит из двух несимметричных управляемых трёхфазных мостов якорных преобразователей с общими катодными (КГ) и раздельными анодными группами (АГ), к каждой из которых подключён один ТЭД. Такая схема характеризуется малой величиной пульсаций выпрямленного напряжения и малыми потерями от высших гармонических составляющих фазного тока ТГ.

II. Математическое описание ТГ. В качестве ТГ применен генератор типа ГС572, разработанный для маневрового тепловоза ТЭМ19 с газопоршневой силовой установкой. ТГ представляет собой двенадцатиполюсную синхронную машину с независимым возбуждением и явно выраженными полюсами ротора [6]. Обмотка статора выполнена в виде двух трехфазных звезд, смещенных друг относительно друга на 30 эл. градусов, отсутствует демпферная обмотка.

© В.Н. Шамардина, С.М. Лемешко, 2017

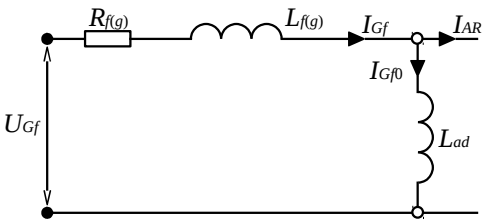
Таблица 1 – Электрические параметры тягового генератора ГС572

Наименование параметра	Параметры ТГ в режиме тепловозов	
	ТЭМ19	ТЭМ23В
Мощность на клеммах, кВт	800	760
Напряжение линейное, В	160 / 310	160 / 420
Ток фазный, А	2×1600 / 2×830	2×1520 / 2×580
Частота вращения, об/мин	1000	1000
Число фаз	6	6
Частота напряжения, Гц	100	100
Напряжение выпрямленное, В	210 / 400	210 / 510
Ток выпрямленный, А	3800 / 2000	3560 / 1480
Ток выпрямленный пусковой в течение 2 минут, А	5700	4520

Для синтеза регуляторов предложены линеаризованные модели ТГ (табл. 2) в режимах работы тепловоза: тяговый при полном возбуждении, испытательные режимы нагрузки на водяной реостат (НВР) и на тормозные резисторы (НТР) и режим электродинамического торможения (ЭДТ). Тормозные резисторы в режиме ЭДТ подключаются к якорям ТЭД, обмотки возбуждения (ОВ) соединены последовательно и подключены к выпрямительной установке (ВУ). Последовательно с ОВ ТГ и встречно выходу тиристорного преобразователя возбуждения ТГ подключается выпрямительная установка, образуя жесткую отрицательную обратную связь по напряжению ТГ для обеспечения динамически устойчивой работы САУ в режиме ЭДТ.

В табл. 2 приведены передаточные функции (ПФ) для ТГ (выходная координата – выпрямленное напряжение), полученные при допущениях: не учитывается влияние вихревых токов в магнитопроводе ТГ, гистерезис и активное сопротивление статорной обмотки; звезды обмотки статора имеют одинаковые параметры.

Таблица 2 – Определение передаточных функций ТГ

Схема замещения	Режим работы	Передаточная функция ТГ
	Тяговый (полное возбуждение)	$K_G\frac{1+T_l p}{(1+T_G p)\cdot(1+T_{G1} p)}$ (1)
	Испытательный (НВР, НТР)	$K_G\frac{1}{1+T_G p}$ (2)
	ЭДТ	$K'_G\frac{1+T_{f(g)} p}{(1+T'_G p)\cdot(1+T'_{G1} p)}$ (3)

Для (1): $K_G=\frac{nK_f}{R_{f(g)}(1+K_l)}$, $K_l=\frac{nK_f K_{AR}}{R_l}$, $T_G,T_{G1}=\frac{A}{2}\left[1\pm\sqrt{1-\frac{B^2}{(A/2)^2}}\right]$, $A=T_{f(g)}+\frac{T_{ad}+T_l}{1+K_l}$, $B^2=\frac{T_{d0}T_l}{1+K_l}$.

Для режима с нагрузкой на реостат (2): $K_G=\frac{nK_f}{R_{f(g)}(1+K_l)}$, $T_G=T_{f(g)}+\frac{T_{ad}}{(1+K_l)}$.

Для режима ЭДТ (3): $K'_G=\frac{1}{1+1/K_G}$, $T'_G,T'_{G1}=\frac{A_1}{2}\left[1\pm\sqrt{1-\frac{B_1^2}{(A_1/2)^2}}\right]$, $A_1=\frac{A}{1+K_G}+\frac{T_{f(g)}}{1+1/K_G}$, $B_1^2=\frac{B^2}{1+K_G}$,

где n – частота вращения ТГ, $Rf_{(g)}$, $Lf_{(g)}$ – сопротивление и индуктивность ОВ, L_{ad} – индуктивность реакции якоря по продольной оси, I_{Gf0} – ток намагничивания (ток возбуждения в режиме холостого хода (х.х.)), I_{AR} – ток реакции якоря, K_f – коэффициент, определяемый по характеристике х.х. ТГ, K_{AR} – коэффициент реакции якоря, определяемый по нагрузочным характеристикам $U_d = \varphi(I_{Gf}, I_d)$, T_{d0} – постоянная времени ОВ при разомкнутой обмотке статора.

ЭМ, представленная двухфазной моделью в системе координат d, q, вращающейся со скоростью ротора, предполагает управление проекциями вектора напряжения статора либо целесообразна при моделировании и анализе нестационарных переходных процессов, время протекания которых более чем на порядок больше периода напряжения питания ВУ. Упрощенная модель с учетом нелинейности характеристик х.х. и нагрузочных характеристик ТГ приведена на рис. 1.

III. Математическое описание ТЭД. На тепловозах магистральных (2(3)ТЭ116У,-Д,-Р,-М, 2(3)ТЭ25К,-М) и маневровых (ТЭМ103, ТЭМ-ТМХ, ТЭМ7, ТЭМ9, ТЭМ14, ТЭМ28) для привода колесных пар широко используется ТЭД постоянного тока ЭД133 (табл. 3) [11].

При синтезе регуляторов, обеспечивающих тепловозную, предельную тормозную, а также промежуточные характеристики на позициях контроллера машиниста, выходная координата ПФ линеаризованной модели ТЭД – ток. Анализ нештатных переходных процессов осуществляется на базе системы уравнений ТЭД с выходной координатой – частота вращения. Модель ТЭД и ЭМС «электрооборудование – экипаж – рельсы» позволяет исследовать разгон тепловоза с составом без боксования и при нестационарных режимах боксования и юза.

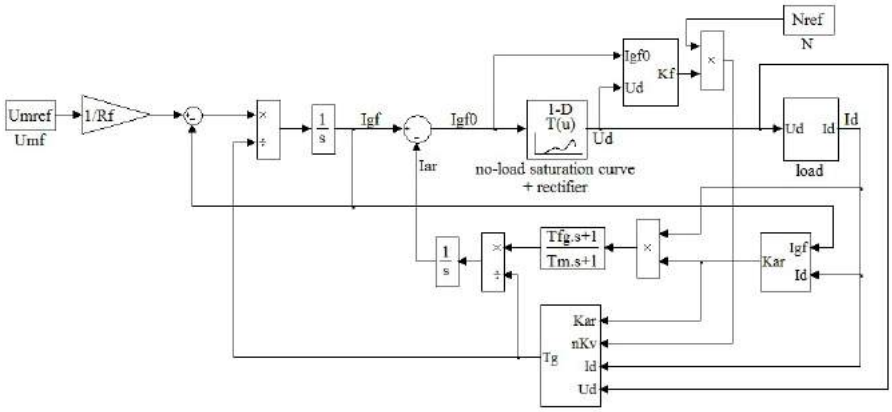


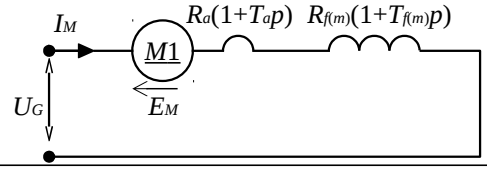
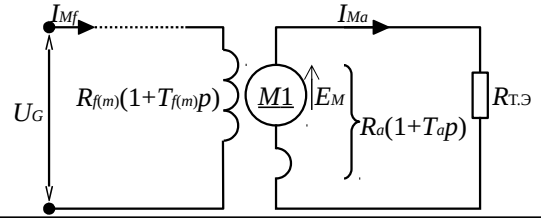
Рис. 1 – Нелинейная модель ТГ с выпрямителем и нагрузкой на ТЭД

При этом необходимо обеспечить получение информации о высших гармонических составляющих электромеханических координат.

Таблица 3 – Электромеханические параметры ЭД133(А, Б, К)

Наименование параметра	Номинальный режим	Параметры ТЭД в режиме тепловозов		
		ТЭМ9КИ, ТЭМ14	ТЭМ103	ТЭМ23В
Мощность на валу, кВт	414	172	103	156
Напряжение, В	506 / 780	228 / 510	172 / 330	213 / 510
Ток, А	890 / 577	890 / 398	725 / 380	890 / 370
Частота вращения, об/мин	600 / 2320	250 / 2320	205 / 1860	240 / 2320
КПД, %	91,8	84,4	82,2	82,1
Момент на валу, Нм	6592	6592	4800	6592
Ток максимальный, А	1130	1160	1035	1120

Таблица 4 – Определение передаточных функций ТЭД

Схема замещения	Режим работы	Передаточная функция ТГ
	Тяговый (полное возбуждение)	$W_M = K_M \frac{1}{1+T_l p}$ (4)
	ЭДТ	$\begin{cases} W_{M.f} = K_M \frac{1}{1+T_{f(m)} p} \\ W_{M.a} = \frac{K_M}{1+T_{f(m)} p} \cdot \frac{K_{Ma}}{1+T_{aн} p} \end{cases}$ (5)

В режиме тяги ПФ (4): $K_M = \frac{1}{R_l}$, $T_l = \frac{L_d}{(mR_l)}$, $R_l = \frac{U_G / I_G}{\chi_f} + \frac{R_d}{m}\left(1 - \frac{1}{\chi_f}\right)$, $L_d = L_a + L_{ip} + \frac{W_f}{N/2a} \cdot \frac{E/n}{\chi_f I_{Mf}}$, где R_l – сопротивление нагрузки ТГ, R_d, L_d – сопротивление и индуктивность обмоток якоря, дополнительных полюсов и ОВ ТЭД, χ_f – коэффициент жесткости нелинейной характеристики $\frac{E}{n} = \varphi(I_{Mf}, I_M)$.

В режиме ЭДТ (5): по ПФ для тока возбуждения $K_M = \frac{1}{mR_{f(m)}}$, по ПФ для тока якоря $K_{Ma} = \frac{1}{\chi_f} \cdot \frac{I_{Ma}}{I_{Mf}}$; $T_{aн} = \frac{R_a}{R_{Т.Э}} \cdot T_a$, где R_a – сопротивление якоря и дополнительных полюсов ТЭД, $R_{Т.Э}$ – эквивалентное сопротивление цепи тормозных резисторов, m – число параллельно соединенных ТЭД.

Нелинейную модель ТЭД (рис. 2) получим, используя расчетные или экспериментальные характеристики ТЭД (скоростные характеристики $n = \varphi(I_M)$ при $P_{КЛ}$ = const или при U_M = const, кривые намагничивания $\frac{E}{n} = \varphi(F_{MF})$, нагрузочные характеристики ТЭД $\frac{E}{n} = \varphi(I_{MF}, I_M)$.

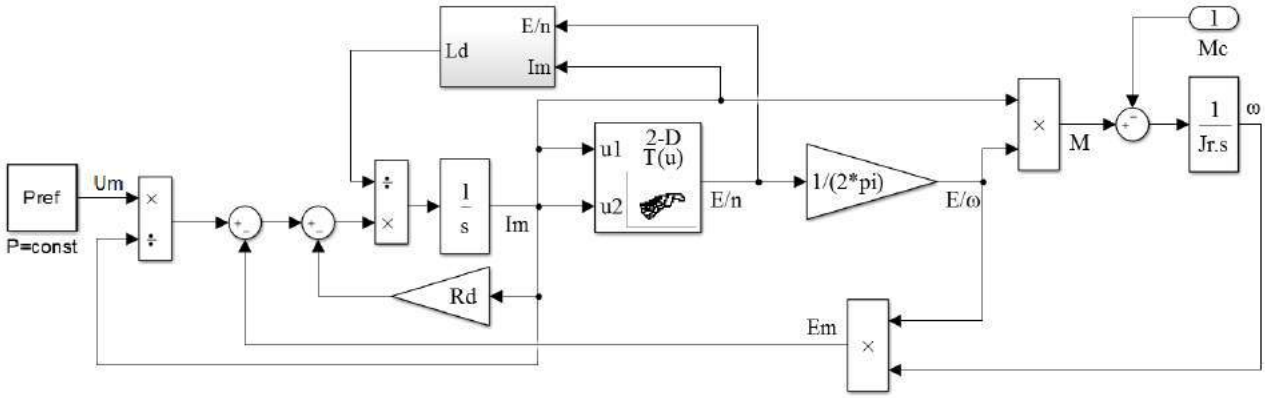


Рис. 2 – Нелинейная модель ТЭД последовательного возбуждения

Выводы. В ходе анализа ключевых особенностей маневрового тепловоза ТЭМ23В обозначены основные параметры тягового электрооборудования, позволяющие выполнить требования по построению ТЭП и обеспечению тягово-тормозных характеристик тепловоза и ЭМС электропередачи. Синтезированы и представлены линеаризованные математические модели ТГ и ТЭД, удобные для расчетов регуляторов многоканальной системы автоматического управления. Для исследования качественных переходных процессов совместно с тяговой выпрямительной установкой и преобразователем возбуждения ТГ предложены нелинейные модели ЭМ.

Список литературы: 1. *Шамардина, В. Н.* Анализ схемы электропередачи тепловоза с двумя дизелями и общей тяговой нагрузкой [Текст] / В. Н. Шамардина, Г. И. Яровой, С. М. Лемешко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – Київ : Техніка. – 2014. – № 15 (91). – С. 136–139. – ISSN 2221-3937. **2.** *Карянин, В. И.* Знакомьтесь: тепловоз ТЭМ33 [Текст] / В. И. Карянин // Локомотив. – 2015. № 3. – С. 38–39. – ISSN 0869-8147. **3.** *Тарасов, А. Н.* Знакомьтесь: тепловоз ТЭМ14 [Текст] / А. Н. Тарасов // Локомотив. – 2011. № 10. – С. 36–37. – ISSN 0869-8147. **4.** *Никоненко, Д. В.* Электропередача маневрового тепловоза ТЭМ-103 с электрическим тормозом [Текст] / Д. В. Никоненко, Г. И. Яровой // Електромашинобуд. та електрообладн. – 2006. – Вип. 66. – С. 153–154. – ISSN 0132-392X. **5.** *Шугаев, А. Н.* Тепловоз ТЭМ18В с дизелем Wartsila [Текст] / А. Н. Шугаев // Локомотив-информ. – 2012. № 8 (74). – С. 10–11. – ISSN 1994-2338. **6.** *Васюков, Е. С.* Маневровый газотепловоз ТЭМ19 [Текст] / Е. С. Васюков // Локомотив-информ. – 2013. № 11 (89). – С. 25–26. – ISSN 1994-2338. **7.** *Колесник, И. К.* Электропередачи тепловозов на переменно-постоянном токе [Текст] / И. К. Колесник, Т. Ф. Кузнецов, В. И. Липовка и др. – М.: ИКЦ «Академ-книга», 2005. – 156 с. – ISBN 5-94628-209-3. **8.** *Соколовский, Г. Г.* Электроприводы переменного тока с частотным регулированием [Текст] : учеб. для студ. высш. учеб. заведений / Г. Г. Соколовский ; М. : Академия, 2006. – 265 с. – ISBN 978-5-7695-4505-4. **9.** *Шамардина, В. Н.* Повышение противобоксовочных свойств маневрового тепловоза средствами группового управления двигателями тяговой электропередачи [Текст] / В. Н. Шамардина, С. М. Лемешко // Зб. наук. праць XVII Міжн. наук.-техн. конф. [«Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика»], Кременчук, 17-19 трав. 2016 р. / МОН України, КрНУ [та інші]. – Кременчук : КрНУ, 2016. – Вип. 1/2016 (4). – С. 119–122. – ISSN 2221-5160. **10.** *Лемешко, С. М.* Повышение противобоксовочных свойств маневрового тепловоза средствами индивидуального управления двигателями тяговой электропередачи [Текст] / С. М. Лемешко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – Київ : Техніка. – 2016. – № 22 (98). – С. 49–55. – ISSN 2221-3937. **11.** *Шайда, В. П.* Пути модернизации тягового двигателя постоянного тока ЭД133 для привода колесных пар тепловозов [Текст] / В. П. Шайда, Е. С. Рябов, Я. А. Сябрук // Тези доп. 23-ї Міжнар. наук.-практ. конф. "Інформаційні технології : наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я" (MicroCAD–2015), 20-22 травня 2015 р. – Харків : НТУ "ХПІ", 2015. – Ч. 2. –С. 123. **12.** *Шамардина, В. Н.* Синтез регуляторов тяговой электропередачи маневрового тепловоза [Текст] / В. Н. Шамардина, С. М. Лемешко // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. − № 4(1). − С. 123–128. − ISSN 2074-272X.

Bibliography (transliterated): 1. Shamardina, V. N., G. I. Yarovoy and S. M. Lemeshko. "Analiz skhemy elektroperedachi teplovoza s dvumya dizelyami i obshchey tyagovoy nagruzkoy." *Elektrotekhnichni ta komp"yuterni systemy* 15 (91) (2014): 136–139. Print. **2.** Karyanin, V. I. "Znakom'tes': teplovoz TEM33." *Lokomotiv* 3 (2015): 38–39. Print. **3.** Tarasov, A. N. "Znakom'tes': teplovoz TEM14." *Lokomotiv* 10 (2011): 36–37. Print. **4.** Nikonenko, D. V. and G. I. Yarovoy. "Elektroperedacha manevrovogo teplovoza TEM-103 s elektricheskim tormozom." *Elektromashynobuduvannya ta elektroobladnannya*. No. 66. 2006. 153–154. Print. **5.** Shugaev, A. N. "Teplovoz TEM18V s dizelem Wartsila." *Lokomotiv-inform* 8 (74) (2012): 10–11. Print. **6.** Vasyukov, E. S. "Manevrovyy gazoteplovoz TEM19." *Lokomotiv-inform* 11 (89) (2013): 25–26. Print. **7.** Kolesnik, I. K., et al. *Elektroperedachi teplovozov na peremenno-postoyannom toke*. Moscow: Akadem-kniga, 2005. Print. **8.** Sokolovskiy, G. G. *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym regulirovaniem. Dlya studentov vysshikh uchebnykh zavedeniy*. Moscow: Akademiya, 2006. Print. **9.** Shamardina, V. N. and S. M. Lemeshko. "Povyshenie protivoboksovochnykh svoystv manevrovogo teplovoza sredstvami gruppovogo upravleniya dvigatelyami tyagovoy elektroperedachi." *Zb. nauk. prats' XVII Mizhn. nauk.-tekhn. konf. "Problemy enerhoresursozberezhennya v elektrotekhnichnykh systemakh. Nauka, osvita i praktyka"*. Kremenchuk: KrNU, 2016. 119–122. Print. **10.** Lemeshko, S. M. "Povyshenie protivoboksovochnykh svoystv manevrovogo teplovoza sredstvami individual'nogo upravleniya dvigatelyami tyagovoy elektroperedachi." *Elektrotekhnichni ta komp"yuterni systemy* 22 (98) (2016): 49–55. Print. **11.** Shayda, V. P., E. S. Ryabov and Ya. A. Syabruk. "Puti modernizatsii tyagovogo dvigatelya postoyannogo toka ED133 dlya privoda kolesnykh par teplovozov." *Tezy dop. 23-yi Mizhnar. nauk.-prakt. konf. "Informatsiyni tekhnolohiyi : nauka, tekhnika, tekhnolohiya, osvita, zdorov'ya" (MicroCAD–2015)*. Kharkiv: NTU "KhPI", 2015. 123. Print. **12.** Shamardina, V. N. and S. M. Lemeshko. "Sintez regulyatorov tyagovoy elektroperedachi manevrovogo teplovoza." *Elektrotekhnika i elektromekhanika* 4 (1) (2016): 123–128. Print.

Поступила 30.05.2017

УДК 620.179.14

Б. М. ГОРКУНОВ, докт. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
С. Г. ЛЬВОВ, канд. техн. наук, доц., НТУ «ХПИ»;
А. А. ТИЩЕНКО, канд. техн. наук, ст. преп., НТУ «ХПИ»;
АББАСИ ЖАББАР, аспирант, НТУ «ХПИ».

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ БЕСКОНТАКТНЫМ МЕТОДОМ

Введение. В ассортименте продукции, выпускаемой промышленностью, важное место занимают ферромагнитные материалы, контроль физико-механических свойств которых является актуальной задачей потому, что именно прочностные свойства определяют надежность и долговечность изделий. В связи с этим, важное значение приобретает разработка и исследование методов и устройств для определения механических параметров материалов и изделий. При этом, наиболее важными являются неразрушающие методы контроля, при которых используется корреляционная связь между механическими и электромагнитными параметрами ферромагнитных материалов. На современном этапе широкое развитие получили электромагнитные методы и устройства для определения механических напряжений и деформации материалов изделий, а также измерение силы, давления, веса, момента и т.д.

Практический интерес представляет дальнейшее развитие методов в направлении расширения диапазона контроля механических напряжений, упрощение расчетных функций преобразования, которые объединяют механические параметры изделия с выходными сигналами датчика, повышение точности и чувствительности.

В этом плане важным результатом является то, что появляется возможность прогнозирования границ текучести и прочности материала без его разрушения. В работе экспериментально определены функциональные связи параметров сигналов первичного преобразователя с механическими напряжениями в пластине [1-3].

Цель статьи. Исследовать возможности применения бесконтактного метода определения предельно допустимого значения механического напряжения без разрушения металлического изделия.

Материалы и результаты исследований. На рис. 1 показана схема экспериментальной установки для измерения механических напряжений при растяжении образцов механическим устройством. Схема включает в себя генератор синусоидальных сигналов Г, вольтметры В1-В3, трансформаторный электромагнитный проходной преобразователь с двумя обмотками W_1 и W_2 образец О и образцовое сопротивление R_0, вспомогательный (опорный) преобразователь, для измерения фазы сигнала фазометром Ф.

Амплитудный метод. С помощью генератора Г устанавливают определенное значение частоты и амплитуды намагничивающего тока, регистрируемого путём измерения вольтметром В1 падения напряжения на сопротивлении R_0, и по нему определяют ток I_m, а значит и напряженность поля. С помощью вольтметра В2 определяют величины э.д.с измерительной обмотки Е и E_0 при наличии и отсутствии образца О в преобразователе. Частоту и амплитуду намагничивающего тока в процессе растяжения того или иного образца поддерживают постоянными. В схеме использовались генератор Г3 - 118, вольтметры типа Ф 534.

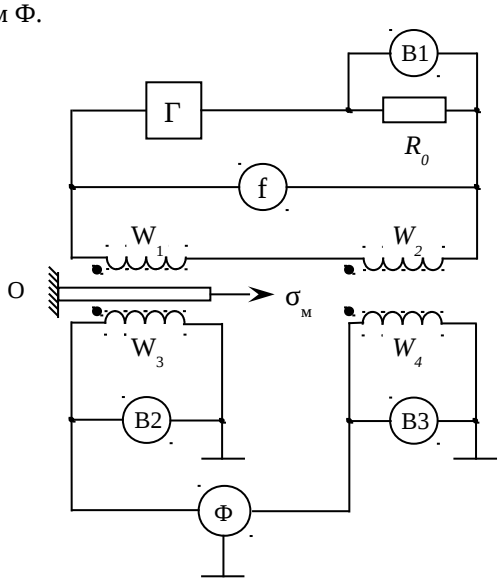


Рис. 1 Схема устройства для измерения механических напряжений амплитудным и переменно-частотным методами

Эксперименты проводились на образцах, выполненных из нержавеющей стали ЭП-450 и железа рафинированного типа ЖР.

Геометрические параметры образца из стали ЭП-450: $h = 3.58 \cdot 10^{-3}$ м; $d = 3.8 \cdot 10^{-4}$ м; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м. Размеры образца из ЖР: $h = 3.58 \cdot 10^{-3}$ м; $d = 4.84 \cdot 10^{-4}$ м; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м. Параметры преобразователя, размещённого на образце ЖР: $W_1 = 120$; $W_2 = 52$; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м; на образце ЭП-450: $W_1 = 675$; $W_2 = 56$; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м.

Максимальное амплитудное значение намагничивающего тока составляло 0,17 А, что соответствовало наибольшей внешней напряженности магнитного поля $H_0 \approx 400$ А/м.

Оба образца перед экспериментами проходили отжиг (для ЖР температура отжига $t = 750$°С, время отжига 45 минут); для ЭП-450 сначала проводили закалку при $t = 1150$°С в течение 45 минут с быстрым охлаждением, а затем – отпуск при $t = 730$°С за 1 час.

Начальные значения относительной магнитной проницаемости μ_r и удельной электрической проводимости σ рассматриваемых образцов измеряли баллистическим и мостовым методами при отсутствии механических напряжений в образцах. При этом для образцов из стали ЭП-450 $\mu_{r0} = 60$ и $\sigma = 0{,}14 \cdot 10^7$ См/м, а из ЖР $\mu_{r0} = 70$ и $\sigma = 0.84 \cdot 10^7$ См/м.

© Б.М. Горкунов, С.Г. Львов, А.А. Тищенко, Аббаси Жаббар, 2017

Эксперименты проводились при следующих дискретных значениях частоты зондирующего поля: 10; 8; 6 кГц. Механические напряжения $\sigma_м$ изменялись в пределах от $\sigma_м = 0$ Мпа вплоть до разрушения образца.

Хотя между измерительной обмоткой и образцом существует небольшой воздушный зазор, воздействие магнитного потока в таком зазоре на результаты измерений э.д.с E весьма мало, поскольку основной вклад в эту э.д.с даёт магнитный поток в образце (за счёт большого значения μ_r).

На рис. 2 представлены экспериментальные зависимости нормированных значений э.д.с E/E_0 от механических напряжений, возникающих в двух образцах ЭП-450 и ЖР (см. кривые 1 и 2 при различных частотах зондирующего образец магнитного поля).

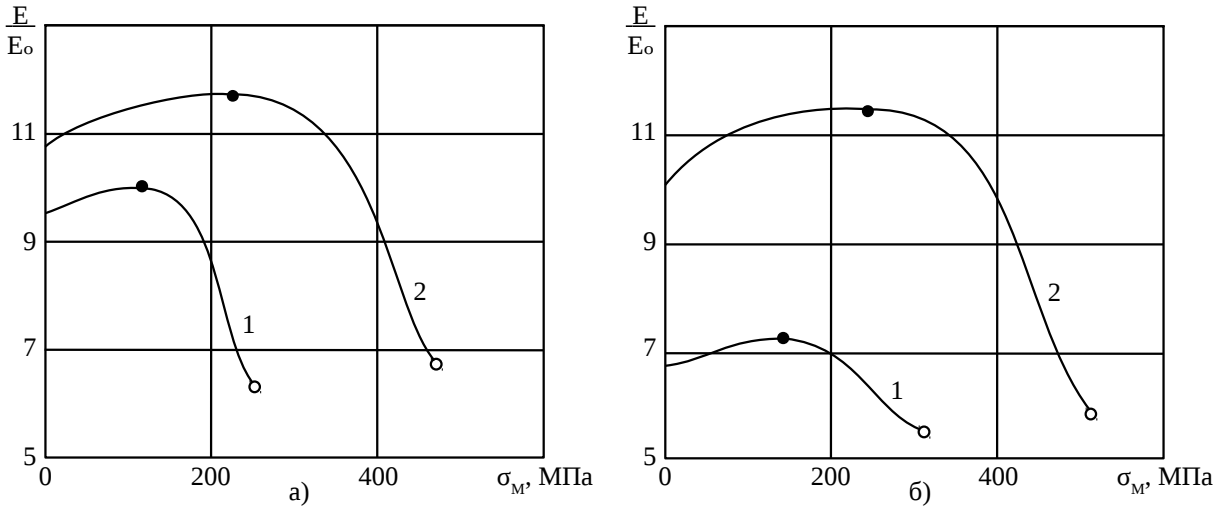


Рис. 2 Зависимость нормированных значений э.д.с преобразователя от механических напряжений в пластинах для образца из стали ЭП-450 (1); для образца типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Фиксированное значение тока (0,12 А) позволило получить указанные амплитудные значения напряжённости магнитного поля и μ_r, соответствующие участкам кривых индукции (эти участки для данных сталей близки к линейным). При этом, максимальные значения магнитной проницаемости $\mu_{r\,max}$ составляют для образца из ЖР – 620, а для образца из ЭП-450 – 810.

Известно [2], что механическое напряжение в ферромагнитных сталях и сплавах в существенной мере изменяет магнитную проницаемость μ_r, а величина σ практически остаётся неизменной (в пределах малого изменения размеров образца). Учитывая этот факт, можно перестроить экспериментальные зависимости нормированной э.д.с E/E_0 для разных величин $\sigma_м$ при известных геометрических параметрах преобразователя в зависимости μ_r от $\sigma_м$. Величины удельной электрической проводимости использовали те, что были измерены мостовым методом.

На рис. 3 показаны зависимости μ_r от $\sigma_м$, соответствующие тем же режимам работы преобразователя, что и на рис. 2. Различие кривых для одного и того же образца при разных фиксированных значениях частоты связаны с анизотропией магнитных свойств в сечении образца, вызванные искажением кристаллической структуры образца такой механической обработкой, как штамповка. Известно, что штамповка является наиболее сильнодействующим фактором, влияющим на искажение кристаллической структуры материала образцов. В связи с этим, по-видимому, используемый режим отжига не полностью нормализует магнитные характеристики материалов образцов и оставляет некоторую анизотропию магнитных параметров в сечении изделий. Естественно, найденные величины μ_r являются усреднёнными по определенным глубинам проникновения, соответствующим фиксированным частотам. Таким образом, при наличии анизотропии магнитной проницаемости в сечении образца, рассчитываемые величины μr будут разными для различных частот.

На кривых рис. 2, 3 показаны точки, характеризующие пределы текучести и прочности. Из этого рисунка следует, что по поведению изменения нормированной э.д.с (E/E_0) при изменении $\sigma_м$, можно предсказать прочностные характеристики ферромагнитного материала, прошедшего отжиг по указанному режиму. Самое большое различие между значениями E/E_0 для исследуемых образцов наступает при f = 6 кГц. Это связано с высокой чувствительностью преобразователя к частоте намагничивающего поля.

Погрешности измерения в основном обуславливались погрешностями определения $\sigma_м$ на разрывном устройстве и частотным диапазоном. При частотах 2 кГц ≤ f ≤ 6 кГц результирующая погрешность указанных параметров не превышала 5%. Чувствительность сигнала преобразователя к механическому напряжению максимальна при f = 6 кГц.

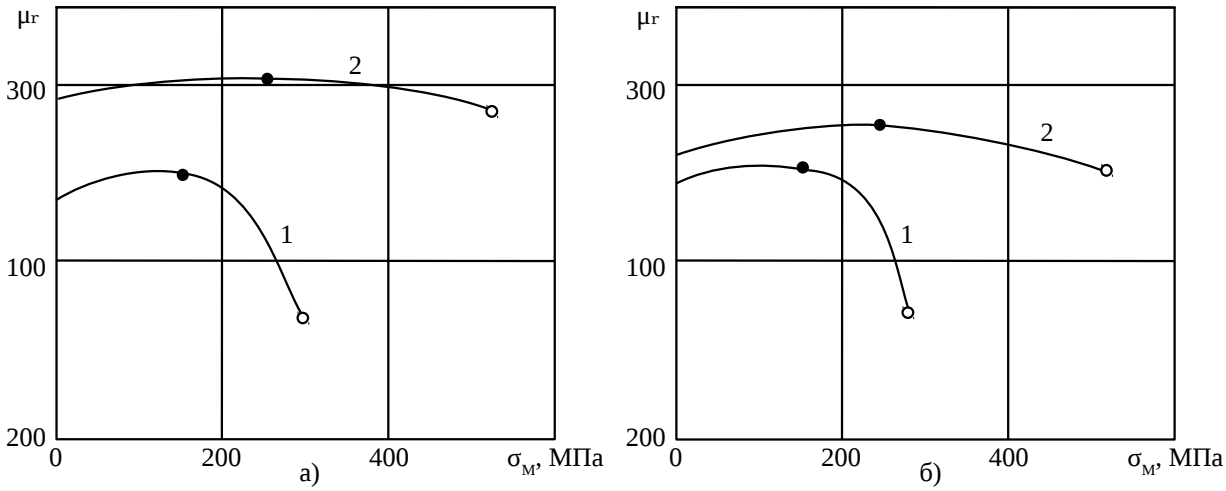


Рис. 3 Зависимость магнитной проницаемости нагружаемых пластин от механических напряжений для образца из стали ЭП-450 (1); для образца типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Фазовый метод. Описание работы схемы (см. рис. 1) при использовании фазового метода аналогично представленному в амплитудном методе. По показаниям фазометра определяется фазовый угол φ э.д.с E преобразователя при изменении $\sigma_м$.

Эксперименты проводились, как и в предыдущем опыте, на образцах, выполненных из ферромагнитной нержавеющей стали ЭП-450 и железа рафинированного типа ЖР. По результатам, полученным в экспериментах, были построены графические зависимости изменения фазового угла от приложенных механических усилий (см. рис. 4), как видно из зависимостей, разрешающая способность этого метода оказалась низкой, особенно на начальном участке, который используется для прогнозирования.

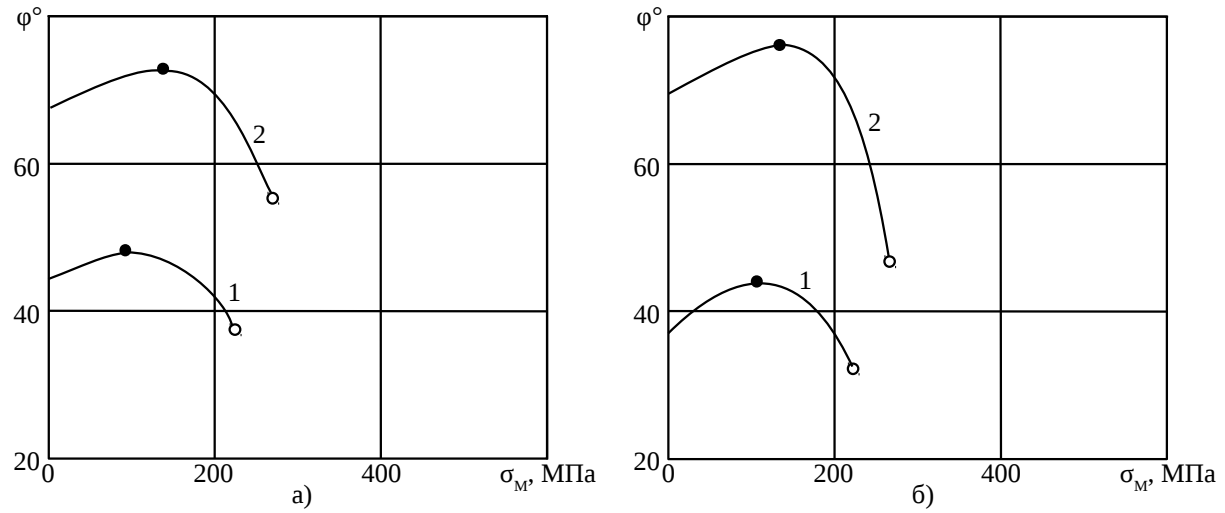


Рис. 4 Зависимость значений фазы э.д.с преобразователя от механических напряжений в пластинах для стали ЭП -450 (1); для материала типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Переменно-частотный метод. Схему устройства для измерения амплитудным методом механических напряжений рис. 1 можно использовать и для переменно-частотного метода. Однако порядок работы будет несколько другим. С помощью генератора Г устанавливают начальное значение частоты и напряженности (тока) зондирующего поля и фиксируют значение э.д.с Е на из мерительной обмотке, регистрируемое вольтметром В2. В процессе приложения внешней нагрузки изменяются показания вольтметра В2, и за счёт изменения частоты намагничивающего тока добиваемся возврата этих показаний к установленным первоначально.

В экспериментах использовались те же образцы, что при амплитудном и фазовом методах. Механические напряжения $\sigma_м$ менялись в пределах от $\sigma_м = 0$ вплоть до разрушения образца. На рис. 5 представлены экспериментальные зависимости изменения частоты f от механических напряжений, возникающих в двух образцах ЭП-450 и ЖР (см. кривые 1 и 2) при различных значениях E и f.

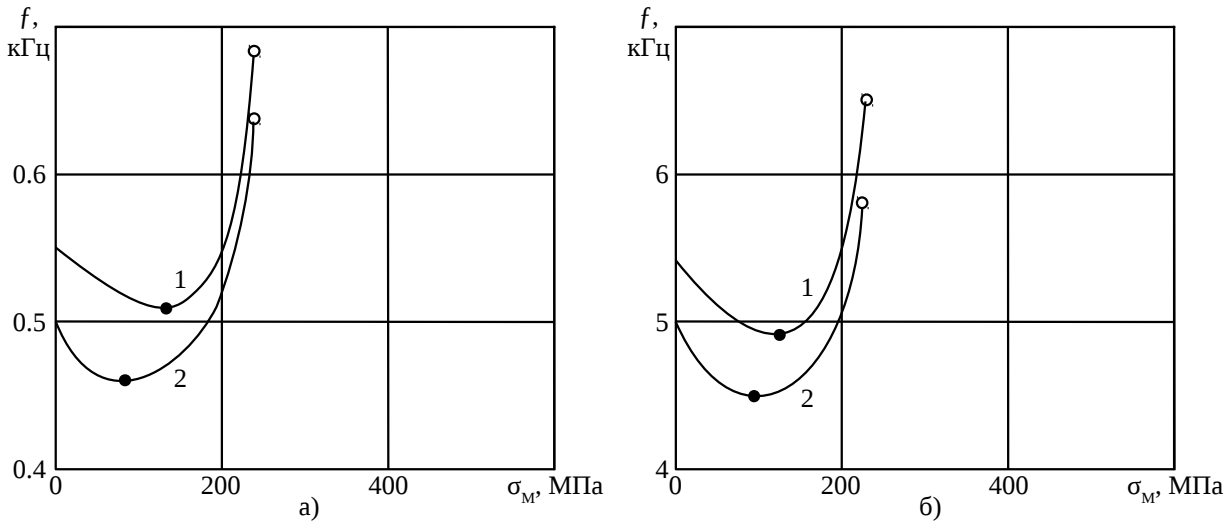


Рис. 5 Зависимость изменения частоты намагничивающего тока f от механических напряжений в пластинах для образца типа ЖР (1); для образца из стали ЭП-450 (2); а) E = 0,08 В; б) E = 0,6 В; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Выводы. Как показал эксперимент, для данных материалов стали ЭП-450, железа рафинированного типа ЖР разрешающая способность фазового метода оказалась недостаточной. В диапазоне изменения механических напряжений $\sigma_м$ от 0 до 100 мПа, фаза э.д.с измерительной обмотки изменилась всего на 6° при частоте намагничивающего тока f = 6 кГц. То есть в среднем при увеличении нагрузки на 1 Мпа разрешающая способность метода оставляет 0.06°. Амплитудный метод имеет разрешающую способность при частоте намагничивающего тока 6 кГц для ЖР ≈ 0.004 В, для ЭП-450 ≈ 0.013 В при изменении механического напряжения на 1 МПа на линейном участке.

Переменно-частотный метод обладает более высокой разрешающей способностью (это видно при сравнении графиков). Например, при поддержании э.д.с измерительной обмотки равным E = 0,6 В, его средняя разрешающая способность при начальной частоте f = 5 кГц составляет 8 Гц на единицу (1 Мпа) изменения приложенного усилия. Но на каждое отдельное измерение затрачивается большее количество времени, чем при амплитудном или фазовом методе.

Из вышеизложенного следует, что метод измерения механических напряжений в плоских ферромагнитных материалах в каждом из случаев зависит от требований, предъявляемых к материалу и технологическому процессу его обработки. Однако для более точного определения $\sigma_м$ следует использовать их попарно, либо все три вместе. При быстротечных процессах (например отжиг), лучше применять амплитудный метод, с помощью которого можно получить значение $\sigma_м$ практически «мгновенно» в любой момент времени. При медленно протекающих процессах (пример старение материала) следует применять переменно-частный метод, так как он обладает высокой чувствительностью к изменениям физико-механических характеристик ферромагнитных материалов.

Поскольку все три метода реализованы практически по одной схеме, то они легко поддаются автоматизации. Амплитудный и фазовый методы удобно использовать в режимах допускового контроля работы преобразователя.

Список литературы: 1. *Горкунов Б.М.* Электромагнитный преобразователь для контроля напряженно-деформированного состояния узлов оборудования электропривода / *Б.М. Горкунов*, *А.В. Кипенский*, *С.Г. Львов* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тем. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу – Кременчук: КрНУ, 2012. – Вип. 3/19. – С.182 –185. **2.** *Бида Г.В.* Неразрушающий контроль механических свойств стального проката (обзор). Контроль прочностных и пластических свойств / *Г.В. Бида* // Дефектоскопия. –2005. –№5. – С.39–53. **3.** Горкунов Б.М. Вихретоковый двухпараметровый контроль ферромагнитных цилиндрических изделий / Б.М. Горкунов, И.В. Тюпа // Вестник НТУ «ХПИ».– 2004. – №5. – С. 93-99.

Bibliography (transliterated): 1. Gorkunov, B.M., A.V. Kipenskiy and S.G. Lvov. "Elektromagnitnyiy preobrazovatel dlya kontrolya napryazhenno-deformirovannogo sostoyaniya uzlov oborudovaniya elektroprivoda." *Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi. Ser.: Problemyi avtomatizirovannogo elektroprivoda*. No. 3.19. 2012. 182–185. Print. **2.** Bida, G.V. "Nerazrushayuschiy kontrol mehanicheskih svoystv stalnogo prokata (obzor). Kontrol prochnostnyih i plasticheskih svoystv." *Defektoskopiya*. No. 5. 2005. 39–53. Print. **3.** Gorkunov, B.M. and I.V. Tyupa. "Vihretokovyiy dvuhparametrovyiy kontrol ferromagnitnyih tsilindricheskih izdeliy."*Vestnik NTU "HPI"*. No. 5. 2004. 93–99. Print.

Поступила 29.05.2017

УДК 621.314

О. Н. СИНЧУК, докт. техн. наук, проф., Криворожский национальный университет;
В. А. КОЛЬСУН, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
О. А. УДОВЕНКО, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
Д. В. РЫЖЕНКОВ, аспирант, Криворожский национальный университет;
В. Н. МАКОДЗЕБ, аспирант, Криворожский национальный университет.

ГАРМОНИКИ СЕТЕВОГО ТОКА ДВУХЗВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Вступление. Развитие промышленности государства отслеживается интенсивным внедрением новых технологий, которые зачастую тесно связаны расширением сферы использования электроприводов. К последним выдвигаются высокие показатели относительно быстродействия, диапазона регулирования скорости, точности регулирования, энергоэффективности и т.д. Большинству указанных характеристик соответствуют системы электропривода, построенных на базе преобразователей частоты. Наибольшей популярностью в промышленности пользуются двухзвенные преобразователи частоты с неуправляемы выпрямителем и инвертором напряжения. Несмотря на то, что вопросам энергоэффективности преобразователей частоты посвящен ряд работ, в том числе [1,2,5], но ряд вопросов так и остается малоисследованным.

Постановка проблемы. На промышленных объектах часто встречаются случаи, когда на отдельном участке питающей сети подключено несколько преобразователей частоты (ПЧ) (рис.1). Вопросы электромеханической и энергетической связи территориально-разбросанных электроприводов и оценки их взаимовлияния очень важны для мощных агрегатов, питающихся от одной питающей сети. Режимы работы отдельно взятых электроприемников влияют на соседние, что приводит к определенным последствиям относительно качества поддержания технологического процесса. Основная задача, выдвигаемая авторами, заключаются в изучении отдельных ПЧ на питающую сеть. Учитывая то, что первичное звено преобразователей относительно сети имеет одинаковую структуру (рис.1) (фактически все преобразователи по отношению к сети представляют собой обычный многофазный (однофазный) выпрямитель с емкостной нагрузкой), их суммарное влияние на сеть, с определенной степенью точности, можно анализировать обычным суммированием составляющих мощности, гармоник тока. Таким образом, дальнейший анализ энергетики, а именно гармонического состава сетевого тока отдельного преобразователя, поможет сделать адекватную оценку совместной работы группы таких преобразователей на питающую сеть.

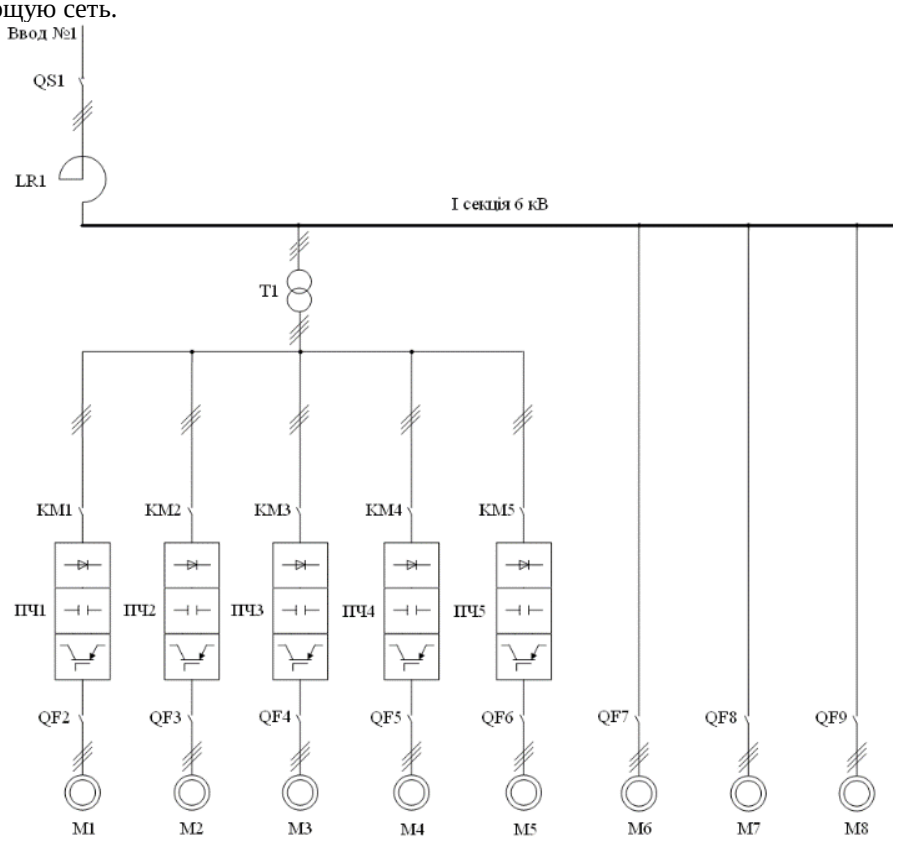


Рис. 1. Однолинейная схема питания секции 1 подстанции №22 РОФ–2 ПАО «АрселорМиттал Кривой Рог»

© О.Н. Синчук, В.А. Кольсун, О.А. Удовенко, Д.В. Рыженков, В.Н. Макодзеб, 2017

Обзор источников относительно анализа влияния ПЧ на питающую сеть показал, что авторы либо вообще избегают этого вопроса, либо приводят результаты экспериментальных исследований [2] (рис.2), либо результаты, полученные посредством моделирования [4], либо математические выражения, основанные на спектральном анализе [3], не уделяя внимания аналитическому изложению. Такие подходы, понятным делом скрывают ряд интересных аспектов, с точки зрения понимания протекания электромагнитных и электроэнергетических процессов в разных нагрузочных режимах работы ПЧ.

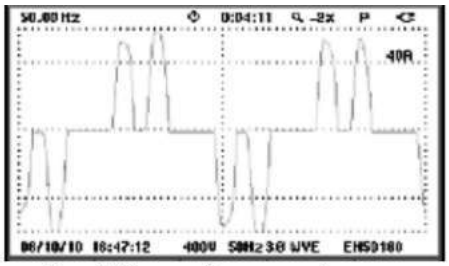


Рис. 2. Сетевой ток трехфазного двухзвенного преобразователя частоты

Результаты исследований. Как отмечено выше, наибольшего массового внедрения получили ПЧ по структуре: неуправляемый выпрямитель–емкость–инвертор напряжения (рис.1, рис.3,а). Приведенные исследования сосредоточены непосредственно на электромагнитных и энергообменных процессах, происходящих между сетью, неуправлемым выпрямителем, емкостью и нагрузкой. Исследования проводились на усредненной модели инвертора напряжения с асинхронным двигателем.

Даже если рассматривать выпрямитель по трехфазной нулевой схеме, то появляются сложности относительно формирования аналитических выражений, которые предоставили бы возможность провести анализ и сформировать глубокое понимания явлений, происходящих в исследуемой цепи. Так, например, уравнения, описывающие электромагнитные процессы для фазы ***A*** имеют вид:

$$i_A = i_{C_d} + I_{di};$$
$$e_A = L_{Net}\frac{di_A}{dt} + R_{Net} i_A + U_{C_d};$$
$$i_{C_d} = C_d \frac{dU_{C_d}}{dt},$$

где i_A – сетевой ток выпрямителя фазы ***A***; $e_A = U_m \sin\omega t$ – питающее напряжение фазы ***A***; i_{Cd} – ток емкости преобразователя; I_{di} – усредненный ток нагрузки (инвертор напряжения с асинхронным двигателем); U_{Cd} – напряжение на емкости преобразователя частоты; C_d – емкость преобразователя; L_{Net} – индуктивности сети, включая индуктивность сетевых дросселей; R_{Net} – сопротивление сети, включая сопротивление сетевых дросселей.

Решение такой системы уже даже для такого случая дает настолько громоздкие выражения (в статье результирующие выражения не приведены), для которых чрезвычайно сложно применить спектральный анализ, почему и теряется хоть какой-то смысл использования аналитических выражений, и созревают мысли проведения исследований с помощью имитационного моделирования.

Авторы обратились к изданию почти 50-летней давности [7], где тщательно проработан вопрос электромагнитных процессов, протекающих в управляемых выпрямителях на нагрузки с противо-ЭДС в разных режимах: режим непрерывного тока, режим прерывистого тока, режим граничного тока. Естественно, что эта методика неприменима непосредственно к рассматриваемому случаю, поэтому авторы взяли ее за основу, и, учитывая, особенности работы двухзвенного преобразователя частоты, в том числе и неуправляемость выпрямителя, провели соответствующий анализ, изложенный ниже по тексту.

Режим прерывистого тока преобразователя характерен тем, что угловая длительность протекания тока λ оказывается меньшей $2\pi/m$ (m – пульсность преобразователя). В этом случае, противо-ЭДС в цепи нагрузки определяется U_{Cd}. Учитывая рис. 3,б для граничного режима работы преобразователя, что является частным случаем режима прерывистого тока, и принимая за начало отсчета времени момент открывания очередного вентиля, можно записать выражение для мгновенного тока нагрузки

$$i_d = \frac{E_{Net\,m}}{\omega_0(L_d + L_{Net})}\int_0^{\omega_0 t}\sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) d\,\omega_0 t - \frac{U_{C_d}}{L_d + L_{Net}} t = \frac{E_{Net\,m}}{\omega_0(L_d + L_{Net})}\times$$
$$\times\left[\sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) - \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha - \omega_0 t\right)\right] - \frac{U_{C_d}}{L_d} + L_{Net} t, \quad (1)$$

где $E_{Net\,m}$ – амплитуда напряжения питающей сети; $\omega_0 = 2\pi f$, f – частота питающей сети; α – угол срабатывания диодов, обусловленный тем, что диоды будут открываться не во время перехода линейных напряжений через ноль, а в момент равности фазного напряжения и напряжения на емкости и определяется следующим выражением:

$$U_{C_d} = E_{Net\,m}\cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right). \quad (2)$$

Записав уравнение (1) с учетом (2), и не забывая о том, что в момент времени $\omega_{0t} = \lambda$ (λ – длительность тока), мгновенное значение выпрямленного тока выпрямителя $i_d = 0$ [7]:

$$\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \lambda\cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) = 0. \quad (3)$$

После некоторых преобразований, уравнение (3) приобретает вид:

$$\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\left[tg\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\cdot[\cos\lambda - 1] + \sin\lambda - \lambda\right] = 0. \quad (4)$$

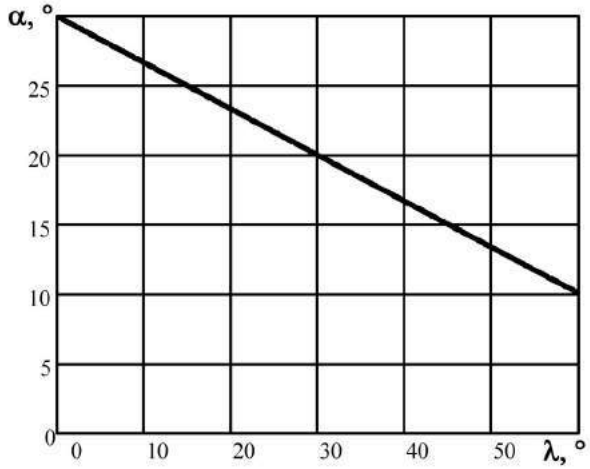


Рис. 4. Зависимость угла открывания диодов выпрямителя от длительности тока (режим прерывистого тока)

Решение (4) относительно α:

$$\alpha_1=\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m};$$
$$\alpha_2=\frac{\pi}{m}-arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right). \qquad (5)$$

Первое решение стоит отбросить, как принципиально-невозможный для такого типа преобразователей, и для дальнейших расчетов остается второе уравнение системы (5), т.е.:

$$\alpha=\frac{\pi}{m}-arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right). \qquad (6)$$

Ниже (рис. 4), приведен график зависимости α(λ), для мостового трехфазного выпрямителя (m = 6).

Как можно увидеть с рис.3, даже для неуправляемого выпрямителя, в режиме прерывистого тока, угол открывания диодов отличается от нуля и колеблется в пределах 10,08–30 (случай трехфазного мостового выпрямителя), что, как можно ожидать, приведет к ухудшению коэффициента сдвига (потреблению реактивной мощности), хотя эти процессы и происходят при низких нагрузках.

Напряжение на емкости определяется с (2) и (6):

$$U_{C_d}=E_{Net\ m}\cos\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right). \qquad (7)$$

Уравнение тока, учитывая (7), (6) и (1):

$$i_d=\frac{E_{Net\ m}}{\omega_0(L_d+L_{Net})}\left[\sin\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right)-\sin\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)-\omega_0 t\right)\right]-\frac{E_{Net\ m}\cos\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right)}{L_d+L_{Net}}. \qquad (8)$$

С учетом выражения (8) построен график сетевого тока преобразователя i_{Net} (рис. 5).

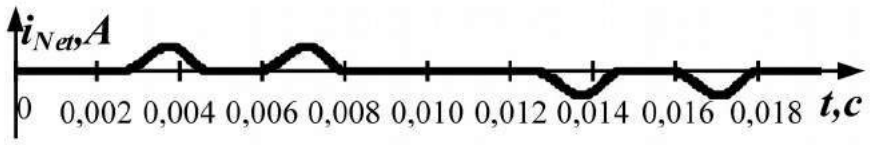


Рис. 5. График сетевого тока выпрямителя преобразователя частоты в режиме прерывистого тока

Предельный режим можно поделить на два режима: режим предельнопрерывистого тока (рис.6, а,б) и режим граничнонепрерывного тока (рис. 6,в,г). Отличие заключается в том, с какой стороны идет приближение к предельному режиму: в первом случае — от режима прерывистого тока, а во втором — от режима непрерывного тока.

Как видно с рис. 6,б,г, форма сетевого тока i_{Net} отличается для предельнопрерывистого и предельнонепрерывного режимов, и таким образом в предельной точкеλπ (λ=2π/m, для мостової схеми λ=2π/6=π/3) функции гармоник тока, коэффициента сдвига, коэффициента искажения, коэффициента гармоник имеют разрыв, изображенный на рис. 5,д,е.

Исследование непрерывного режима тока для подобного класса преобразователей произведены многими авторами, как отечественными, так и зарубежными и фактически гармоники сетевого тока колеблются с небольшой погрешностью в достаточно определенных границах [6].

Выводы.

1) Проанализировав электромагнитные процессы, протекающие между питающей сетью и цепью постоянного тока преобразователя частоты, установлено, что относительные гармоники тока в режиме прерывистого тока значительно превышают уровни, характерные для режима непрерывного тока.

2) В предельном режиме наблюдается разрыв функций гармоник тока и коэффициентов искажения, сдвига и мощности.

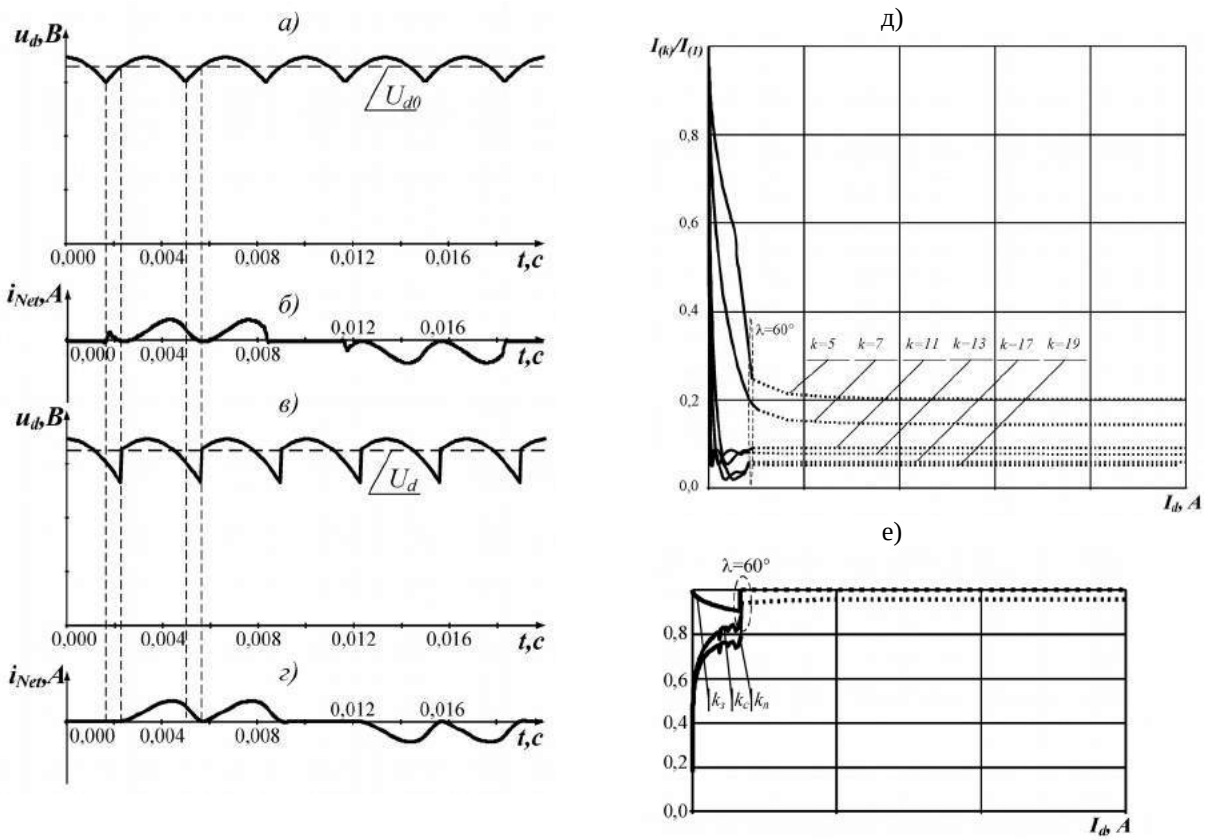


Рис. 6. Диаграммы выпрямленного напряжения преобразователя и сетевого тока для предельнонепрерывного (а,б) и предельнопрерывистого (в,г) режимов, относительные гармоники сетевого тока i_{Net} от уровня нагрузки преобразователя (д) и коэффициент сдвига $k_з$, коэффициент мощности k_n в зависимости от уровня нагрузки (е)

Список литературы: 1. *Авдєєв І.В.* Вплив на показники якості електроенергії вхідної індуктивності мережі, що живить частотно-регульований привод / [*І.В. Авдєєв, О.В. Немикіна, О.М. Климко та ін.*] // Електротехніка та електроенергетика. — №1, 2012. — С. 51–57. **2.** *Барутсков И.Б.* Гармонические искажения при работе преобразователей частоты / *И.Б. Барутсков, С.А. Вдовенко, Е.В. Цыганков* // Главный энергетик. – №6, 2011. – С. 5– 15. **3.** *Жеженленко И.В.* Электромагнитная совместимость потребителей : монография / [*И.В. Жеженленко, А.К. Шидловский, Г.Г. Пивняк* и др.]. – М.: Машиностроение, 2012. – 351. **4.** *Кольсун В.А.* Електроенергетичні характеристики перетворювачів частоти в аспекті розвитку альтернативної енергетики / [*В.А. Кольсун, Д.В. Риженков, В.М. Макодзьоб, О.М. Кулик*] // Матеріали конференції «Розвиток промисловості та суспільства». – Т.1. – 2016. – 271 С. **5**. *Пичкур Е.В.* Управление установкой электроцентробежных насосов с преобразователем частоты по критерию влияния на качество электрической сети / *Е.В. Пичкур, В.В. Козлов* // Вестник кибернетики. — №12, 2013. — С. 37–42. **6.** *Сінолиций А.П.* Аналітичні наближення в розрахунках енергетичних показників / *А.П. Сінолиций, В.А. Кольсун, М.В. Жуйков* // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика»/ Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2007. – С. 562 – 563. **7.** *Шипилло В.П.* Автоматизированный вентильный электропривод / *В.П. Шипилло*. — М.: 1969. — 400 с.

Bibliography (transliterated): 1. *Avdeev I.V.* Influence of input inductance of mains supplying frequency-controlled drive on power quality / [*I.V. Avdeev, O.V. Nemykina, A.N. Klymko etc*]. // Elektrotehnika ta elektroenergetyka. — №1, 2012. — P. 51–57. **2.** *Barutcu I. B.* Harmonic distortion in operating frequency converters / *I. B. Barutcu, S. A. Vdovenko, E. V. Tsygankov* // Glavnyj Energetik. – No. 6, 2011. – P. 5– 15. (Rus.). **3.** *Zhezhelenko I.V.* Electromagnetic compatibility of consumers : monograph / *[I. V. Zhezhelenko, A.K. Shidlovsky, G.G. Pivnyak etc]*. – M.: Mashinostroenie, 2012. – 351 p. (Rus.). **4.** *Kolsun V.A.* Electroenergetics factors of indirect power convertors in aspect of development of alternative energy / *[V.A. Kolsun, D.V. Ryzhenkov, V.M. Makojob, O.M. Kulyk]* // Materialy Konferentsii "Rozvytok promislovosti ta suspilstva". – Vol. 1. – 2016. – 271 p. (Ukr.). **5.** Pichkur Ye.V. The control of an electric submersible pump unit with frequency converter with a focus on influencing. the quality of electric main / *Ye.V. Pichkur, V.V. Kozlov* // Vestnyk kybernetyky. — №12, 2013. — P. 37–42. (Rus.). **6.** *Sinolitsyj A.P.* Analytic approximations in the calculation of energy factors / *A.P. Sinolitsyj, V.A. Kolsun, M.V. Zhuikov* // Zbirnyk naukovyh prac' Dniprodzerzhyns'kogo derzhavnogo tehnichnogo universytetu (tehnichni nauky). Tematychnyj vypusk «Problemy avtomatyzovanogo elektropryvoda. Teorija j praktyka»/ Dniprodzerzhyns'k: DDTU, 2007. – P. 562 – 563. (Ukr.). **7.** *Shipillo V.P.* Automated valve electric drive / *V.P. Shipillo.* — M.: 1969. — 400 p. (Rus.)

Поступила 31.05.2017

УДК 621.314.26

А. А. ШАВЁЛКИН, докт. техн. наук, проф., Киевский национальный университет технологий и дизайна.

СИЛОВОЙ АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ОДНОФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ В ВЫХОДНЫХ ФАЗАХ

Вступление. Вопрос обеспечения качества электрической энергии является одним из ключевых при решении вопросов энергосбережения. К тому же, показатели качества жестко нормируются современными стандартами [1,2]. Решение вопроса связано с применением фильтро-компенсирующих устройств (ФКУ) и силовых активных фильтров (САФ). На данный момент времени в качестве ФКУ для высоковольтных применений основной является схема с использованием тиристорного индуктивного регулятора в сочетании с резонансными LC фильтрами [3]. При этом тиристорный регулятор сам является источником высших гармоник низкого порядка (5-я, 7-я и т.д.) и не может использоваться без соответствующих фильтров. Такое решение предполагает использование громоздких реакторов в схеме индуктивного регулятора и фильтрах. Для подключения необходимо несколько высоковольтных ячеек для регулятора и фильтров. Реакторы размещаются вдали от металлоконструкций на бетонных основаниях. Предлагаются и решения совмещения тиристорных ФКУ с двухуровневым САФ. Перспективным является использование транзисторных схем САФ с использованием многоуровневых преобразователей, подключаемых к сети без трансформатора. Ряд решений с использованием NPC инверторов и каскадных схем с последовательным соединением автономных инверторов напряжения (АИН) декларируется в [4, 5]. Следует отметить, что каскадные многоуровневые преобразователи с последовательным соединением АИН в выходных фазах сейчас являются эталонным решением для высоковольтных электроприводов переменного тока. Схемы таких преобразователей достаточно сложны и, кроме АИН, включают в себя многообмоточный трансформатор с выпрямителями для питания АИН [3]. Отсутствие источников для питания АИН в схеме САФ существенно упрощает его реализацию и снижает стоимость. Достоинством такого решения является возможность использования в схеме низковольтных транзисторов при относительно небольшой частоте модуляции. Применение каскадных схем ориентировано на режим источника напряжения при использовании многоуровневой ШИМ (МШИМ). Вместе с тем, принцип САФ основан на использовании инвертора в качестве источника тока, который при суммировании с током нагрузки обеспечивает заданные показатели тока, потребляемого из сети переменного тока. При этом непосредственное формирование мгновенного значения тока в замкнутой по его отклонению системе регулирования обеспечивает качество отработки заданного значения с максимальным быстродействием. Вопрос использования каскадных схем САФ с последовательным соединением однофазных инверторов напряжения в режиме источника тока изучен недостаточно. При отсутствии изолированных источников постоянного тока для питания инверторов также возникает вопрос обеспечения заряда и стабилизации напряжений конденсаторов на входе АИН, что возможно при идентичной загрузке АИН. Задание режима источника тока для АИН обычно решается использованием релейного регулятора тока [3], однако при этом частота модуляции меняется в широких пределах. В [6] рассмотрен метод PRT, когда частота модуляции стабилизируется в узких пределах, но при этом отсутствует возможность синхронизации во времени работы АИН, которые формируют один ток. Перспективным для применения при последовательном соединении АИН является метод [7, 8] с использованием модулирующих напряжений, обеспечивающий фиксированную частоту модуляции при возможности реализации МШИМ.

Цель работы. Совершенствование принципов реализации параллельного САФ с последовательным соединением АИН в режиме источника тока.

Задачи исследования:

– разработка принципов реализации режима источника тока для последовательного соединения АИН с фиксированной частотой переключения транзисторов, задаваемой модулирующим напряжением при многоуровневой ШИМ;

– разработка структуры силовых цепей и системы управления САФ;

– разработка модели системы «сеть переменного тока – САФ – нелинейная нагрузка» и имитационное моделирование процессов в системе.

Основное содержание работы. Структурная схема каскадного САФ (КСАФ) с подключением к трехфазной сети переменного тока *G* и нелинейной нагрузке НН приведена на рис.1,а и включает в себя линию электропередач с сопротивлением (активно–индуктивным) $Z_{ЛЭП}$, высокочастотный фильтр $R_Ф C_Ф$, датчик напряжения сети ДН, датчик тока нагрузки ДТ, КСАФ с системой управления СУ САФ.

На рис. 1, б приведена структура силовых цепей КСАФ, содержащего в выходных фазах три однофазных мостовых АИН. Подключается КСАФ к сети посредством реакторов *L*, для измерения выходного тока фаз используются датчики тока ДТ. Схема АИН с конденсатором *C* в звене постоянного тока приведена на рис. 1, в. Напряжение u_d одного из АИН в каждой фазе измеряется датчиком напряжения ДН.

Подключается КСАФ через зарядные резисторы, которые после заряда конденсаторов АИН шунтируются контакторами (на рис. 1 не показаны).

© А.А. Шавёлкин, 2017

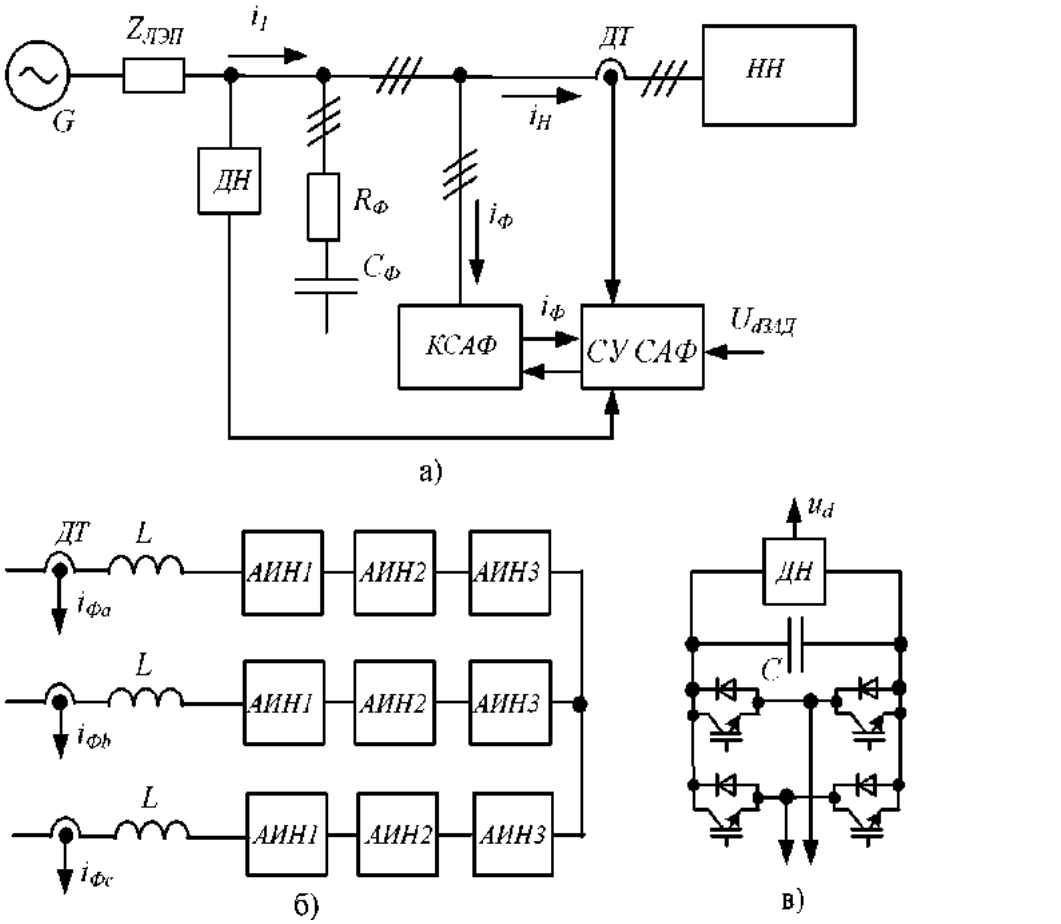


Рис. 1. Структурная схема подключения каскадного САФ (а), структура силовых цепей САФ (б), схема АИН (в)

Принцип работы САФ (при отсутствии нагрузки в цепи постоянного тока) основан на способности схемы АИН отработать практически любую форму тока. При этом поддержание постоянным среднего значения напряжения U_d на конденсаторах АИН исключает потребление или передачу САФ активной мощности.

Сигналы, соответствующие токам фаз нагрузки i_{Ha}, i_{Hb}, i_{Hc}, фильтра $i_{Фa}$, $i_{Фb}$, $i_{Фc}$, фазным напряжениям сети u_{1a}, u_{1b}, u_{1c}, а также напряжениям в цепи постоянного тока одного из АИН фазы u_{da}, u_{db}, u_{dc} посредством соответствующих датчиков вводятся в систему управления САФ (рис. 2). Внешним по отношению к контуру регулирования тока является регулятор напряжения РН (пропорционально – интегральный) в цепи постоянного тока и преобразователь координат ПК, обеспечивающие формирование сигналов тока фаз сети i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} (для каждой из трех фаз САФ).

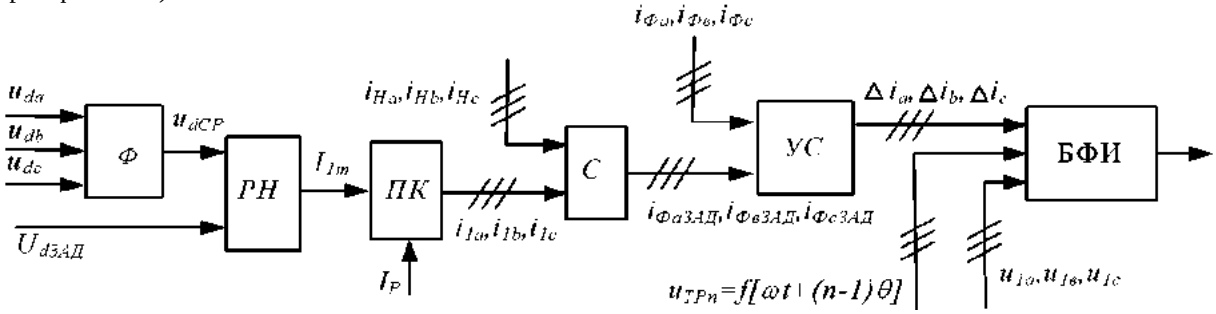


Рис. 2. Структура системы управления САФ

На входы РН подается заданное значение напряжения $U_{dЗАД}$ и его фактическое значение с выхода блока фильтра (Ф). Особенностью предложенного решения является использование в РН сигнала обратной связи по среднему значению напряжений на конденсаторах АИН в трех фазах (блок Ф на рис. 2) $u_d = \frac{u_{d_a} + u_{d_b} + u_{d_c}}{3}$.

Это преследует две функции: возможность реакции на мгновенное отклонение напряжения АИН какой-либо фазы и уменьшение постоянной времени фильтра, поскольку пульсации напряжения АИН с частотой 100 Гц сдвинуты согласно выходным токам на 120° и взаимно компенсируются.

Выходное напряжение РН является заданием амплитуды активной составляющей тока сети I_{1m} и поступает на вход ПК. ПК имеет также вход задания реактивной составляющей тока $I_Р$, что позволяет формировать ток

сети с заданным значением коэффициента мощности. ПК осуществляет преобразование из системы координат *d-q*, где I_d (I_{1m}), I_q ($I_Р$) – соответственно, активная и реактивная составляющие тока, вращающиеся с частотой ω (угловая частота напряжения сети) в неподвижную систему координат *а, в, с*:

$$\begin{aligned} i_{1a} &= I_d \cdot \sin \omega t + I_q \cdot \cos \omega t; \\ i_{1b} &= I_d \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) + I_q \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3); \\ i_{1c} &= I_d \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3) + I_q \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3). \end{aligned} \quad (1)$$

Несоответствие активной составляющей тока сети и нагрузки приводит к циркуляции активной мощности между сетью и цепью постоянного тока САФ и, поскольку нагрузка у него отсутствует, к заряду или разряду конденсаторов АИН (изменению u_d). Работа же РН и заключается в поддержании напряжения на заданном уровне $u_d = U_{d3АД}$.

Значения токов сети i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} поступают на сумматор (С), где формируется задание тока в выходных фазах САФ как разность значения тока фазы нагрузки и значения тока сети $i_{фа3АД} = i_{Нa} - i_{1a}$. Формирование импульсов управления транзисторами САФ осуществляется блоком формирования импульсов (БФИ) в соответствии с сигналом отклонения тока фазы $\Delta i_Ф = i_{фЗАД} - i_ф$ (с выхода узла сравнения УС). БФИ реализует предложенный принцип формирования выходного тока фаз САФ, когда формирование импульсов управления ключами АИН*n* (при биполярной модуляции) осуществляется путем сравнения по уровню напряжения, соответствующего Δi, с модулирующим напряжением u_{TPn} симметричным относительно нуля [7].

При этом напряжение АИН принимает два значения: U_d, если $\Delta i < u_{TP}$, $-U_d$, если $\Delta i \geq u_{TP}$. Модулирующие напряжения АИН ($u_{TP1} \div u_{TPn}$) в выходной фазе сдвинуты на угол $\theta = 2\pi / n$ (*n* – количество последовательно соединенных АИН), в данном случае (*n*=3) на угол 120°.

Для обеспечения равенства нулю среднего за период модуляции значения отклонения тока Δi используется коррекция закона изменения модулирующего напряжения фазы САФ с учетом напряжения данной фазы сети $u_{TP1} = u_{TP} - k \cdot u_1$ ($k = U_{mTP} / U_{1Фm}$, U_{mTP} – амплитуда модулирующего напряжения).

Особенностью данного принципа управления является то, что период $\Delta i(t)$ должен быть не меньше периода модулирующего напряжения. При этом значение частоты модуляции

$$f_M \geq \frac{aU_{1Фm}}{4 \cdot \Delta I_m \cdot L \cdot n^2}, \quad (2)$$

где $a = \frac{nU_d}{U_{1Фm}}$ – относительное значение напряжения в звене постоянного тока АИН, ΔI_m – максимальное значения амплитуды пульсаций выходного тока, *L* – индуктивность реактора.

Значение индуктивности реактора может выбираться из следующих соображений. Увеличение *L* позволяет уменьшить частоту модуляции, но при этом увеличивается падение напряжения на реакторе и увеличиваются габариты реактора. С другой стороны способность отработки произвольных законов изменения тока предполагает высокую скорость изменения тока, при этом следует либо увеличивать напряжение или уменьшать индуктивность. При известных параметрах нагрузки, к которой подключается САФ

$$L = \frac{U_{1Фm}(a-1)}{\left|\frac{di_H}{dt}\right|_{MAX}}, \quad (3)$$

где $\left|\frac{di_H}{dt}\right|_{MAX}$ – максимальное значение скорости изменения тока нагрузки.

Некоторую особенность имеет формирование многоуровневой кривой выходного напряжения КСАФ с последовательным соединением *n* АИН и биполярной модуляцией выходного напряжения. При этом напряжение АИН принимает два значения *U* и *-U*. Максимальное количество уровней результирующего выходного напряжения составляет *K*=*n*+1. Так при *n*=3 и напряжении на входе АИН, равному U_d результирующее напряжение принимает значения $3U_d$, $2U_d$, $-2U_d$, $-3U_d$. Для сравнения в схеме каскадного преобразователя с однополярной модуляцией напряжения АИН [3] *K*=2*n*+1. Т.е. вместо *K*=7 получаем только *K*=4. Но, что касается эквивалентной частоты модуляции результирующего напряжения каскадной схемы, то она, как и при однополярной модуляции увеличивается в *n* раз. Это позволяет пойти на снижение частоты модуляции для АИН. Лучшие показатели могут быть обеспечены при использовании однополярной модуляции, реализация которой имеет определенные особенности и является предметом отдельного исследования.

Результаты моделирования. Для моделирования использован программный пакет Matlab. Разработаны модели отдельного АИН и их каскадного соединения с системой управления. Структура модели системы «сеть переменного тока – САФ – нелинейная нагрузка» выполнена в соответствии со структурой на рис. 1. Частота модуляции 4 кГц. В качестве нагрузки использованы трехфазный тиристорный преобразователь ТП постоянного тока с дросселем в выходной цепи (нелинейная нагрузка) в сочетании с активно–индуктивной нагрузкой ($\cos\varphi$=0.8).

Осциллограммы напряжения в звене постоянного тока одного АИН фазы *а* u_{da1} и среднего значения для трех фаз u_{dCP}, результирующего напряжения фазы САФ $u_{АИН}$ и выходного одного АИН $u_{АИН1}$, а также выходного тока САФ $i_{Фa}$ при нелинейной нагрузке приведены на рис. 3.

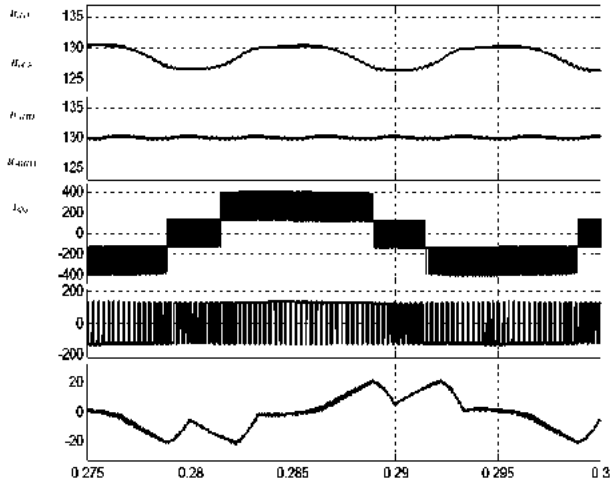


Рис.3. Осциллограммы напряжений и тока САФ

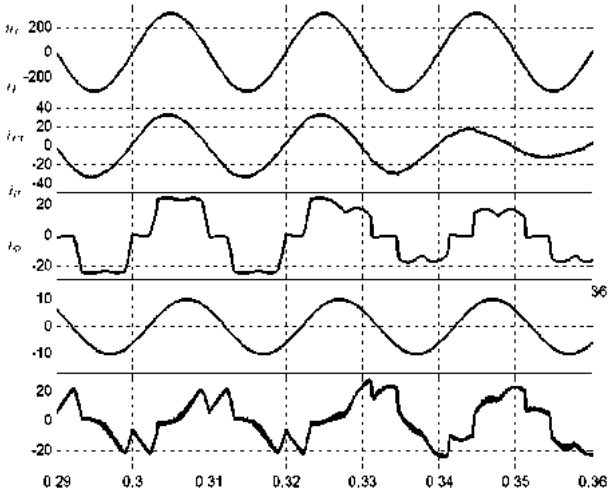


Рис. 4. Осциллограммы напряжения и тока фазы сети, тока ТП, тока активно-индуктивной нагрузки и тока фазы САФ

На рис. 4 приведены осциллограммы напряжения u_1 и тока i_1 фазы сети, тока ТП $i_{ТП}$, тока активно-индуктивной нагрузки $i_Н$ и тока фазы САФ $i_Ф$. В момент времени t=0.325 с угол отпирания ТП изменяется с 10° до 50°. Как видим, это изменение тока отрабатывается практически без переходных процессов в схеме.

Выводы. Предложенные принципы реализации каскадного САФ в режиме источника тока позволяют объединить возможности многоуровневого формирования напряжения с высоким быстродействием, что способствует повышению эффективности работы фильтра при нелинейной нагрузке. Дальнейшим направлением работы является исследование работы САФ при использовании однополярной модуляции и увеличении количества АИН в выходной фазе, что позволит снизить частоту модуляции и напряжение ключей.

Список литературы: 1. EEE Standard 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, Jun. 1992. **2.** ГОСТ13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Госстандарт, 1998.- Введен в Украине с 01.01.2000. **3.** *Шавьолкін О. О.* Енергетична електроніка: навч. посібник / О. О. Шавьолкін; Київський нац. ун-т. технологій та дизайну. – Київ: КНУТД, 2017. – 396 с. **4.** *Шавёлкин А.А.* Использование трехуровневой топологии в силовых активных фильтрах /А.А. Шавёлкин // Проблеми та перспективи розвитку технічних засобів транспорту та систем автоматизації: Матеріали мнтк. – Харків: ХНУМГ ім. О.М. Бекетова, 2014. – С.93-95. **5.** *Пронин М.* Активные фильтры высших гармоник. Направления развития/ М. Пронин// Новости электротехники №2(38) 2006, news.elteh.ru. **6.** Sung-Hun Ko. A Grid-Connected Photovoltaic System with Direct Coupled Power Quality Control / Sung-Hun Ko, Seong-Ryong Lee, Hooman Dehbonei, C.V. Nayar// IEEE Transactions, 2006.- pp.5203-5208. **7.** *Шавёлкин А.А.* Автономные инверторы и устройства на их базе/ Шавёлкин А.А.//. LAP LAMBERT Academic Publishing RU. – 2017. - 405 с. **8.** *Шавьолкін О.О.* Реалізація режиму джерела струму для каскадної схеми з послідовним з'єднанням однофазних інверторів напруги/ О.О. Шавьолкін, Г.П. Росінська // Вісник КНУТД.- К.: КНУТД, 2016. - №6(104). – С. 68-76.

Bibliography (transliterated): 1. EEE Standard 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, Jun. 1992. Print. **2.** GOST13109-97. Elektricheskaya energiya. Sovmestimost' tekhnicheskikh sredstv elektromagnitnaya. Normy kachestva elektricheskoy energii v sistemakh elektrosnabzheniya obshchego naznacheniya. M.: Gosstandart, 1998.- Vveden v Ukraine s 01.01.2000. Print. **3.** Shav'olkín O. O. "Yenergetichna yelektroníka: navch. posíbnik " *Kiívs'kiy nats. un-t. tekhnologíy ta dizaynu.* – Kiív: KNUTD, 2017. – 396 s. Print. **4.** Shavelkin A.A. "Ispol'zovaniye trekhurovnevoy topologii v silovykh aktivnykh fil'trakh" *Problemi ta perspektivi rozvitku tekhníchnikh zasobív transportu ta sistem avtomatizatsíí: Materíali mntk.* – Kharkív: KHNUMG ím. O.M. Beketova, 2014. – S.93-95. Print. **5.** Pronin M. "Aktivnyye fil'try vysshikh garmonik. Napravleniya razvitiya" *Novosti elektrotekhniki* №2(38) 2006, news.elteh.ru. **6.** Sung-Hun Ko, Seong-Ryong Lee, Hooman Dehbonei, C.V. Nayar. A Grid-Connected Photovoltaic System with Direct Coupled Power Quality Control. IEEE Transactions, 2006.- pp.5203-5208. **7.** Shavelkin A.A. Avtonomnyye invertory i ustroystva na ikh baze. LAP LAMBERT Academic Publishing RU. – 2017. - 405 s. **8.** Shav'olkín O.O., Rosíns'ka G.P. "Realízatsíya rezhimu dzherela strumu dlya kaskadnoí skhemi z poslídovnim z'êdnannyam odnofaznikh ínvertorív naprugi" *Vísnik KNUTD.- K.: KNUTD*, 2016. - №6(104). – S. 68-76. Print.

Поступила 01.05.2017

УДК 624.314

А. Ф. ЖАРКІН, чл.-кор. НАНУ, докт. техн. наук, заст. дир. з н.р., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
А. Г. ПАЗЄЄВ, канд. техн. наук., ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
В. О. НОВСЬКИЙ, докт. техн. наук, пров. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
Д. О. МАЛАХАТКА, інж. 1-ї кат., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ.

ЯКІСТЬ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ТРИФАЗНИХ АКТИВНИХ КОРЕКТОРІВ КОЕФІЦІЄНТУ ПОТУЖНОСТІ

Вступ. Одним з напрямків побудови систем електроживлення (СЕЖ) автономних об'єктів та відповідальних споживачів відносно великої потужності є комбінований принцип. За ним живлення окремих пристроїв електронної апаратури здійснюється від низки джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ), які самі живляться від стабільної проміжної мережі постійної напруги. Таку мережу створює спільний для всієї системи вхідний трифазний перетворювач (ВТП). Як зазначено у літературі [1 – 4], до переваг таких систем можна віднести можливість значного підвищення надійності за умови побудови за модульним принципом та введенням незначного резервування та широкі можливості нарощування потужності шляхом підключення додаткових модулів. Крім того, при використанні в якості ВТП трифазних активних коректорів коефіцієнту потужності (АККП), що побудовані на основі однофазних модулів АККП, можливе забезпечення як підвищеної надійності, так і найжорсткіших норм сучасних стандартів по забезпеченню ЕМС напівпровідникових перетворювачів з мережею живлення.

Розглянемо спрощену структурну схему СЕЖ, яку наведено на рис. 1. Живлення СЕЖ здійснюється від первинного джерела електроенергії, в якості якого можуть виступати автономний генератор або мережа напруги загального використання (на схемі представлені трьома джерелами ЕРС E_a, E_b, E_c, що утворюють трифазну систему, та еквівалентними опорами Za – Z0). До первинного джерела безпосередньо підключені однофазні (Z1 -Z3) та трифазне (Z4 - Z6) навантаження і ВТП з системою зворотного зв'язку (СЗЗ). Всі навантаження живляться від ДВЕЖ з вихідними напругами $U_1 – U_n$, необхідного рівня та форми. ДВЕЖ в свою чергу підключені до проміжної мережі постійної стабілізованої напруги $U_{пром}$, що утворюється ВТП.

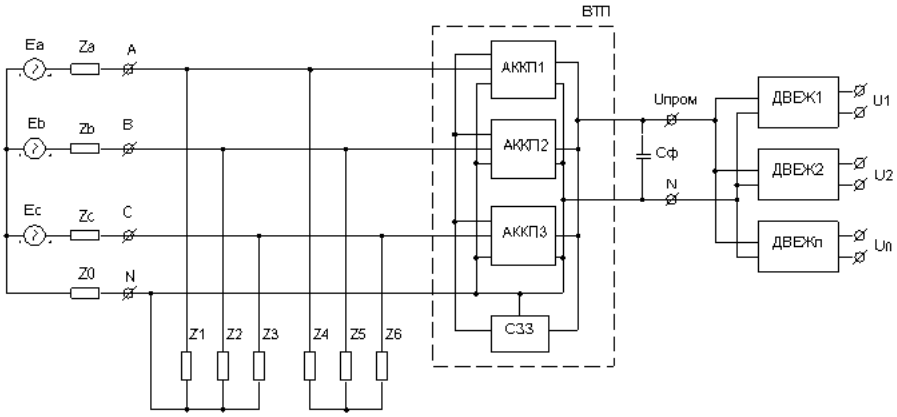


Рис. 1. Структурна схема СЕЖ.

ВТП є трифазним АККП і складається з трьох однофазних модулів АККП1-АККП3, підключених до фазних напруг джерела живлення та з'єднаних паралельно по виходу. Кожен з модулів АККП має свою систему керування (СК) та використовує спільну систему зворотного зв'язку. До виходу ВТП приєднано ємність вихідного фільтру $C_ф$ і навантаження $R_н$ (ДВЕЖ). Так як СЗЗ є спільною для трьох модулів АККП, то при симетричній вхідній мережі, симетричних однофазних і трифазних навантаженнях та однакових параметрах силових елементів модулів та їх СК забезпечується рівномірне навантаження кожного з АККП. В такому випадку трифазний АККП по відношенню до первинного джерела електроенергії є аналогом симетричного активного навантаження, а в СЕЖ мають місце симетричні режими. Наведений в [2] аналіз електромагнітних процесів у ідеальному з точки зору ЕМС з мережею трифазному АККП показав, що коли від симетричної мережі споживаються синусоїдальні, симетричні струми, синфазні з напругами живлення, то по відношенню до мережі такий перетворювач є аналогом активного, лінійного та симетричного навантаження, причому в сталих режимах вхідна потужність перетворювача не залежить від часу, а пульсації вихідної напруги, кратні частоті мережі, відсутні. Тому відпадає потреба у застосуванні фільтруючих елементів зі значними масогабаритними показниками на його виході, що призводить до покращення показників ВТП та СЕЖ в цілому.

Однак навіть при симетричній системі напруг первинного джерела електроенергії в наведеній СЕЖ можливі несиметричні режими, обумовлені неоднаковими навантаженнями фаз. В таких випадках аналіз роботи вхідного трифазного перетворювача з метою вибору значень параметрів елементів та СК і СЗЗ необхідно проводити з урахуванням можливої несиметрії трифазної системи напруг на його вході.

© А.Ф. Жаркін, А.Г. Пазєєв, В.О. Новський, Д.О. Малахатка, 2017

Метою роботи є дослідження впливу параметрів системи керування, системи зворотного зв'язку та вихідного фільтру на якість вихідної напруги трифазних АККП, що побудовані на основі однофазних модулів в стаціонарних симетричних і несиметричних режимах роботи.

Виклад основного матеріалу. Багатомодульний ВТП може бути утворений на основі однофазних АККП з гальванічним зв'язком входу і виходу та вихідною напругою, що може бути обрана на рівні амплітудного значення вхідної напруги, які було запропоновано в [5]. Такі модулі однофазних АККП можуть бути поєднані в багатомодульний трифазний АККП без використання додаткових засобів. Структурна схема трифазного перетворювача наведена на рис. 2. Номінальне значення вихідної напруги обрано близьким до максимального значення амплітуди фазної вхідної напруги, а саме 350В. Так як у ВТП кожен з модулів АККП підключений на фазну напругу, їх робота в частині примусового формування вхідного струму в трифазній схемі не відрізняється від роботи в однофазній схемі. Електромагнітні процеси в однофазних перетворювачах були детально розглянуті в [5, 6], тож зазначимо головне.

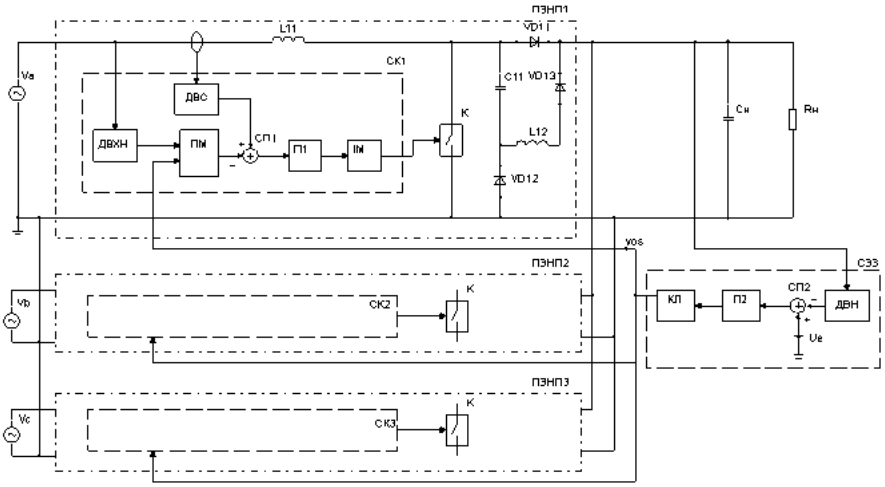


Рис. 2. Структурна схема трифазного АККП.

У СК кожного модуля за еталонний сигнал приймається сигнал з виходу перемножувача ПМ, який утворюється шляхом аналогового перемножування сигналів з ДВХН та СЗЗ. Еталонний сигнал прямо пропорційний відповідній фазній напрузі, а його рівень залежить від сигналу зворотного зв'язку *vos*. Сигнал *vos* виробляється спільною СЗЗ і є однаковим для всіх модулів. У СК порівнюються еталонний сигнал та сигнал з датчика вхідного струму, на основі чого виробляється імпульсна послідовність керування ключем змінного струму К таким чином, щоб сформувати вхідний струм, що близький до еталонного сигналу. Автоматичне керування рівнем еталонного сигналу дає змогу керувати рівнем потужності, що споживається від мережі живлення, а значить і забезпечувати стабілізацію вихідної напруги ВТП. По виходу АККП з'єднані паралельно, та підключені до конденсатору вихідного фільтру $C_н$, який згладжує високочастотні пульсації вихідної напруги, обумовлені імпульсним характером процесів у АККП та пульсацією вхідної потужності при несиметричній вхідній напрузі.

Проведемо аналіз роботи трифазного перетворювача зі стабілізованою вихідною напругою у режимах симетрії та несиметрії вхідної напруги. Дослідження проведемо за допомогою пакету MC9 на імпульсній моделі, схему якої представлено на рис. 3. Вона складається з трьох ідентичних схем імпульсних моделей однофазних перетворювачів, які поєднано у трифазну систему згідно структурної схеми рис. 2. Схеми імпульсних моделей однофазних перетворювачів описані у [7]. Вхідна трифазна система напруг утворена джерелами синусоїдальної напруги V_a, V_b, V_c, які визначаються виразами

$$\begin{aligned} V_a &= k_A U_m \sin \omega t; \\ V_b &= k_B U_m \sin(\omega t + \phi_B); \\ V_c &= k_C U_m \sin(\omega t + \phi_C), \end{aligned} \qquad (1)$$

де k_A, k_B, k_C – коефіцієнти, що відображують відхилення амплітуди напруг фаз A, B, C від номінального значення, φ_B , φ_C – фазовий зсув фаз B та C відносно фази A. Резистори R_a, R_b, R_c та R_{nul} відповідають опорам фазного та нульового проводів мережі. Конденсатори C21 – C23 на виході модулів АККП встановлені для покращення комутаційних процесів, мають ємність у одиниці мікрофарад і суттєво не впливають на характер процесів у вихідних ланцюгах. Резистори R_{2a}, R_{2b}, R_{2c} та R_{out} використовуються як шунти для вимірювання вихідних струмів модулів АККП та сумарного вихідного струму ВТП. Враховуючи, що струм крізь R_{out} має імпульсний характер, для його вимірювання використано інтегруючу ланку з елементів R_{f1}=R_{f2}=1кОм, C_{f1}=0,2мкФ. При R_{out}=0,01Ом сигнал V(CIOUT)×200, рівний напрузі на C_{f1}, дорівнює середньоінтегральному на періоді комутацій значенню вихідного струму. Інші елементи в імпульсній моделі трифазного перетворювача відповідають аналогічним елементам однофазної імпульсної моделі. Вихідний фільтр представлений конденсатором $C_н$, а навантаження – резистором $R_н$. У схемі СЗЗ моделі датчик вихідної напруги ДВН виконаний у вигляді джерела напруги, керованого напругою E4, з коефіцієнтом передачі 1/70; джерело еталонної напруги U_e - у вигляді джерела постійної напруги V1; система порівняння СП2 виконані у вигляді суматора X15 з коефіцієнтами передачі входів «-1» та «1»; підсилювач сигналу зворотного зв'язку П2 виконаний як обмежуюча ланка X14 з коефіцієнтом передачі 40 та рівнями обмеження [-10,10]; корегувальна ланка (КЛ) виконана у вигляді найпростішого фільтру на R_{k1}, $R_{к2}$, $C_{кл}$ (R_{k1}=$R_{к2}$=10кОм); обмежувач сигналу X13 введений для обмеження сигналу зворотного зв'язку

(vos на схемах) у межах [0,1], що моделює можливість фізичної реалізації каналу зворотного зв'язку на реальних компонентах. Абсолютні величини параметрів елементів вказані тут і далі, як приклад, для можливості проведення аналізу за допомогою пакету МС9.

Параметри силових елементів моделі та СК кожного з АККП були обрані на основі аналізу роботи однофазних перетворювачів для мінімізації спотворень вхідного струму [6] та забезпечення необхідної сумарної потужності трифазного перетворювача, що дорівнює потрійній потужності кожного з модулів. Параметри елементів СЗЗ були обрані для забезпечення номінальної вихідної напруги у 350В з роботи [8]. Параметри вихідної ємності та навантаження обирались дискретно, так як метою моделювання було отримати загальні оцінки роботи однофазних АККП, які поєднано у ВТП.

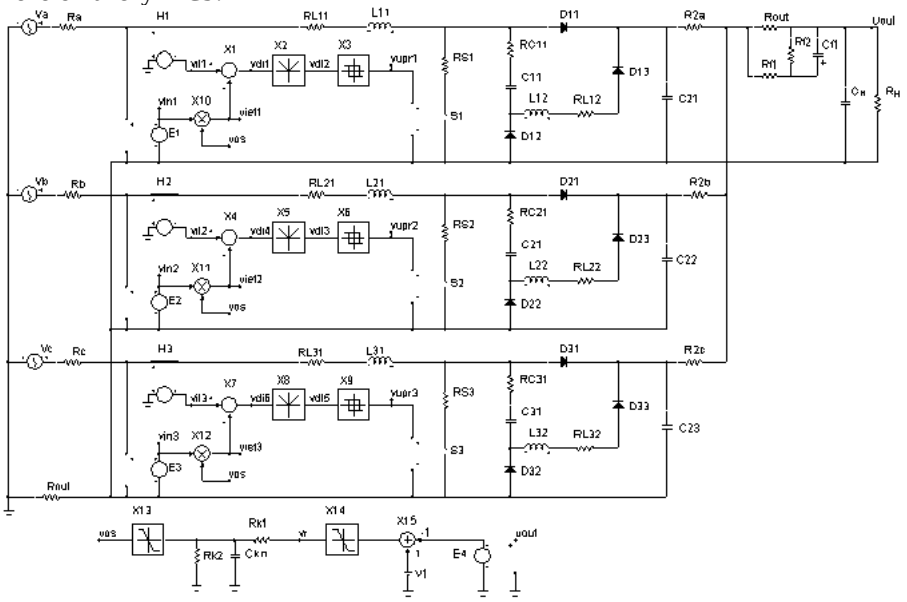


Рис. 3. Схема імпульсної моделі ВТП.

На імпульсній моделі трифазного перетворювача було проведено комплекс розрахунків у пакеті схемо технічного моделювання МС9 для різних вхідних даних. Контролю підлягали вхідні фазні струми (сигнали V(VIL1) – V(VIL3)), сигнали з датчиків вхідної напруги (V(VIN1) – V(VIN3)), вихідна напруга ВТП $U_н$ (сигнал V(UOUT)), струм у нульовому проводі I(Rnul), сигнал зворотного зв'язку v(vos) та сигнал V(CIOUT)×200.

Проведемо дослідження **симетричного** режиму, для якого значення коефіцієнтів k_A, k_B, k_C дорівнюють одиниці, фазові зсуви вхідних напруг фаз В та С дорівнюють $\varphi_B = -2\pi/3$, $\varphi_C = -4\pi/3$. Значення параметрів інших елементів моделі прийняті такими: L_{11}-L_{22}=20 мГн, C_{11}-C_{31}=1 мкФ, коефіцієнти передачі датчиків вхідної напруги E1-E3, які дорівнюють коефіцієнту k_1 , обрані для забезпечення вихідної потужності у 1,5 кВт при найменшій вхідній напрузі.

Звернемось до рис. 4 та рис. 5. На них представлені результати розрахунків величин, що підлягали контролю, для значень ΔI=0,62А, $C_н$=600мкФ, $R_н$=82Ом та значень ємності КЛ $C_{кл}$, що дорівнюють 0,1 мкФ та 5 мкФ.

З порівняння графіків вхідного струму V(VIL1) – V(VIL3) видно, що при менших значеннях ємності $C_{кл}$ вхідні фазні струми зазнають значних спотворень, що обумовлено відносно великою амплітудою пульсацій та несинусоїдальною формою сигналу зворотного зв'язку v(vos). Таку форму сигналу v(vos) при малих значеннях $C_{кл}$ (тобто при слабкій фільтрації низькочастотної складової сигналу різниці *vr*) можна пояснити не ідеальністю АККП та СК у частині формування вхідного струму та імпульсним характером останнього, що призводить до присутності в вихідному струмі ВТП (сигнал V(CIOUT)×200 на граф.) навіть при симетричній вхідній напрузі високочастотної складової, у спектрі якої присутня яскраво виражена гармоніка з потрійною частотою мережі.

З графіків V(UOUT) видно, що у вихідній напрузі перетворювача присутні пульсації на потрійній частоті мережі, рівень яких при незмінній ємності вихідного фільтру залежить від значень ємності КЛ, при цьому при більших значеннях $C_{кл}$ (5мкФ) пульсації менші (рис. 5).

У той же час при ємності $C_{кл}$=0,1мкФ (рис.4) рівень пульсацій вихідної напруги зменшується, але зростають спотворення форми вхідних струмів. Такий перебіг процесів при менших значеннях $C_{кл}$ можна пояснити тим, що при малих $C_{кл}$ фазовий зсув сигналу v(vos) відносно фази

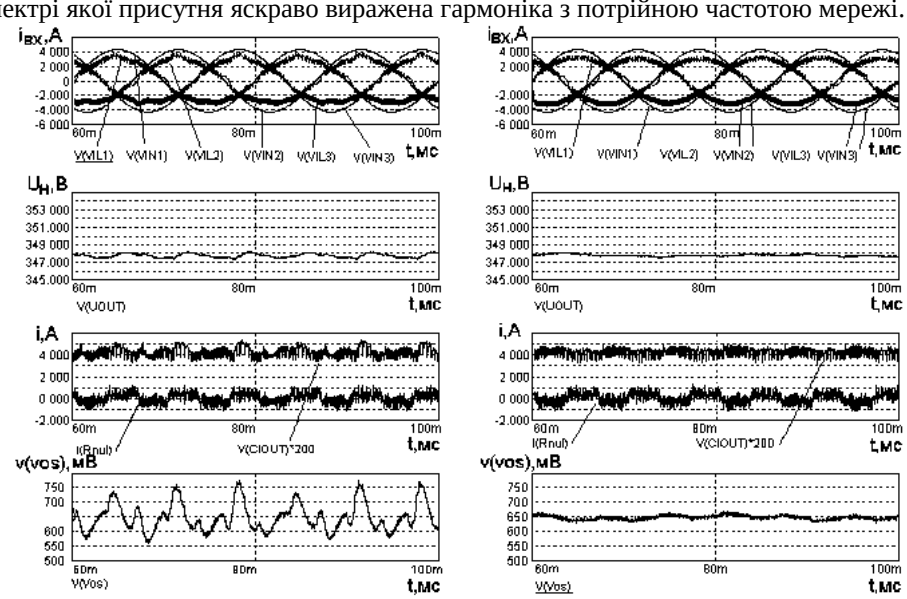


Рис.4. Симетричний режим: $C_{кл}$=0,1мкФ. Рис.5. Симетричний режим $C_{кл}$=5мкФ.

вихідної напруги наближується до 180^0, тож сигнал на виході СЗЗ має таку форму, аби зменшити пульсації напруги за рахунок зміни вихідного струму ВТП, при цьому зазнає спотворення форма вхідного струму.

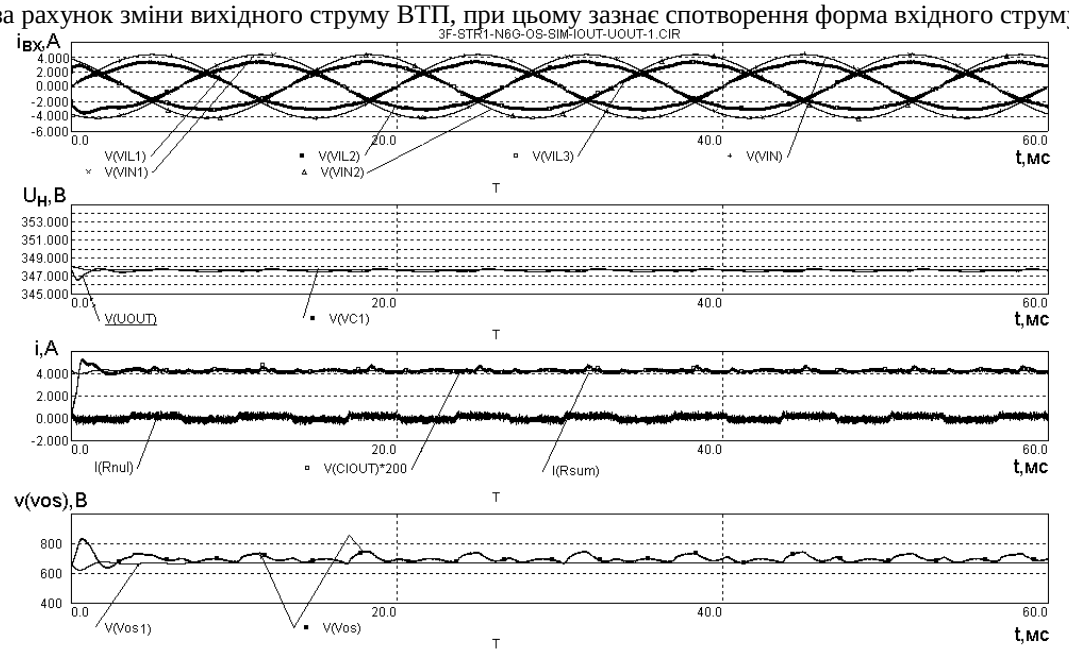


Рис. 6. Симетричний режим: ΔI=0,32А, $C_н$=600мкФ, $C_{кл}$=0,1мкФ.

Для перевірки припущення про значний вплив на описані процеси такого інтегрального показника СК як відхилення вхідного струму від еталону були проведені розрахунки роботи схеми при значеннях ΔI=0,32А, $C_н$=600мкФ та $C_{кл}$=0,1мкФ, результати яких наведено на рис.6. Порівнюючи їх з графіками на рис. 4 (на якому також $C_{кл}$=0,1мкФ) можна побачити, що при зменшенні відхилення вхідного струму від еталону як рівень пульсацій вихідної напруги, так і спотворення вхідного струму зменшуються, вихідний струм ВТП має значно кращу форму, його середньоінтегральне на періоді комутацій значення наближується до постійного в усталеному режимі. Такий результат свідчить про переважаючий вплив не ідеальності СК у частині формування вхідного струму на пульсації вихідної напруги у трифазному перетворювачі в симетричних режимах, а також про можливість забезпечити прийнятні форму як вхідного струму, так і вихідної напруги при відповідному та узгодженому виборі параметрів системи керування та параметрів системи зворотного зв'язку.

Відомо, що за малих значень сталої часу корегувальних ланок у системах зі стабілізацією вихідної напруги значно покращуються такі параметри перехідних процесів, як час встановлення вихідної напруги при перемиканнях навантаження та можливі викиди та провали вихідної напруги. Тож можливість забезпечення малих значень сталої часу корегувальної ланки при збереженні досить низьких значень спотворення вхідного струму, що обумовлені негативним впливом на еталонний сигнал струму системи зворотного зв'язку, є позитивною властивістю трифазних перетворювачів змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності у симетричних режимах вхідної трифазної напруги.

Досягнення оптимальних параметрів СК, значень вихідної ємності та параметрів СЗЗ для вказаного режиму роботи перетворювача виходять за рамки мети роботи і потребують додаткових досліджень.

На рис. 4 – рис. 6 наведено криву струму у нульовому проводі I(Rnul). Порівнюючи графіки відмітимо, що у кривій струму крім високочастотних складових наявні пульсації з потрійною частотою мережі, при чому їх рівень також залежить від значення Δ*I*, і при зменшенні Δ*I* зменшується пропорційно. Так для наведених прикладів розрахунків роботи перетворювача потужністю 1,5кВт рівень пульсацій струму у нульовому проводі на потрійній частоті мережі складає приблизно 0,35А при ΔI=0,62А та 0,27А при ΔI=0,32А.

Розглянемо надалі **несиметричний** режим роботи перетворювача. Аналіз проведемо при розрахунках роботи ВТП на імпульсній моделі, схему якої наведено на рис.3. Приймемо, що фазова несиметрія відсутня, а коефіцієнти k_A, k_B, k_C знаходяться у співвідношенні 1,1:1:0,9, що значно перевищує встановлені стандартом ДСТУ EN50160:2014 норми допустимої несиметрії напруг низьковольтної мережі, але цілком вірогідне у автономних СЕЖ. Розрахунки проведемо при значеннях опору навантаження $R_н$=82Ом та параметрах СК та СЗЗ такими ж, як і при аналізі симетричного режиму. Графіки вихідного струму ВТП зсунуті вгору на 2А.

На рис. 7 наведені графіки, отримані в результаті розрахунків при значеннях $C_н$ =600мкФ та $C_{кл}$=1мкФ. З них видно, що вхідні фазні струмі ВТП зазнають значних спотворень, пульсації вихідної напруги мають виражений несинусоїдальний характер, наявні значні періодичні несинусоїдальні пульсації сигналу зворотного зв'язку, підвищений рівень пульсацій вихідної напруги та вихідного струму ВТП на подвійній частоті мережі. Такий перебіг процесів в перетворювачі пояснюється незадовільним коефіцієнтом передачі КЛ СЗЗ, що призводить до спотворень еталонних сигналів струму і через це до негативного впливу на показники якості як вхідного струму так і вихідної напруги. Для їх покращення необхідно збільшити ємність конденсатора КЛ $C_{кл}$.

Звернемось до рис. 8 та рис. 9, на яких наведено результати розрахунків при тій же ємності вихідного фільтру $C_н$ та значеннях ємності $C_{кл}$, що дорівнюють 5 мкФ та 10 мкФ відповідно. З аналізу графіків вихідної напруги та вхідних струмів на цих рисунках помітно, що при несиметричному режимі вхідних напруг у вихідній стабілізованій напрузі ВТП переважають пульсації з подвійною частотою мережі, причому при меншому значенні ємності $C_{кл}$ пульсації вихідної напруги більші, а вхідні фазні струми зазнають спотворень.

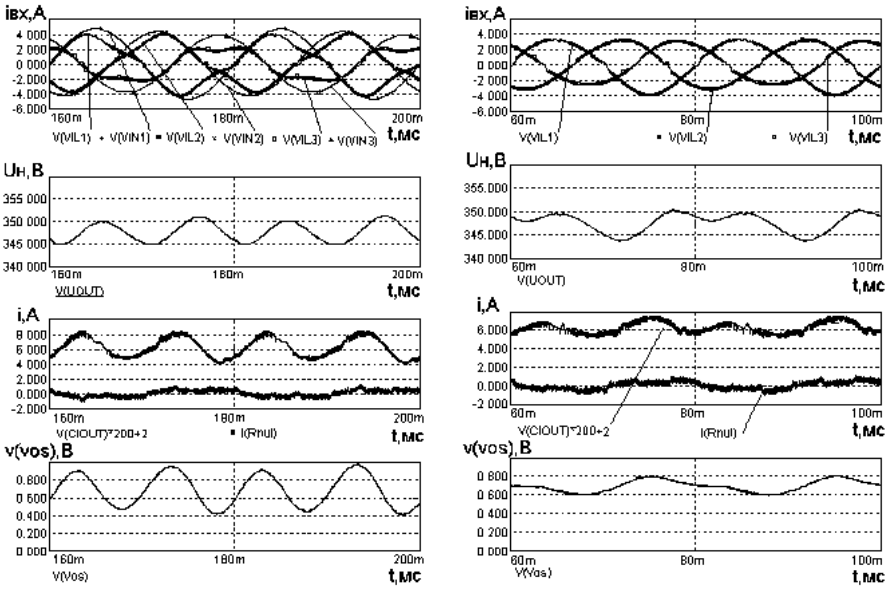


Рис.7. Несиметричний режим, $C_{кл}$=1мкФ. Рис.8. Несиметричний режим, $C_{кл}$=5 мкФ.

З аналізу графіків вхідних струмів на рис. 9 видно, що форма кривих фазних струмів у несиметричному режимі при $C_{кл}$=10мкФ є наближеною до синусоїдальної, а амплітудні значення вхідних струмів різняться приблизно так же, як і значення еталонних сигналів струму. Це пояснюється відносно великим коефіцієнтом фільтрації КЛ за прийнятих параметрів елементів та пропорційності еталонних сигналів струмів фазним напругам мережі.

З аналізу результатів розрахунків, які наведені на рис. 9 можна зробити висновок, що при відповідному виборі параметрів СК, С33 та значень вихідної ємності, можливо забезпечити наближену до синусоїдальної форму вхідних струмів при відносно невеликих значеннях пульсацій вихідної напруги.

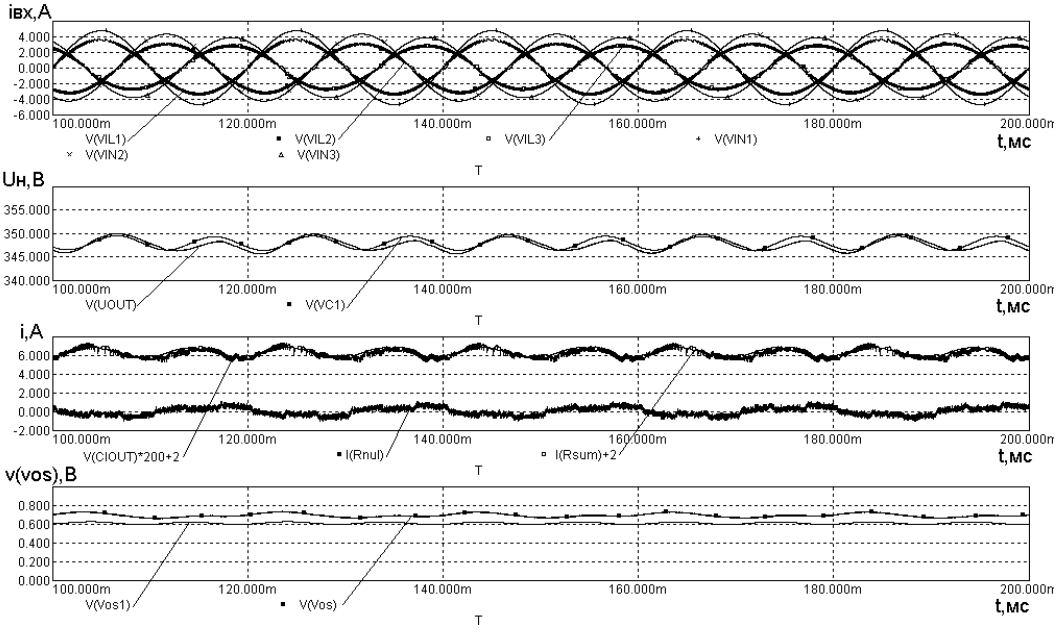


Рис. 9. Несиметричний режим. $C_н$=600мкФ, $C_{кл}$=10мкФ.

Висновки. Підсумовуючи результати наведеного аналізу роботи трифазного перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнта потужності зробимо наступні висновки.

1. Запропонована схема однофазного перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності та гальванічним зв’язком входу з виходом дозволяє на її основі побудувати трифазні перетворювачі, шляхом простого підключення окремих однофазних модулів до фазних напруг мережі, та їх паралельного з’єднання по виходу. При цьому можливо забезпечити високі значення електромагнітної сумісності з мережею та, на відміну від інших способів побудови ВТП, з'являється можливість забезпечення вихідної напруги на рівні максимального значення амплітуди фазної напруги мережі (350В для мереж 380/220В у наведених прикладах).

Робота кожного з однофазних модулів в частині формування вхідного струму не відрізняється від їх роботи у однофазній мережі. В той же час процеси у вихідних ланцюгах трифазного перетворювача змінної наруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності в значній мірі залежать від характеру вхідної трифазної системи напруг.

2. В симетричних режимах мережі у вихідній напрузі перетворювача присутні гармоніки нульової послідовності, наявність яких пов'язана з імпульсним характером формування вхідного струму та присутністю гармонік нульової послідовності у вихідному струмі однофазних модулів. Це викликано обмеженими значеннями реальних параметрів силових реактивних та перемикаючих елементів АККП, неідеальністю СК (тобто присутністю визначеного відхилення вхідного струму від еталону) та СЗЗ (кінцеве значення сталої часу КЛ). Найбільш вираженими є пульсації на потрійній частоті мережі, рівень яких в основному визначається значеннями відхилення вхідного струму від еталону. Зважуючи на незначний рівень вказаних гармонік, що складає одиниці відсотків від номінального значення вхідного струму, обумовлені ними пульсації вихідної напруги легко згладжуються відносно незначною ємністю конденсатору вихідного фільтру. При цьому у симетричному режимі можливе досягнення високих показників якості як вхідного струму, так і вихідної напруги при відносно малих значеннях сталої часу корегувальної ланки, що позитивно впливає на динамічні режими в перетворювачі.

3. В несиметричних режимах мережі при відповідному виборі параметрів СК та СЗЗ зберігається покращена ЕМС перетворювача з мережею, але у вихідній напрузі з'являються пульсації на подвійній частоті мережі, рівень яких може значно перевищувати пульсації, що визначаються імпульсним характером процесів у схемі. Тому при можливості виникнення в СЕЖ з вхідним перетворювачем несиметричних режимів вибір параметрів елементів схеми та системи керування необхідно проводити з урахуванням можливої несиметрії вхідної трифазної напруги та приймати заходи для зменшення пульсацій вихідної напруги, наприклад, за рахунок вибору більшого значення ємності вихідного фільтру та збільшення сталої часу корегувальної ланки в системі зворотного зв'язку.

Список літератури: 1. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / под. ред. В. Г. Костикова. – М: Радио и связь, 1990. – 192с. 2. Шидловский А. К. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А. К. Шидловский, А. В. Козлов, Н. С. Комаров, Г. А. Москаленко. – К.: Наукова думка, 1993. – 272 с. 3. Климов В.П. Топологии источников бесперебойного питания переменного тока (ИБП) / В.П. Климов, А.А. Портнов, В.В. Зуенко // Электронные компоненты. – 2003. – №7. Режим доступу: http://www.tensy.ru/article04.html. 4. Коваленко К. ИБП-2006: новинки и тенденции / К. Коваленко // Режим доступу: www.sib.com.ua/arhiv_2007/2007-1/2007_1_UPS_2006_1.htm. 5. Пат. України № 27643, 6 H02M7/00, 7/525. Перетворювач змінної напруги на постійну / Шидловский А.К., Комаров М.С., Москаленко Г. О., Пазєєв А.Г.; Заявник та патентовласник ІЕД НАН України. – опубл. 15.09.2000, Бюл. № 4. 6. Жаркін А.Ф. Дослідження гармонічного складу кривої вхідного струму перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнта потужності / А. Ф. Жаркін, А. Г. Пазєєв // Техн. електродинаміка. – 2006. – №4. – С. 12 – 17. 7. Шидловський А.К. Безперервні наближені моделі перетворювачів змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності / А.К. Шидловський, А.Ф. Жаркін, А.Г. Пазєєв // Техн. Електродинаміка. – 2011. – № 6. – С. 11–17. 8. Пазєєв А.Г. Аналіз статичної нестабільності вихідної напруги в активних корректорах коефіцієнта потужності / А.Г. Пазєєв // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2011. – Вип.30. – С. 24 – 28.

Bibliography (transliterated): 1. Funktsionalnyie ustroystva sistem elektropitaniya nazemnoy REA / pod. red. V. G. Kostikova. – M: Radio i svyaz, 1990. – 192s. 2. Shidlovskiy A. K. Tranzistornyie preobrazovateli s uluchshennoy elektromagnitnoy sovmestimostyu / A. K. Shidlovskiy, A. V. Kozlov, N. S. Komarov, G. A. Moskalenko. – K.: Naukova dumka, 1993. – 272 s. 3. Klimov V.P. Topologii istochnikov bespereboynogo pitaniya peremennogo toka (IBP) / V.P. Klimov, A.A. Portnov, V.V. Zuenko // Elektronnyie komponentyi. – 2003. – №7. Rezhim dostupu: http://www.tensy.ru/article04.html. 4. Kovalenko K. IBP-2006: novinki i tendentsii / K. Kovalenko // Rezhim dostupu: www.sib.com.ua/arhiv_2007/2007-1/2007_1_UPS_2006_1.htm. 5. Pat. Ukrainy № 27643, 6 H02M7/00, 7/525. Peretvoriuvach zminnoi napruhy na postiinu / Shydlovskyi A. K., Komarov M. S., Moskalenko H. O., Pazieiev A. H.; Zaiavnyk ta patentovlasnyk IED NAN Ukrainy. – opubl. 15.09.2000, Biul. № 4. 6. Zharkin A. F. Doslidzhennia harmonichnoho skladu kryvoi vkhidnoho strumu peretvoriuvacha zminnoi napruhy na postiinu z korektsiieiu koefitsiienta potuzhnosti / A. F. Zharkin, A. H. Pazieiev // Tekhn. elektrodynamika. – 2006. – №4. – S. 12 – 17. 7. Shydlovskyi A.K. Bezperervni nablyzheni modeli peretvoriuvachiv zminnoi napruhy v postiinu z aktyvnoiu korektsiieiu koefitsiienta potuzhnosti / A.K. Shydlovskyi, A.F. Zharkin, A.H. Pazieiev // Tekhn. Elektrodynamika. – 2011. – № 6. – S. 11–17. 8. Pazieiev A.H. Analiz statychnoi nestabilnosti vykhidnoi napruhy v aktyvnykh korrektorakh koefitsiienta potuzhnosti / A.H. Pazieiev // Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy. – 2011. – Vyp.30. – S. 24 – 28.

Надійшла 06.05.2017

УДК 621.331.4

В. В. ЗАМАРУЄВ, канд. техн. наук, проф., НТУ «ХПІ»;
Б. О. СТИСЛО, аспір., НТУ «ХПІ»;
Є. М. КОСАРЄВ, аспір., Дніпровський національний університет залізничного транспорту.

ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ ШЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Вступ. Залізничний транспорт є базовою галуззю національної економіки та основою її транспортної системи, забезпечує понад дві третини загального вантажо- та пасажирообігу [1] і є однією з найбільш енергоємних галузей. За приростом споживання енергоносіїв в 2010-2015 роках транспортний сектор України посів друге місце після промисловості і в загальному енергетичному балансі має питому енергоємність близько 25…30 %. В загальнодержавному балансі електроспоживання залізниці України посідають 4 місце за енергоємністю виробництва. Більше 80 % енерговитрат електрифікованого транспорту припадає на електричну тягу. У собівартості таких перевезень енергетична складова сьогодні оцінюється на рівні 21…25 % і має тенденцію до зростання. Зниження цього показника потребує розвитку інноваційних енергозберігаючих технологій та безпосередньо пов'язано з реалізацією програми сталого розвитку «Україна – 2020» [2].

Впровадження швидкісного руху, збільшення вагових норм потягів обумовлює необхідність нарощування провізної здатності залізниць, але застосовувані системи тягового електропостачання постійного струму не завжди в змозі забезпечити передачу для цих потягів електричної енергії необхідної потужності і високої якості. До числа основних обмежень відноситься зниження напруги на струмоприймачі електровоза нижче допустимого для нормальної експлуатації значення 2700 В (для швидкісного руху 2900 В) і нагрівання проводів контактної мережі, що призводить до втраті їх механічної міцності. [3].

Підвищення енергоефективності та зниження енергоємності залізничної галузі згідно з [4] можливе за рахунок впровадження систем електричної тяги з використанням батарейних систем накопичення енергії (БСНЕ) (BESS – battery energy storage system) призначених для запасання енергії рекуперації та компенсації піків споживаного струму і провалів напруги при поверненні енергії з накопичувача в контактну мережу. Така система не є новою і експлуатується з 1988 р. Але поява нових типів акумуляторних батарей та двошарових конденсаторів створили основу для побудови високоефективних батарейних підстанцій (ABS – auxiliary battery substation), які широко використовуються для підвищення ефективності електрифікованого рейкового транспорту США та Японії. Дослідницька діяльність в області накопичувачів для залізничних систем спрямована в основному на метро та легкорейкові мережі [5-7]. Але в [8] представлено дослідження роботи ділянки постійного струму 3,0 кВ довжиною 15,8 км з консольним живленням контактної мережі та застосуванням ABS. В порівнянні з базовим розрахунком (без застосування ABS) при проходженні ділянкою поїзда ETR 1000 з встановленою швидкістю 125 км/год включення батарейної підстанції потужністю 2 та 4 МВт зменшило втрати напруги на 15 та 20,16 % і потужності на 3,75 та 4,89 % відповідно.

Постановка задачі. Нерівномірність споживання енергії протягом доби – одна з основних проблем систем тягового електропостачання залізничного транспорту та енергетики в цілому. Типовий графік споживання електроенергії в системі електропостачання залізниці має свої максимальні та мінімальні значення впродовж доби та на інтервалах проходження ділянки рухомим складом. У результаті, спостерігаються локальні надлишок і недостача енергії, що призводить до виходу за встановлені норми показників якості електроенергії в системі електропостачання рухомого складу. У тягових мережах постійного струму 3 кВ найважливішими показниками якості електроенергії є відхилення та коливання напруги. Згідно з основним документом, що регламентує роботу залізниць України [9], в системі тягового електропостачання (СТЕ) постійного струму відповідність електроенергії нормам якості визначають лише за двома термінами, що встановлюють рівні напруги: найбільший та найменший. Відхилення та коливання напруги в [10] визначають, відповідно, як тривалі зміни напруги, що призводять до зміни швидкості руху електрорухомого складу та короткочасні, що до такої зміни не призводять.

Очевидним засобом утилізації надлишкової енергії з наступним поверненням її до мережі під час недостачі є застосування накопичувачів електричної енергії. Застосування керованих накопичувачів електричної енергії в системі електроживлення дає змогу вирішувати широкий спектр завдань, таких як: зниження витрат на виробництво електроенергії шляхом згладжування профілю завантаження мережі; збільшення терміну експлуатації обладнання мережі, зниження пікового навантаження на тягові підстанції (ТП); поліпшення якості електричної енергії; підвищення загальної надійності енергетичних систем; дозволяє інтегрувати альтернативні джерела електричної енергії в існуючу електромережу, утилізувати енергію рекуперації.

В свою чергу, використання накопичувачів електроенергії призведе до ускладнення розрахунку енергетичних показників СТЕ. Розрахунок керованої розподіленої СТЕ повинен передбачати розташування на міжпідстанційній зоні ряду підсилюючих пунктів (ПП) з можливістю регулювання їх вихідної потужності в режимі реального часу. Вочевидь зміна схеми електропостачання призведе до додаткових ускладнень при моделюван-

© В.В. Замаруєв, Б.О. Стисло, Є.М. Косарєв, 2017

ні. Такі ускладнення будуть пов'язані з урахуванням впливу сусідніх фідерних зон та раціональним примусовим розподілом потужності паралельно працюючих тягових підстанцій і підсилюючих пунктів для забезпечення мінімуму втрат електричної енергії в тяговій мережі [11]. Апріорі концепція розподіленого живлення з керованими (некерованими) тяговими підстанціями та керованими підсилюючими пунктами передбачає підсилення впливу явища вирівнюючих струмів і, як наслідок, ускладнення розрахунку цих струмів через наявність більшої кількості джерел з різною напругою на шинах.

Матеріали досліджень.

На кафедрі «Інтелектуальні системи електропостачання» Дніпровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна розроблений програмний комплекс «iSET» [12] за допомогою якого проведені оціночні розрахунки показників системи тягового електропостачання дослідної ділянки з підсилюючими пунктами. Дослідна ділянка, яку покладено до основи програмного комплексу, знаходиться на Київському напрямку Придніпровської залізниці, має загальну протяжність 29,6 км, налічує три тягові підстанції (ТП) та характеризується наявністю рекуперативної зони між ТП-2 та ТП-3 (рис. 1).

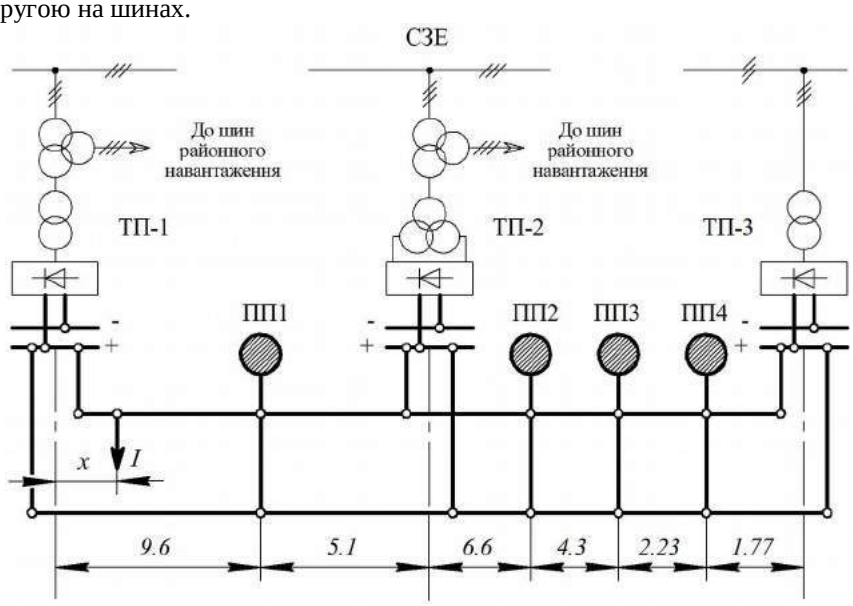


Рис. 1. Схема дослідної ділянки з підсилюючими пунктами

Слід відзначити, що тягові підстанції не обладнані інверторними агрегатами.

Живлення тягової мережі М120+2МФ100+А185+Р65 здійснюється за вузловою та паралельною схемами. В результаті експериментальних досліджень на даній ділянці було отримано напругу на струмоприймачі та струм споживання електрорухомим складом (ЕРС), який використовувався в подальших розрахунках (рис. 2). При проведенні експерименту на ділянці знаходився лише дослідний ЕРС.

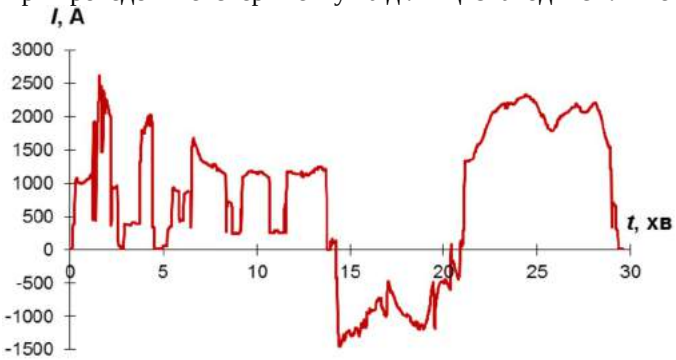


Рис. 2. Струм споживання електрорухомим складом

Розрахунок в програмному середовищі «iSET» передбачає побудову матриці схеми. Дана матриця визначає топологію розрахункової ділянки на координатній сітці, напругу холостого ходу тягових підстанцій, їх внутрішній опір, вузли підключення живлячих фідерів до контактної мережі та вузли з'єднання контактних підвісок. Стовпчики матриці визначають координату кожного підключення, а рядки – тип підключення та параметр джерела живлення. Для ділянки рис. 1, матриця схеми матиме вигляд рис. 3.

$$S=\begin{vmatrix} 0 & 9{,}6 & 14{,}7 & 21{,}3 & 25{,}6 & 27{,}93 & 29{,}6 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 3388 & 0 & 3392 & 0 & 0 & 0 & 3381 \\ 0{,}095 & 0 & 0{,}091 & 0 & 0 & 0 & 0{,}298 \end{vmatrix}$$

Координата, км
Підключення ТП/ПП до першої колії
Підключення ПСК/ППЗ
Підключення ТП/ПП до другої колії
Напруга холостого ходу ТП, В
Внутрішній опір ТП, Ом

Рисунок 3 – Матриця схеми

Напруги холостого ходу тягових підстанцій та їх внутрішній опір були визначені за формулою (1) та (2) відповідно [10].

$$U_0=\frac{U_{ном}}{1-A\cdot\left(\frac{u_k}{100}+\frac{n_0\cdot S_{ном}}{S_{КЗ}}\right)}, \qquad (1)$$

де $U_{ном}$ – номінальна напруга на шинах тягової підстанції, В;

A – коефіцієнт відносного нахилу зовнішньої характеристики випрямного агрегату, що залежить від схеми випрямлення; для шестипульсної A = 0,5, для дванадцятипульсової A = 0,26;

u_k – напруга короткого замикання трансформатора перетворювального агрегату, %;

n_0 – загальне число перетворювальних агрегатів на тяговій підстанції;

$S_{ном}$ – номінальна потужність первинної обмотки трансформатора одного перетворювального агрегату, кВА;

$S_{кз}$ – потужність короткого замикання на шинах від яких отримують живлення перетворювальні агрегати, кВА.

Внутрішній опір тягової підстанції:

$$\rho = \frac{U_0}{I_{ном}} \cdot A \cdot \left(\frac{u_k}{100 \cdot n} + \frac{S_{ном}}{S_{КЗ}} \right), \qquad (2)$$

де $I_{ном}$ – номінальний струм перетворювального агрегату, А;

n – число працюючих агрегатів на тяговій підстанції.

При розрахунках приймалось, що на дослідній ділянці на пунктах секціонування та пункті паралельного з'єднання встановлено підсилюючі пункти з максимальним струмом генерації 1000 А кожен. В результаті проведення розрахункових досліджень отримані часові залежності зміни напруги на струмоприймачі ЕРС при роботі підсилюючих пунктів (рис. 4) та потужності втрат в тяговій мережі (рис. 5).

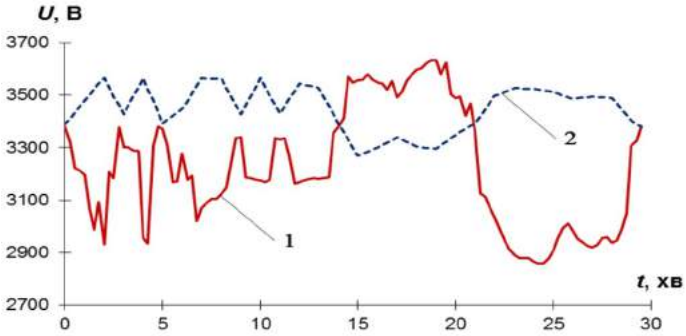


Рис. 4. Напруга на струмоприймачі ЕРС:
1 – експериментальні дослідження;
2 – розрахунок при роботі підсилюючих пунктів

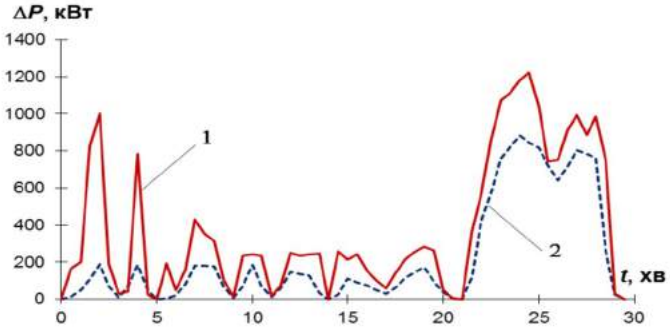


Рис. 5. Потужність втрат в тяговій мережі:
1 – розрахунок без підсилюючих пунктів;
2 – розрахунок при роботі підсилюючих пунктів

З аналізу графіків напруги видно, що підсилюючі пункти використовуються тяговою енергосистемою в якості буфера: генерують додаткову енергію під час знаходження ЕРС в режимі тяги, та накопичують її під час рекуперативного гальмування, тим самим зменшуючи відхилення напруги на струмоприймачі. Середнє значення відхилення напруги на струмоприймачі зменшилось з 7% до 2,75%. При цьому також зменшився розмах зміни напруги з 775 до 297 В. Як видно з рис. 4, потужність втрат в тяговій мережі також зменшились. В цілому, потужність втрат електроенергії за час руху поїзда розрахунковою ділянкою при застосуванні підсилюючих пунктів зменшились на 41,7 %.

Особливості застосування накопичувачів електричної енергії в системі електроживлення залізниці. Незважаючи на наявність великої кількості типів електрохімічних накопичувачів електричної енергії, вибір конкретного типу акумулятора для енергетичних задач обмежується певними вимогами [3]. При виборі конкретного типу накопичувача необхідно враховувати як технічні, так і економічні характеристики. До технічних характеристик можна віднести: ККД, кількість зарядно-розрядних циклів, час заряду, здатність до перевантажень (можливість віддачі імпульсних струмів), частотні характеристики (здатність швидко віддавати енергію). До факторів, що впливають на економічні показники, варто віднести загальну вартість батареї, її час життя. На залізниці БСНЕ може бути розміщено як на ТП і, бажано, між ними на ПП, так і безпосередньо на локомотиві. Оскільки застосування БСНЕ на залізниці забезпечує якість електричної енергії, визначальними факторами є перевантажувальна здатність, частотні характеристики і час заряду. При розміщенні БСНЕ безпосередньо на рухомому складі, визначальним фактором є питома маса накопичувача.

У випадку розміщення БСНЕ на ПП дослідної ділянці (рис. 1), в результаті моделювання було отримано струми споживання для кожного з чотирьох ПП ділянки (рис. 6).

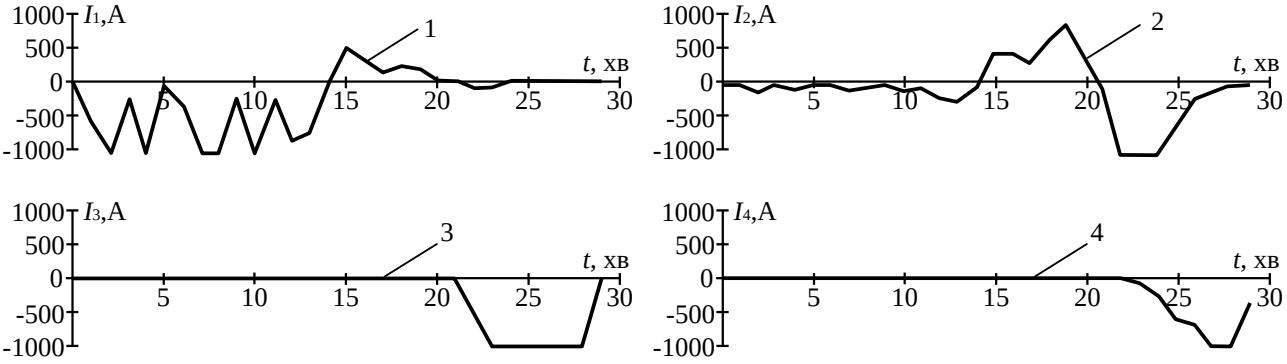


Рис. 6 – Струми споживання ПП

Для забезпечення підсилюючого струму на протязі всього часу проходження ЕРС через дослідну ділянку, необхідно визначити ємності БСНЕ кожного з чотирьох ПП. Знехтувавши величиною енергії рекуперації (припустивши що до БСНЕ не надходила енергія, а лише споживалася на протязі всього інтервалу руху, якщо $i_n > 0$, то вважаємо $i_n = 0$), для дискретних вимірів струму споживання, ємність накопичувача визначається:

$$Q = \Delta t \sum_{0}^{n-1} |i_n| \ , \qquad (3)$$

де Q – ємність БСНЕ, А·год;

n – порядковий номер дискретного виміру;

i – миттєве значення струму споживання БСНЕ, А;

Δt – крок дискретизації вимірів струму споживання, год.

З (3) було отримано значення ємностей ПП1-ПП4 140 А·год, 79 А·год, 109 А·год, 60 А·год відповідно. Видно, що підсилюючі пункти мають досить незначні ємності накопичувачів. Як зазначалося в [3], найкращою сукупністю енергетичних та експлуатаційних характеристик на сьогоднішній день мають $LiFePO_4$ акумулятори. Окрім високої питомої енергоємності, вони мають високу перевантажувальну здатність (номінальний струм розряду складає 3С, короткочасний імпульсний струм розряду – 8С) [13].

Для забезпечення необхідної ємності ПП1 (140 А·год) достатньо паралельно з'єднати п'ять акумуляторних батарей типу IFP117 3.2V 30Ah, проте, за умови максимального струму споживання 1 кА, кількість паралельно з'єднаних батарей має визначатися номінальним струмом споживання.

Номінальна напруга БСНЕ кожного з ПП має бути компромісом між технічними і економічними вимогами. В роботах авторів [14, 15] розглянуто топологію DC/DC перетворювача, який може виконувати функції узгоджуючого перетворювача між БСНЕ і контактною мережею 3,3 кВ. Перетворювач може здійснювати обмін енергією в двох напрямках, має властивість розділеної комутації. При виборі номінальної напруги низьковольтної частини перетворювача, що підключається до БСНЕ, перевагу надано силовим ключам з класом робочої напруги 1,2 кВ, що відповідає номінальній робочій напрузі БСНЕ 600 В.

Частотні характеристики батареї. Кожен з існуючих типів накопичувачів енергії має власні робочі режими, характерні конструктивні та енергетичні параметри. Комбінації цих характеристик визначають раціональні межі експлуатації. Однією з найважливіших енергетичних характеристик БСНЕ є частотний діапазон ефективної роботи накопичувача (частотні характеристики). Верхня межа діапазону зумовлена параметрами паразитних елементів в еквівалентній схемі накопичувача [16]. Частотні діапазони ефективної роботи накопичувачів є різними для існуючих типів накопичувачів електричної енергії і, зазвичай, не перекриваються між собою. Для розширення частотного діапазону в [17-19] запропоновано ідею гібридної БСНЕ, що складається з накопичувачів з різними частотними характеристиками. Очевидно, що якщо конкретний тип накопичувача не може компенсувати коливання потужності на високій частоті, то компенсувати їх повинен накопичувач іншого типу. Це рішення, в першу чергу, дозволяє розширити частотний діапазон ефективної роботи БСНЕ, забезпечуючи ефективний обмін енергією в кожній частотній області.

Для розробки гібридних БСНЕ пропонується спосіб, що визначає мінімальну встановлену потужність кожного з типів накопичувачів, що входять до гібридної БСНЕ. Спосіб заснований на аналізі статистичних даних вимірів струму та напруги в місці встановлення ПП. Проаналізувавши частотний спектр струму споживання ЕРС (Рис. 7), можна задатись мінімально значущою амплітудою струму пульсацій за енергетичним або іншим критерієм, що обумовлює значущі компоненти струму. На частотній осі відзначають області ефективної роботи кожного з типів накопичувачів (Δf_1, Δf_2 Рис. 7), що перекривають частотний діапазон значущих компонентів струму. Частотні компоненти струму, що не ввійшли до області ефективної роботи накопичувачів не будуть компенсуватись БСНЕ. Значущі компоненти струму визначають мінімальну ємність кожного з типів накопичувачів, але для визначення номінальної ємності накопичувача до уваги мають прийматись і компоненти струму, що не перевищують мінімально значущої величини, але увійшли до області ефективної роботи накопичувачів. Ємності накопичувачів отримуються в процентному співвідношенні до повної ємності БСНЕ.

Висновки.

– актуальним варіантом підсилення системи 3,0 кВ постійного струму є установка підсилюючих пунктів на міжпідстанційній зоні. Економічний ефект досягається за рахунок зменшення перетину проводів контактної мережі, зменшення енергії втрат, підтримки необхідного рівня напруги в контактній мережі і збільшення коефіцієнта використання потужності основного енергетичного обладнання при зниженні його встановленої потужності.

– ефективність системи розподіленого типу, особливо при застосуванні альтернативних джерел живлення, буде значно вищою при застосуванні батарейних систем накопичення енергії. Використання БСНЕ в системі тягового електропостачання дозволяє частково або повністю усунути нерівномірності енергоспоживання, приймати надлишкову енергію рекуперації, підтримувати на певному рівні потужність тягової підстанції під час експлуатації та зменшити втрати енергії в зовнішній системі електропостачання.

– керування кожною БСНЕ в режимі реального часу надає можливість перерозподіляти споживану потужність вздовж тягової мережі.

– використання гібридних БСНЕ дозволить експлуатувати накопичувачі електричної енергії в оптимальних частотних діапазонах.

– використання статистичних даних вимірів струму та напруги в місці встановлення ПП дозволяє визначити як потрібну ємність БСНЕ, так і потрібну кількість типів накопичувачів і процентне співвідношення їх ємностей.

Список літератури: **1.** *Гончаров Ю.П.* Повышение эффективности функционирования тягового электроснабжения при применении возобновляемых источников электрической энергии. / Ю. П. Гончаров, В. Г. Сыченко, Д. А. Босый, М. С. Пастушенко, Е. Н. Косарев //Problemy Kolejnictwa, czasopismo naukowe wydawane / Instytut Kolejnictwa. – Warszawa, 2014. – Zeszyt 162. – С. 65-82. **2.** Указ Президента України Про Стратегію сталого розвитку "Україна - 2020" м. Київ 12 січня 2015 року № 5/2015. **3.** *Сиченко В. Г.* Дослідження режимів напруги в системі тягового електропостачання постійного струму / В. Г. Сиченко, Є. М. Косарєв, П. В. Губський, В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, Б. О. Стисло // Електрифікація транспорту – 2016. – № 11. – С. 61-70. **4.** Енергетична стратегія України на період до 2030 року. **5.** *Lee Hanmin, Kim Gildong, Lee Changmu, Joung Euijin* Failed Test of DC 1500 V Stationary Energy Storage System // International Journal of Railway, Vol. 5, No. 3 – September 2012, pp. 124 – 128. **6.** *Z. Li, S. Hoshina, N. Satake, M. Nogi,* "DC/DC converter development for battery energy storage supporting railway DC feeder system" in 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, IEEE 2015, pp. 1655-1660. **7.** *T. Konishi, M. Tobita* Fixed Energy Storage Technology Applied for DC Electrified Railway (Traction Power Substation) in Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, IEEE 2012, pp.1-6. **8.** *Vincenzo Galdi; Giuseppe Graber; Antonio Piccolo; Alfonso Capasso; Regina Lamedica; Alessandro Ruvio* Energy management of Auxiliary Battery Substation supporting high-speed train on 3 kV DC systems Vito Calderaro; Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on 22-25 Nov. 2015. **9.** Правила технічної експлуатації залізниць України. **10.** *Марквардт К. Г.* Электроснабжение электрифицированных железных дорог / К. Г. Марквардт. – М.: Транспорт, 1982. – 528 с. **11.** *Аржаниikов Б.А.* Система управляемого электроснабжения электрифицированных железных дорог постоянного тока: монография / Б. А. Аржанников, 2010 – 176 с. **12.** Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №60711: комп'ютерна програма «Інетелектуальна система електропостачання «iSET» Босий Д. О., Косарєв Є. М., дата реєстрації 20.07.15. **13.** http://a123.com.ua. **14.** *В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло и др.* О «критической» частоте преобразования двухзвенных преобразователей постоянного напряжения со звеном на основе инвертора тока / Електротехніка і електромеханіка – Харків: 2016. Спец. випуск №4(1) Том 1. с. 31-36. **15.** *Ивахно В.В., Замаруев В.В., Стысло Б.А.* О возможности снижения динамических потерь в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения с разделенной коммутацией/Проблеми сучасної електротехніки – 2014, XIII Міжнародна науково-технічна конференція, 2-6 червня, 2014 Київ, Україна: Технічна електродинаміка. Інститут електродинаміки Національної академії наук України № 4, 2014 (июль/август) С. 84 – 86. **16.** http://egdk.ttu.ee/files/parnu2015/Parnu_2015_055-057.pdf **17.** *V. Zamaruiev,* "Battery energy storage system for use in smart power systems" *Energy saving, energetics, energy audit. Special edition, 2013. pp. 77-84.* **18.** *Damith B.* "Single-Phase Grid-Connected LiFePO4 Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System with Interleaved Boost Inverter" *DOI 10.1109/TPEL.2014.2372774.* **19.** *A. Kuperman and I. Aharon,* "Battery–ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, pp. 981-992, 2011.

Bibliography (transliterated): **1.** *Honcharov Y.P.* Povyishenie effektivnosti funktsionirovaniya tyagovogo elektrosnabzheniya pri primenenii vozobnovlyaemyih istochnikov elektricheskoy energii. / Yu.P. Goncharov, V. G. Syichenko, D. A. Bosyiy, M. S. Pastushenko, E. N. Kosarev //Problemy Kolejnictwa, czasopismo naukowe wydawane / Instytut Kolejnictwa. – Warszawa, 2014. – Zeszyt 162. – C. 65-82. **2.** Ukaz Prezydenta Ukrayiny Pro Strategiyu stalogo rozvytku "Ukraine - 2020" m. Kyiv January, 12 2015 № 5/2015. **3.** *Sychenko V. G.* Doslidzhennya rezhymiv naprugy v systemi tyagovogo elektropostachannya postijnogo strumu / V. G. Sychenko, Ye. M. Kosaryev, P. V. Gubskyj, V. V. Zamaruiev, V. V. Ivakhno, B. O. Styslo // Elektryfikaciya transportu – 2016. – № 11. – C. 61-70. **4.** Energetychna strategiya Ukrayiny na period do 2030 roku. **5.** *Lee Hanmin, Kim Gildong, Lee Changmu, Joung Euijin* Failed Test of DC 1500 V Stationary Energy Storage System // International Journal of Railway, Vol. 5, No. 3 – September 2012, pp. 124 – 128. **6.** *Z. Li, S. Hoshina, N. Satake, M. Nogi,* "DC/DC converter development for battery energy storage supporting railway DC feeder system" in 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, IEEE 2015, pp. 1655-1660. **7.** *T. Konishi, M. Tobita* Fixed Energy Storage Technology Applied for DC Electrified Railway (Traction Power Substation) in Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, IEEE 2012, pp.1-6. **8.** *Vincenzo Galdi; Giuseppe Graber; Antonio Piccolo; Alfonso Capasso; Regina Lamedica; Alessandro Ruvio* Energy management of Auxiliary Battery Substation supporting high-speed train on 3 kV DC systems Vito Calderaro; Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on 22-25 Nov. 2015. **9.** Правила технічної експлуатації залізниць України. **10.** *Markvardt K. G.* Elektrosnabzhenie elektrifitsirovannyih zheleznyih dorog / K. G. Markvardt. – M.: Transport, 1982. – 528 s. **11.** Arzhaniikov B.A. Sistema upravlyaemogo elektrosnabzheniya elektrifitsirovannyih zheleznyih dorog postoyannogo toka: monografiya / B. A. Arzhannikov, 2010 – 176 p. **12.** Svidoctvo pro reyestraciyu avtorskogo prava na tvir #60711: Kompyuterna programa «Inetelektualna systema elektropostachannya «iSET» Bosy D. O., Kosaryev Ye. M., data reyestraciyi 20.07.15. **13.** http://a123.com.ua. **14.** *V.V. Ivakhno, V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo, A.S. Yasko.* O «kriticheskoj» chastote preobrazovaniya dvuhzvennyih preobrazovateley postoyannogo napryazheniya so zvenom na osnove invertora toka / Elektrotehnika i elektromehanika – Kharkiv: 2016. Spets. vipusk №4(1) Tom 1. p. 31-36. **13**. V.V. Ivakhno, *V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo* O vozmozhnosti snizheniya dinamicheskih poter v dvuhzvennom preobrazovatele postoyannogo napryazheniya s razdelennoy kommutatsiey / Problemy suchasnoi elektrotehniki – 2014, Kyiv, Ukraine: № 4, 2014 (July/August) p. 84 – 86. **16.** http://egdk.ttu.ee/files/parnu2015/Parnu_2015_055-057.pdf **17.** *V. Zamaruiev,* "Battery energy storage system for use in smart power systems" *Energy saving, energetics, energy audit. Special edition, 2013. pp. 77-84.* **18.** *Damith B.* "Single-Phase Grid-Connected LiFePO4 Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System with Interleaved Boost Inverter" *DOI 10.1109/TPEL.2014.2372774.* **19.** *A. Kuperman and I. Aharon,* "Battery–ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, pp. 981-992, 2011.

Надійшла 29.05.2017

УДК 62-83:612.313

Г. С. БЕЛОХА, канд. техн. наук, доц., Донбасский государственный технический университет, Лисичанск.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНО СОВМЕСТИМЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

Введение. В промышленности широко применяется нагрев металла, выбор метода нагрева существенно влияет на его качество. Высокочастотный индукционный нагрев на базе полупроводниковых преобразователей применяется в различных технологических операциях, в том числе и для нагрева заготовок перед пластической деформацией (ковкой, штамповкой, прокаткой и т.д.).

По сравнению с другими видами нагрева индукционный нагрев обладает множеством преимуществ, таких как экономичность, бесконтактность, высокая интенсивность нагрева и возможность качественного и точного управления процессом нагрева заготовок.

При нагреве под пластическую деформацию необходимо поддерживать равномерную температуру нагрева. Высокая температура приводит к существенному изменению магнитной проницаемости, удельного сопротивления, что приводит к изменению полного сопротивления системы «индуктор–нагреваемое тело».

Устройства индукционного нагрева являются сложными техническими объектами, в которых происходят физические процессы, имеющие различную природу. Источник питания является одним из главных звеньев цепи. Наиболее эффективными источниками питания для устройств индукционного нагрева перед последующей пластической деформации являются тиристорные и транзисторные преобразователи частоты. Транзисторные инверторы являются предпочтительными, поскольку имеется возможность выключения транзистора, не в нуле тока, а тогда, когда это необходимо. Использование резонансных инверторов с транзисторами и обратными диодами позволяет исключить бестоковые паузы тока нагрузки, что значительно улучшает гармонический состав выходного тока. Так же наличие обратных диодов позволяет исключить возможность возникновения перегрузок по напряжению.

Источники питания индукционного нагрева являются преобразователями частоты, которые преобразуют мощность питающей сети (50 Гц) в требуемую однофазную мощность на частоте, необходимой для процессов индукционного нагрева [1, 2].

Одной из основных задач силовой электроники является обеспечение электромагнитной совместимости полупроводниковых преобразователей с питающей сетью переменного тока, международные и государственные стандарты жестко ограничивают эмиссию в сеть высших гармоник тока. Большинство современных потребителей электрической энергии являются нелинейными нагрузками, что приводит к искажению формы потребляемого из сети тока. Использование активных выпрямителей в составе преобразователей частоты для индукционного нагрева позволяет решить проблему электромагнитной совместимости.

Обобщенная схема преобразователей частоты представлена на рисунке 1. Она имеет входной выпрямитель, обеспечивающий необходимую постоянную величину выходного напряжения, фильтр для согласования работы, резонансный инвертор и нагрузку.

Возможны три способа регулирования параметров нагрузки:

– стабилизация напряжения на нагрузке;

– стабилизация тока звена постоянного тока на номинальном уровне, в этом режиме нагрузке передается максимальная мощность;

– стабилизация мощности нагрузки для равномерного нагрева заготовки.

Поскольку нагрев осуществляется перед пластической деформации, то необходимо точно и непрерывно регулировать мощность нагрузки для равномерного нагрева заготовки.

Цель работы. Разработка преобразователя частоты электромагнитно совместимого с сетью для индукционного нагрева с регулированием и стабилизацией мощности нагрузки .

Материал и результаты исследований.

Функциональная схема предлагаемого преобразователя частоты представлена на рисунке 2.

Преобразователь частоты состоит из активного выпрямителя формирующего синусоидальные токи потребляемые из сети, обеспечивая электромагнитную совместимость преобразователя с сетью, звена постоянного напряжения, выходное напряжение которого обеспечивает питания резонансного инвертора, резонансного инвертора, преобразующего постоянный ток в однофазный высокочастотный переменный ток, нагрузки и системы управления.

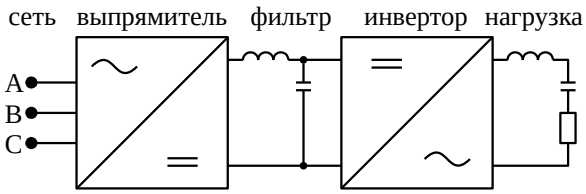


Рис. 1 Схема преобразователя частоты для индукционного нагрева

© Г.С. Белоха, 2017

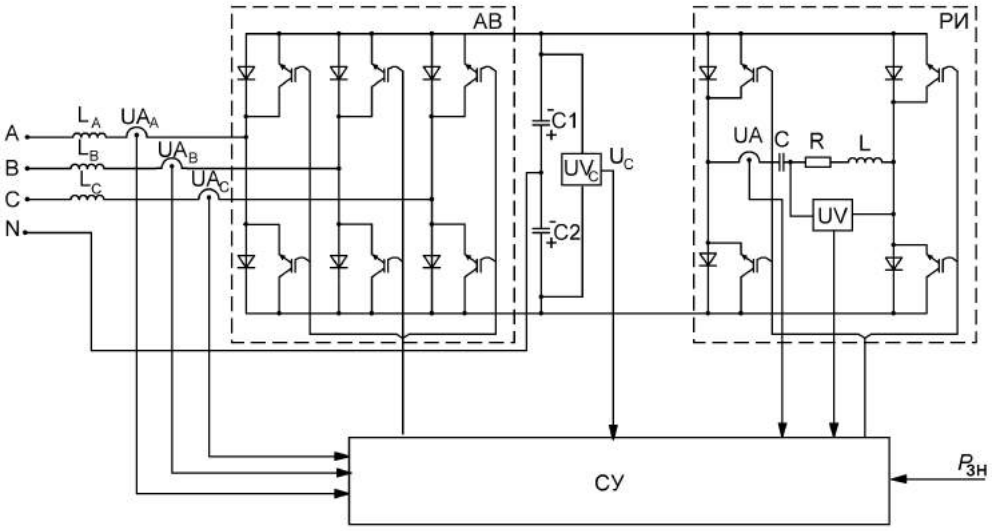


Рис. 2 Функциональная схема преобразователя частоты

Активный выпрямитель (АВ) представляет собой трехфазной мостовой выпрямитель на IGBT транзисторах с обратными диодами. Выход транзисторного моста подключен к последовательно соединенным конденсаторам *C*1 и *C*2, точка соединения которых подключена к нейтрале сети. При этом входы активного выпрямителя через формирующие дроссели L_A, L_B, L_C и датчики потребляемых из сети токов UA_A, UA_B, UA_C подключены к фазам питающей сети. На выходе емкостного накопителя напряжение не имеет пульсаций, что позволяет обеспечить стабильность напряжения питания для резонансного инвертора.

Объединение выхода активного выпрямителя с емкостным накопителем и резонансным инвертором позволяет осуществить раздельное и независимое управление процессами формирования мощности в нагрузке и качеством потребляемого из сети тока.

Индуктор и заготовка заменяется электрической схемой замещения в виде последовательного соединения активного сопротивления *R* и индуктивного *L*, учитывающих параметры индуктора и заготовки. Емкость С в нагрузочном контуре выбирается для обеспечения резонанса.

Резонансный инвертор (РИ) представляет собой мостовой инвертор напряжения на IGBT транзисторах с обратными диодами , последовательный резонансный контур *RLC*, систему управления СУ, датчики тока *UA* и напряжения *UV* на нагрузке.

В ферромагнитных материалах, электрическое сопротивление и магнитная проницаемость зависит от температуры. Таким образом, полное сопротивление цепи изменяется в течение цикла нагрева. Для качественного нагрева необходимо постоянство мощности подводимой к нагрузке. Система управления резонансным инвертором осуществляет стабилизацию и регулирование мощности нагрузки путем изменения формы напряжения, приложенного к резонансной цепи (выходное напряжение инвертора).

Система управления СУ обеспечивает формирование потребляемых из сети токов синусоидальной формы и стабилизацию мощности $P_н$ нагрузки во всем диапазоне ее регулирования.

Контроль активной мощности осуществляется регулятором мощности, входящим в состав СУ. Мощность нагрузки измеряется с помощью датчиков тока *UA* и напряжения *UV*. Транзисторы резонансного инвертора поочередно открываются с заданным алгоритмом управления при постоянной частоте переключения. На выходе инвертора при этом образуется прямоугольной формы переменное напряжение с амплитудой близкой к значению напряжения питания инверторного моста. Под его воздействием возникают резонансные колебания в контуре. Управление активным выпрямителем релейное, что обеспечивает высокое качество формируемых токов. Точность воспроизведения (отслеживания) сигнала задания будет определяться шириной петли гистерезиса релейных регуляторов.

Работа активного выпрямителя на примере фазы *A* описывается следующими выражениями [3]:

$$i_{Aз} - i_A = \Delta i_A,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A + U_{C2} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| > 0, i_{Aз} > 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A - U_{C1} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| < 0, i_{Aз} > 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A - U_{C1} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| > 0, i_{Aз} < 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A + U_{C2} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| < 0, i_{Aз} < 0,$$

где U_{C1} , U_{C2} – напряжения на конденсаторах; u_A – мгновенное значение фазного напряжения; i_{A3} , i_A , – токи задания и действительное их значения в фазе; L_A – индуктивность фазного дросселя; R_A – активное сопротивление фазного дросселя; 2а – ширина петли гистерезиса релейных регуляторов.

Для обеспечения работоспособности источника питания в целом, необходимо выполнение условия сохранения баланса мощности

$$P = kP_н , \quad (1)$$

где $P = \frac{3}{2} U_m I_m$ – мощность, потребляемая из сети; $P_н$ – мощность нагрузки; k – коэффициент, учитывающий потери в источнике питания.

Формирование токов, потребляемых из сети, при которых выполняется условие (1), осуществляется замыканием системы по напряжению U_C конденсаторов.

Амплитуда фазного тока определяется из (1) как

$$I_m = \frac{2kP_н}{3U_m} ,$$

где U_m – амплитудное значение фазного напряжения сети.

Баланс напряжений на нагрузке описывается выражениями

$$LC\frac{d^2u_C}{dt} + RC\frac{du_C}{dt} + u_C = U_C .$$

где U_C – напряжение питания РИ ($U_C = U_{C1} + U_{C2}$), u_c – напряжение на конденсаторе C.

Ток в нагрузочной цепи определяется как

$$i = \frac{1}{C}\int u_c\, dt .$$

На рисунке 3 показаны результаты моделирования предлагаемого преобразователя частоты. Представлены диаграммы входных токов и напряжений, напряжения на выходе активного выпрямителя, которое является питающим напряжением резонансного инвертора, и мощность нагрузки (рис. 3а). Показана реакция на изменение (уменьшение) сопротивления в нагрузке, которое возникает в процессе нагрева, в момент времени t = 0,125 с. Анализ осциллограммы показывает, что потребляемые из сети токи имеют синусоидальную форму при отсутствии фазового сдвига между напряжениями и токами (φ = 0, cosφ = 1). Выходное напряжение постоянно, мощность не изменяется при изменении сопротивления.

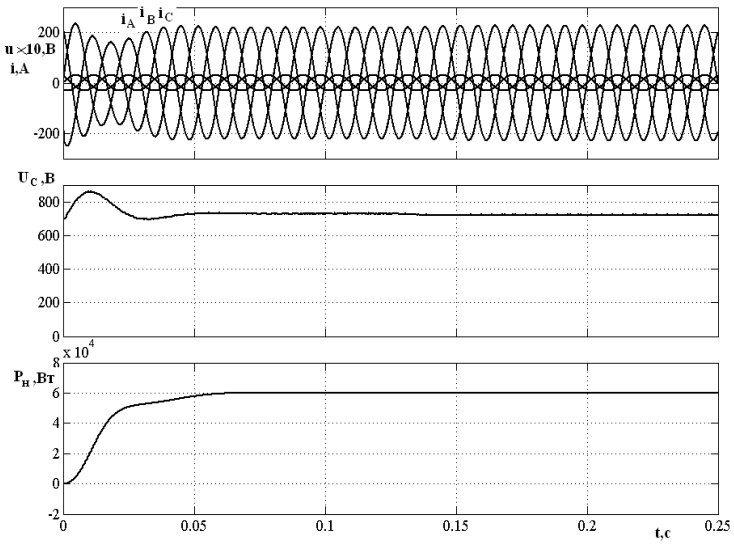
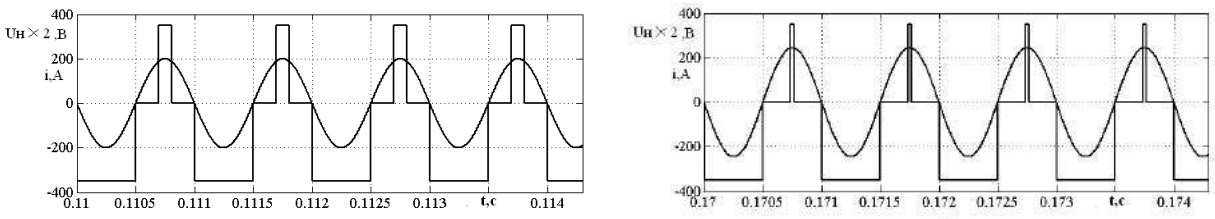


Рис. 3 Осциллограммы работы преобразователя частоты

На рисунке 4 показаны фрагменты осциллограмм тока в нагрузке и напряжения на выходе инвертора до изменения сопротивления (рис. 4а) и после изменения его (рис. 4б).



а) б)

Рис. 4 Осциллограммы тока напряжения в нагрузке до (а) и после (б) изменения сопротивления

На рисунке 5 показано регулирование мощности нагрузки.

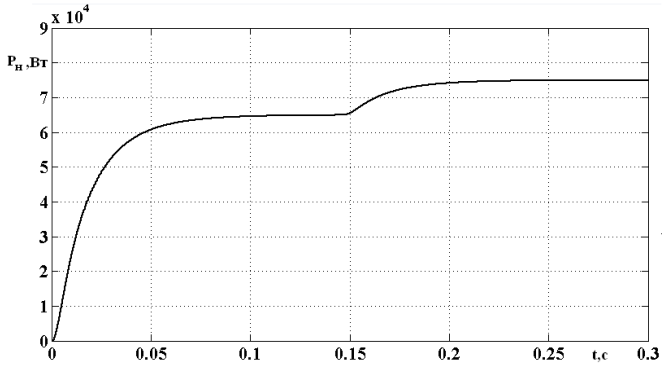
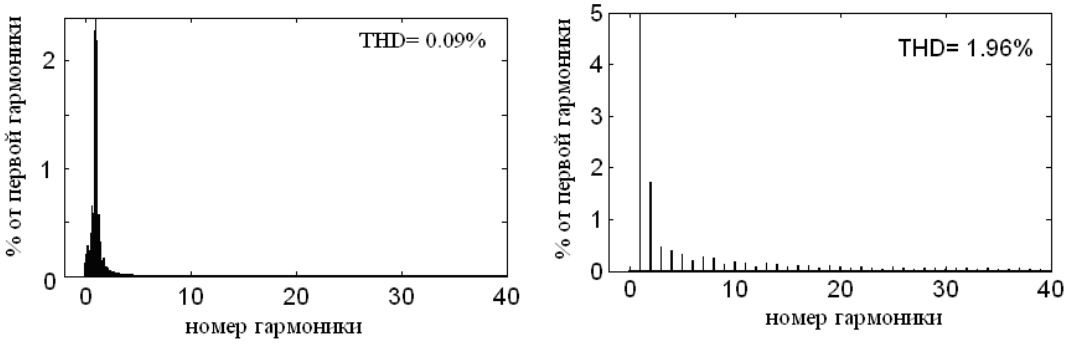


Рис. 5 Регулирование мощности

Для оценки качества потребляемого тока из сети и качество формирования тока нагрузки показаны спектры фазного тока и тока нагрузки, на рис. 6. THD составляет менее 2%, что удовлетворяет требованиям международных стандартов.



а) б)

Рис. 6 Спектры фазного тока (а) и тока нагрузки (б)

Выводы. Предложен преобразователь частоты электромагнитно совместимый с сетью для индукционного нагрева перед пластической деформацией. Регулирование и стабилизация мощности в котором достигается путем изменения формы напряжения, приложенного к резонансной цепи. Релейный принцип управления активным выпрямителем позволил потреблять из сети синусоидальные токи.

Проведенные исследование подтвердили возможность стабилизации мощности нагрузки при изменении сопротивления нагрузки, при этом выходной ток синусоидальный, THD составляет менее 2%.

Список литературы: 1. *Fujita H.,* Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications / *H. Akagi, H. Fujita* // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 2, pp. 279-286, March/April 1996. **2.** *Burdio, J. M*. Comparison of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters / *Burdio, J. M. Barbosa, P. M. Lee, F. C.* // Center for Power Electronics System sin CPES power electronics seminar by Center for Power Electronics Systems; 2000, 182-187 pp. **3.** *Самчелеев Ю.П.* Универсальный высокоэффективный источник питания для электроприводов постоянного и переменного тока. / *Ю.П. Самчелеев, В.Г. Дрючин, Г.С. Белоха* // Вісник національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. - №36(1009). – С.317-321.

Bibliography (transliterated): 1. Fujita H. and Akagi H. “Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 279-286, March/April 1996. **2.** Burdio J. M. Barbosa J. M. and Lee F. C. “Comparison of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters”. *Center for Power Electronics System in CPES, power electronics seminar by Center for Power Electronics Systems*; 2000, 182-187 pp. **3.** Samcheleev Ju.P., V.G. Drjuchin and G.S. Beloha. “Universal'nyj vysokojeffektivnyj istochnik pitanija dlja jelektroprivodov postojannogo i peremennogo toka” *Visnik nacional'nogo tehnichnogo universitetu «HPI». Zbirnik naukovih prac'. Serija: Problemi avtomatizovanogo elektroprivodu. Teorija i praktika*. No 36(1009), 2013.317-321. Print.

Поступила 21.05.2017

УДК 621.316.7

Г. М. МУСТАФА, канд. техн. наук, науч. руководитель ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация;
С. И. ГУСЕВ, канд. техн. наук, ген. директор ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация;
А. М. ЕРШОВ, инженер–программист, ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация.

О ПРОБЛЕМЕ ФИЛЬТРАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ ПРИ ДИНАМИЧНО-МЕНЯЮЩИХСЯ УСЛОВИЯХ И ЕЁ РАЗРЕШЕНИИ С ПОМОЩЬЮ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Введение. Для фильтрации электрических сетей применялись ранее (и продолжают применяться) комбинации резонансных LC-цепей. При этом возникает дилемма. Если применяемая LC-цепь высокодобротна, она имеет малое остаточное сопротивление и эффективно шунтирует соответствующую сетевую гармонику в стационарных условиях. Однако когда амплитуды или фазы сетевых гармоник изменяются, высокодобротные резонансные цепи фильтрации не способствуют и могут даже ухудшать ситуацию. Понижая добротность можно ослабить аффекты динамики. Однако при этом ослабляется и фильтрующее действие – остаточное сопротивление возрастает. В сигнальном фильтре его можно было бы понизить снижением волнового сопротивления, но в энергетических установках этот путь неприемлем. Уменьшение волнового сопротивления это увеличение установленной мощности и стоимости оборудования, а при пониженной добротности ещё и увеличение мощности потерь энергии при работе.

Проблема фильтрации электрических сетей обострилась и стала актуальной с нарастающим распространением вентильных преобразователей электрической энергии. Вместе с проблемой преобразователи принесли и средство разрешения её. Высокочастотные следящие широтно-модулированные преобразователи, построенные на транзисторах типа IGBT, могут функционировать в качестве широкополосных усилителей, действие которых не сопровождается потерями энергии. Недиссипативность таких усилителей открывает им дорогу в электроэнергетику. В силовых фильтрах наряду с пассивными элементами (дросселями, конденсаторами, резисторами) становится возможным применение активного элемента – управляемого источника напряжения – усилителя мощности. Активные фильтры с использованием операционных усилителей давно применяются в технике обработки аналоговых сигналов. В сигнальной технике они позволили избавиться от нетехнологичного элемента (дросселя) и сократить размеры и стоимость устройств [1, 2, 3]. В силовой технике активные фильтры позволят разрешить фундаментальную проблему эффективной недиссипативной фильтрации электрической сети при меняющихся условиях. Техника IGBT – преобразователей и их контроллеров дозрела по функциональным возможностям, по стоимости и показателям надёжности до широкомасштабного применения, и активные фильтры уже начинают применяться в электрических сетях.

Цель настоящей работы – на простом тестовом примере дать наглядное представление о том, как с применением активных элементов успешно разрешается проблема, которая оставалась неразрешимой при применении привычных пассивных резонансных цепей.

Тестовая схема. Тестовая схема содержит сетевой трансформатор, тиристорный выпрямитель (источник искажений) и шунтирующий фильтр (рис. 1,a). На рисунке 1 приняты следующие обозначения: us – напряжение сети; is – ток сети; iw – ток искажений; if – ток фильтра; uae – напряжение активного элемента; xf, rf, yf – индуктивное сопротивление, активное сопротивление и емкостная проводимость фильтра; Gae – передаточная характеристика активного элемента. Для наглядности рассматривается простейшая задача с фильтрацией только пятой гармоники. Мощность трансформатора в тесте равна удвоенной мощности выпрямителя, а мощность резонансной цепи равна четверти мощности выпрямителя. Анализ ведётся в относительных единицах, в ортогональных осях (d-q). За базу взяты номинальные амплитуды фазного напряжения и фазного тока и номинальная круговая частота. При этом в схеме замещения (рис. 1,b) индуктивное сопротивление сети и проводимость конденсаторной батареи составляют: xs = 5.5%, yf = 25%. Фильтр схемы (рис. 1,b) настроен на гармонику 5, так что

$$xf = 1/(25\cdot yf)\ .$$

Амплитуда пятой гармоники тока выпрямителя составляет около $^1/_5$ основной гармоники Iw1:

$$\mathrm{Iw5}(\cdot) \approx 0.2 \cdot \mathrm{Iw1}(\cdot),\quad \vec{Iw}5(\theta) = Iw5(\theta)\cdot\exp(-j\cdot 5(\theta-\alpha))\ .$$

Здесь θ = ωt; α – угол управления выпрямителя; j = $\sqrt{-1}$ (5-я гармоника вращается в обратном направлении, т.е. её порядок равен -5). При работе выпрямителя ток iw5(·) модулируется по амплитуде и по фазе (когда меняется угол управления), т.е. является в общем случае амплитудно–фазно–модулированной переменной [4]. Далее рассматриваются по отдельности:

– амплитудная модуляция – когда ток выпрямителя изменяется по колоколообразной кривой с периодом Te = 55 мс ~ 17.28 о.е.; фаза неизменна;

– фазная модуляция – когда амплитуда тока поддерживается неизменной, а фаза изменяется по пилообразной кривой с периодом Tc.

Поочерёдно рассматривается, что получается при использовании традиционного резонансного фильтра (рис. 1,b), и что можно достичь, применяя прогрессивное техническое решение с активным элементом (рис. 1,c).

© Г.М. Мустафа, С.И. Гусев, А.М. Ершов, 2017

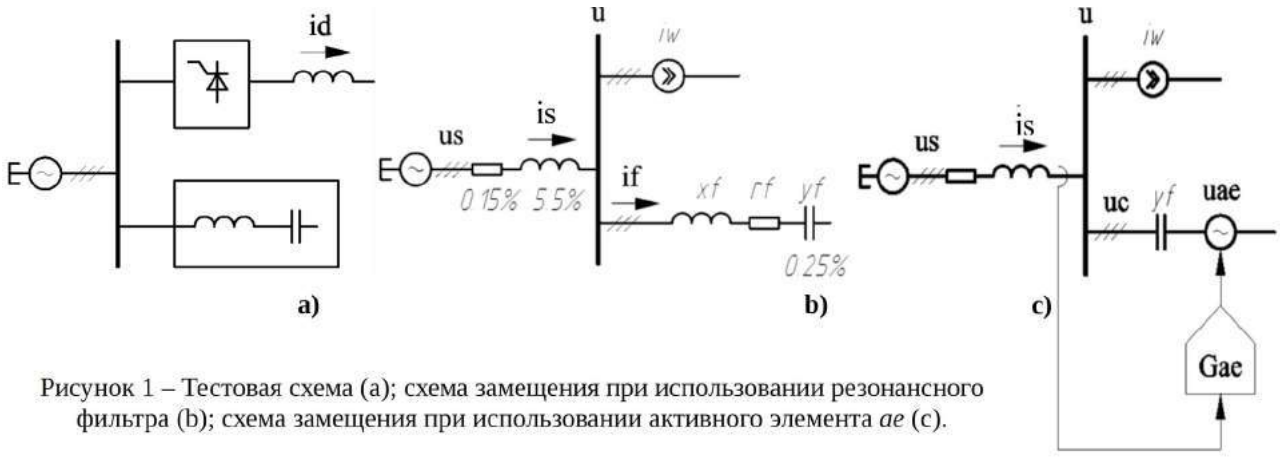


Рисунок 1 – Тестовая схема (a); схема замещения при использовании резонансного фильтра (b); схема замещения при использовании активного элемента *ae* (c).

Работа резонансного фильтра. Рассмотрение работы резонансной цепи начинаем с немодулированного режима Aiw(·) ≡ 0.2; cos(α(·)) ≡ 0.54, где Aiw – модуль тока источника искажений. Добротность резонансной цепи Dof = 80.

На рис. 2, a,b показан переходный процесс установления резонансной цепи, а на рис. 2,c – установившийся процесс. В установившемся режиме резонансная цепь успешно справляется с задачей: модуль напряжения сборных шин Au устанавливается на малом уровне 0,45%, а модуль тока пятой гармоники Ais, проникающего в сеть, снижен с 20% до 0,83% (используя принцип наложения, действительный для рассматриваемой линейной системы, мы имеем возможность рассматривать действия гармоник тока iw(·) по отдельности). На графиках рис. 2 действует только гармоника -5; остальные отброшены. Переходный процесс установления рис. 2 a,b довольно длительный, поскольку добротность довольно высока (Dof=80). В графиках переходного процесса Is(·), U(·) наблюдаются биения. Они вызваны сдвигом нуля функции проводимости от значения 5, и имеют частоту 0,5(5 – fn), где:

$$f_n = 1/\sqrt{(xs + xf)\cdot yf}$$

Колебания эти в стационарных условиях по истечению достаточного времени затухают, и по окончании переходного процесса фильтр эффективно шунтирует искажающую гармонику тока выпрямителя.

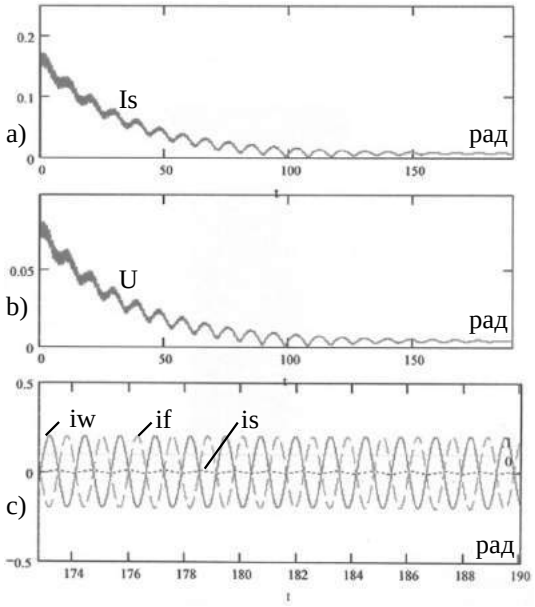


Рисунок 2 – Высокодобротный резонансный фильтр при немодулированном токе выпрямителя. Is – ток сети; U – напряжение на шинах.

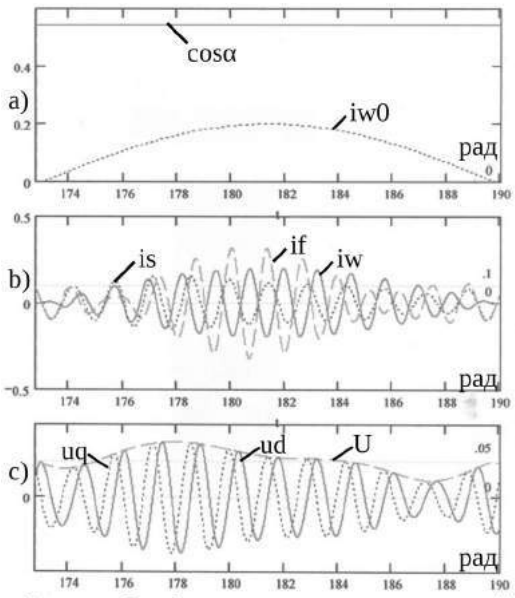


Рисунок 3 – Амплитудно-модулированный ток в схеме с высокодобротной резонансной цепью (ud, uq – напряжение на шинах в осях d, q)

Графики рис. 3,a,b,c демонстрируют процесс в той же системе с высокодобротной шунтирующей цепью в условиях, когда выпрямленный ток циклически изменяется, так что сетевой ток выпрямителя оказывается амплитудно-модулированным. Косинус угла управления выпрямителя поддерживается постоянным cosα(·) ≡ 0.54a амплитуда тока Iwo(·) меняется по колоколообразной кривой (рис. 3,a). Получающиеся количественные показатели процесса показывают, что высокодобротный фильтр в этих условиях совершенно неэффективен. Амплитуда напряжения пятой гармоники имеет неприемлемую величину Au = 7.57 Модуль тока сети Ais = 15.55 показывает, что резонансная цепь почти не уменьшает проникновение в сеть искажённого тока выпрямителя. Графики рис.3,b,c иллюстрируют это интуитивно понятное явление. Нарастание/спад тока высокодобротной резонансной цепи if(·) отстают от нарастания/спада тока выпрямителя iw(·), так что пятая гармоника сетевого тока is(·) остаётся большой.

На рис.4,a,b,c приведены показатели и графики процесса в условиях, когда выпрямленный ток не изменяется Aiw ≡ 0,2, а косинус угла управления выпрямителя cosα меняется по пилообразной кривой в диапазоне 0.254 ÷ 0.54 (рис. 4,a). Ток выпрямителя в этих условиях фазомодулирован.

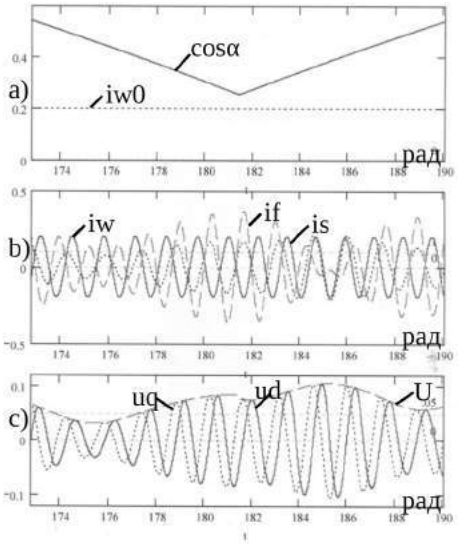


Рисунок 4 – Фазно-модулированный искажающий ток в схеме с высокодобротной резонансной цепью.

Как и следовало ожидать, действие высокодобротного резонансного фильтра и здесь совершенно неудовлетворительно. Искажения напряжения превышают 10% – *Au* ≅ 10.5, а проникающая в сеть гармоника тока превышает даже гармонику тока выпрямителя Ais = 21.4, Aiw = 20. Как видно из графиков 4, b,c,d, ток высокодобротной резонансной цепи оказывается модулирован и по фазе, и по амплитуде с запаздыванием относительно iw(·) с соответствующими последствиями.

Таким образом, и при амплитудной, и при фазной модуляции возмущающего тока высокодобротная резонансная цепь действует совершенно неудовлетворительно. Положение можно несколько поправить, испортив добротность резонансной цепи, т.е. увеличив мощность потерь энергии в ней. Какие возможности даёт ухудшение добротности, показывают графики рис. 5 a,b.

На них показано, как изменяется искажение напряжения Au и искажение сетевого тока Ai при изменении добротности в широком диапазоне D0 ∈ 0.1÷1000. Верхние графики соответствуют фазной модуляции (рис. 5,a), а нижние – амплитудной модуляции (рис. 5,b). Левый конец графиков при $D_0 = 0.1$ соответствует условиям, когда резонансная цепь практически выведена из работы. При этом весь ток выпрямителя втекает в сеть Ais = Aiw = 20, а искажения напряжения пятой гармоникой составляет около *Au* ▫ 11. При продвижении направо, т.е. при постепенном улучшении добротности, все четыре кривые понижаются, достигая минимума в одной области при добротности около D_0 ▫ 8÷12.

При дальнейшем увеличении добротности искажения опять возрастают, что уже иллюстрировалось выше. Достижимые минимальные значения искажения напряжения равны для напряжения равно min *Au* ≅ 5.6 и 6.0, а для тока *Ais* ≅ 1.7 и 11.9. Это совершенно неудовлетворительные показатели. При динамично меняющейся нагрузке резонансный фильтр действует неудовлетворительно, даже если его добротность понижена путём увеличения потерь мощности. Ухудшение добротности позволяет несколько уменьшить искажения, однако достижимый минимум слишком высок

Работа активного фильтра. Фильтр с применением активного элемента показан на рисунке 1,c. Этот фильтр является гибридным; конденсаторная батарея yf в нём сохранена. Сохранена и её величина yf = 0.25. За счёт этого требуемая мощность активного элемента мала, что существенно с точки зрения затрат. Можно считать, что активный элемент просто заменяет дроссель Lf исходной схемы.

В рассматриваемой схеме гибридного фильтра активный элемент может действовать с целевой функцией подавления искажений сетевого тока is(·) либо с целевой функцией подавления искажений напряжения сборных шин u(·), с использованием обратной связи по сетевому току или обратной связи по напряжению сборных шин. Результаты действия по той или иной целевой функции обычно близки. Выбор одного или другого варианта определяется сопутствующими обстоятельствами, которые здесь несущественны. Далее рассматривается вариант с обратной связью по сетевому току, как показано на рис. 1,c.

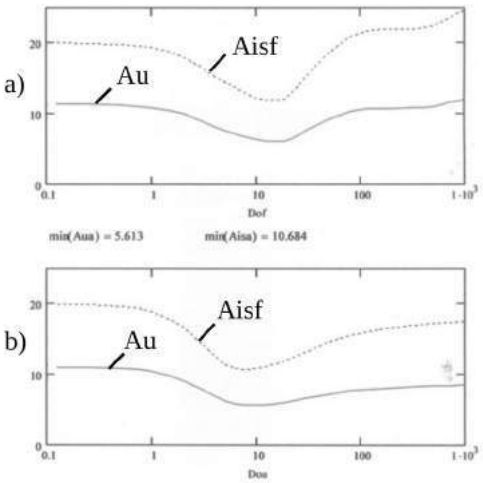


Рисунок 5 – Зависимость искажений напряжения Au(·) и тока Ais(·) от добротности шунтирующей резонансной цепи D0 при фазной (a) и амплитудной (b) модуляции искажающего тока.

При активной фильтрации задача синтеза функции сопротивления цепи заменяется задачей синтеза передаточной характеристики Gab(p) блока управления активного элемента. Класс передаточных функций гораздо шире класса функций сопротивления, и это радикально расширяет возможности фильтрации, снимая имевшиеся ограничения [5, 6]. Существенно и другое обстоятельство. Передаточная функция Gab(·) осуществляется как программа сигнального процессора в отличие от функции сопротивления, осуществляемой силовыми компонентами L, C, R. Такой перенос проблемы позволяет без усилий применять любые улучшающие усложнения функции и даёт недостижимую ранее гибкость.

В [7] сформулирован эвристический метод синтеза передаточных функций для активной фильтрации в электрических сетях DSB-алгоритм. Метод базируется на разделении трёх функций: 1. демпфирование (D); 2. селективная фильтрация гармоник (S); 3. баланс энергии (B). Последняя задача связана с тем, что активный элемент не рассеивает и не поглощает энергию и в то же время демпфирует переходные колебания наподобие резисторов. Соединение недиссипативности с демпфированием становится возможным за счёт наличия в активном элементе накопительного конденсатора, усреднения и преобразования частот. При этом в передаточной функции активного элемента помимо функциональных задач демпфирования и селективного подавления отображается вспомогательная задача баланса.

Далее следуют результаты расчётов для схемы с активным фильтром рис. 1,c, в которой блок управления активным элементом синтезирован по DSB-алгоритму. Условия работы сохранены те же, что и выше. На рис. 6 даны показатели и графики работы активного фильтра при амплитудно-модулированном токе выпрямителя. Параметры xs, yf сохранены. Коэффициенты Rde, Kse – параметры программы управления, характеризующие демпфирование и селективное подавление гармоники тока. Амплитуда тока выпрямителя Iw(·) меняется по колоколообразной кривой, а угол управления cosα(·) поддерживается неизменным (рис. 6,a). Измеренная амплитуда искажения напряжения сборных шин составляет *Au* ≅ 0,33%, а амплитуда проникающего в сеть тока *Ais* ≅ 1,5%. На рис. 6,b показаны токи выпрямителя iw(·), фильтра if(·) и сети is(·) на такте модуляции. Видно, что ток фильтра почти в точности повторяет ток выпрямителя в противофазе. Соответственно сетевой ток is(·) исчезающее мал; на рисунке почти не просматривается. На рис. 6,c показаны графики напряжения u(·) по осям d,q. Масштаб ординат здесь на порядок уменьшен по сравнению с рис. 3, 4; амплитуда пульсаций составляет лишь доли процента. На плоском участке кривой тока iw(·) пульсации подавляются до нуля, они возбуждаются лишь на крутых участках кривой iw(·).

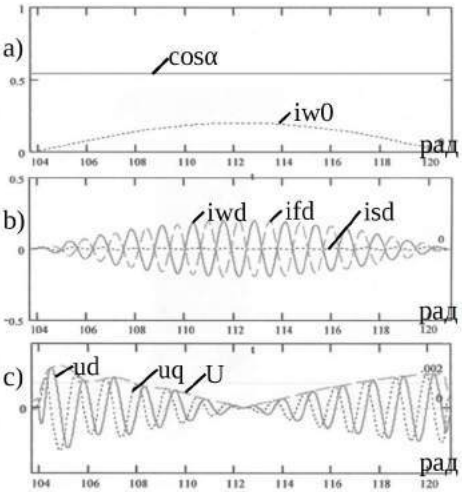


Рисунок 6 – Активная фильтрация амплитудно-модулированного тока.

На рис. 7 даны показатели и графики работы активного фильтра при фазомодулированном токе выпрямителя. Искажения напряжения и тока и в этих условиях успешно подавляются до *Au* ≅ 0,345%, *Ais* ≅ 1,67%.

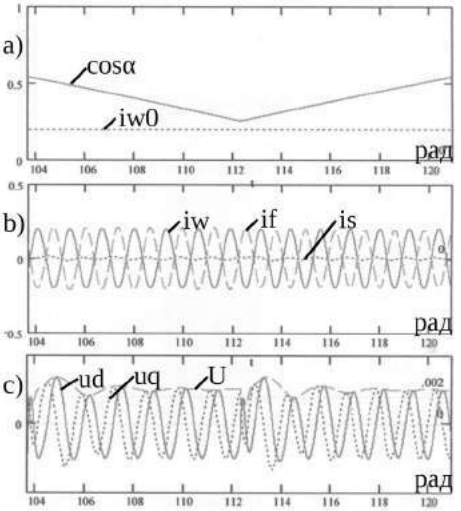


Рисунок 7 – Активная фильтрация фазомодулированного тока. Искажения напряжения и тока успешно подавляются до весьма низкого уровня (*Au* □ 0,34%, *Ais* □ 1,67%).

Заключение. Разобранный простой пример наглядно иллюстрирует, что: ***1)*** высокодобротные резонансные фильтры для работы при динамично меняющейся загрузке сети не только не улучшают, но могут даже ухудшить ситуацию; ***2)*** понижение добротности применяемых резонансных цепей, которое сопровождается ещё и увеличением потерь мощности, даёт только весьма ограниченный эффект. Качественная фильтрация пассивными цепями при меняющейся загрузке сети неосуществима; ***3)*** высокочастотные широтно-модулированные IGBT-преобразователи могут исполнять в сетях функцию активного элемента - недиссипативного усилителя мощности, применение которого, наряду с пассивными реактивными L, C – элементами, позволяет синтезировать фильтры, эффективно поглощающие сетевые гармоники даже при динамично меняющейся нагрузке сети, когда гармоники оказываются модулированными по амплитуде и фазе.

За последние годы проблема загрязнения сетей высшими гармониками усугубилась. Международные организации (IEC, SIGRE) готовят новые регламенты по качеству и фильтрации (например [9], [10]).

В этих условиях для проектируемых объектов, где загрузка является меняющейся, следует применять активные фильтры.

Список литературы: 1. *Мошиц Г., Хорн П.* Проектирование активных фильтров. Москва, «Мир», 1984. – 320 стр. **2**. *Хьюлсман Л.П.* Теория и расчёт активных RC-цепей. М, «Связь», 1973 г. – 238 стр. **3.** *Хейнлейн В.Е., Холмс В.Х.* Активные фильтры для интегральных схем. М., «Связь», 1980. – 655 стр. **4**. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М., Высшая школа, 1988 г. – 446 стр. **5**. *Гиллемин Е.А.* Синтез пассивных цепей. М., «Связь», 1970. – 719 стр. **6**. *Карни Ш.* Теория цепей. Анализ и синтез. М. «Связь» 1979. - 368 стр. **7**. *Гусев С.И., Мустафа Г.М.* Активные фильтросимметрирующие устройства для электроэнергетики. LAP Lambert Academic Publishing, 2016. - 114 стр. **8**. *Мустафа Г.М.* Фильтрокомпенсирующее устройство высоковольтной передачи энергии постоянным током. Патент РФ №2521428, 2014. **9.** International Electrotechnical Comission. IEC/TR 61000-3-6. Electromagnetic compatability (EMC) – Part 3. **10**. Active filters in HVDC applications. CIGRE IEC/PAS 62544, pre-standard, 2008-02.

Bibliography (transliterated): 1. *Moshits G., Horn P.* Proektirovanie aktivnyh filtrov. M., «Mir», 1984. – 320 s. **2.** *Hewlsman L.P.* Teoriya i raschet aktivnyh LC-zepei. M., «Sviaz», 1973. – 238 s. **3**. *Heinlein V.E., Holms V.H*. Aktivnye filtry dlia integralnyh shem. M., «Sviaz», 1980. – 655 s. **4**. *Baskakov S.I.* Radiotehnicheskie tsepi I signaly. M., Vysshaia shkola, 1988. – 446 s. **5**. *Gilleman E.A.* Sintez passivnyh tsepeiy. M., «Sviaz», 1970. – 719 s. **6.** *Karni Sh.* Teoria tsepeiy. Analiz I sintez. M., «Sviaz», 1979. – 368 s. **7.** *Gusev S.I., Mustafa G.M.* Aktivnye filtro-simmetrirujushjie ustroistva dlia elektroenergetiki. LAP Lambert Academic Publishing, 2016. – 114 s. **8.** *Mustafa G.M.* Filtrokompensirujushjee ustroistvo vysokovoltnoi peredachi energii postoiannym tokom. Patent RF №2521428, 2014. **9.** International Electrotechnical Comission. IEC/TR 61000-3-6. Electromagnetic compatability (EMC) – Part 3. **10**. Active filters in HVDC applications. CIGRE IEC/PAS 62544, pre-standard, 2008-02.

Поступила 03.04.2017

УДК 629.5–64.5:621.314.5

А. О. ДРАНКОВА, канд. техн. наук, доц., Національний університет «Одеська морська академія»;
С. С. МІХАЙКОВ, аспірант, Національний університет «Одеська морська академія»;
І. І. КРАСОВСЬКИЙ, магістр, Національний університет «Одеська морська академія».

ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ «АВТОНОМНЕ ДЖЕРЕЛО – НЕЛІНІЙНЕ НАВАНТАЖЕННЯ» ЗАСОБАМИ ПАСИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ

Вступ. Широке впровадження систем управління електромеханічними пристроями з статичними силовими перетворювачами, а саме частотно–регульованого електроприводу призводить до погіршення якості електроенергії завдяки появі гармонійних спотворень струму та напруги мережі живлення [1,5]. Найбільш гостро це відчувається, коли мережа живлення має кінцеву потужність [6].

Ефективним засобом поліпшення форми струму та напруги мережі живлення є використання спеціальних фільтрокомпенсуючих пристроїв – силових фільтрів гармонік [1,5]. Силові фільтри гармонік класифікують за такими ознаками:

- за схемою включення в мережу – паралельні, послідовні і комбіновані структури;
- по виду застосованих елементів – пасивні, активні і гібридні структури;
- по числу фаз – однофазні, трифазні трьох–провідні та трифазні чотирьох–провідні структури;

Традиційно, для ослаблення вищих гармонік струмів і напруги в мережах електропостачання використовують пасивні фільтри гармонік (ПФГ) [1,3,4]. ПФГ мають низьку вартість та не вимагають частого технічного обслуговування. Однак, ПФГ є статичними пристроями, ефективність яких зменшується при зміні характеру нелінійного навантаження, а також при зміні пропускної здатності мережі. Тому, налаштування ПФГ на конкретне нелінійне навантаження є актуальною задачею для підвищення якості електроенергії всієї системи «автономне джерело – нелінійне навантаження».

Мета роботи. Підвищення якості електроенергії в системі «автономне джерело–нелінійне навантаження» засобами пасивної фільтрації.

Матеріали дослідження. Дослідження проводились на експериментальному стенді у лабораторії електромеханічних систем кафедри суднової електромеханіки і електротехніки Національного університету «Одеська морська академія». Стенд складається з наступних компонентів: трифазний мережевий автомат (МА); мережевий дросель – для створення мережі кінцевої потужності; перетворювач частоти (ПЧ); електромашинний підсилювач ЕМП12А А11 – АД і генератор постійного струму (ГПС); дільник напруги (ДН), у складі 4-ох резисторів з наступними номіналами, 3.6 МОм, 240 КОм, 22 КОм, 20 КОм – для зняття сигналу фазної напруги; трансформатор струму (Тр) – для знаття сигналу фазного струму; джерело постійного струму (ДПС) – для формування сигналу обмотки управління (ОУ) ГПС; амперметри для контролю стуму ОУ та статорної обмотки ГПС; дротяний резистор – навантаження в колі ГПС; трифазний фільтр С–типу. Функціональна схема експериментального стенду зображена на рис.1

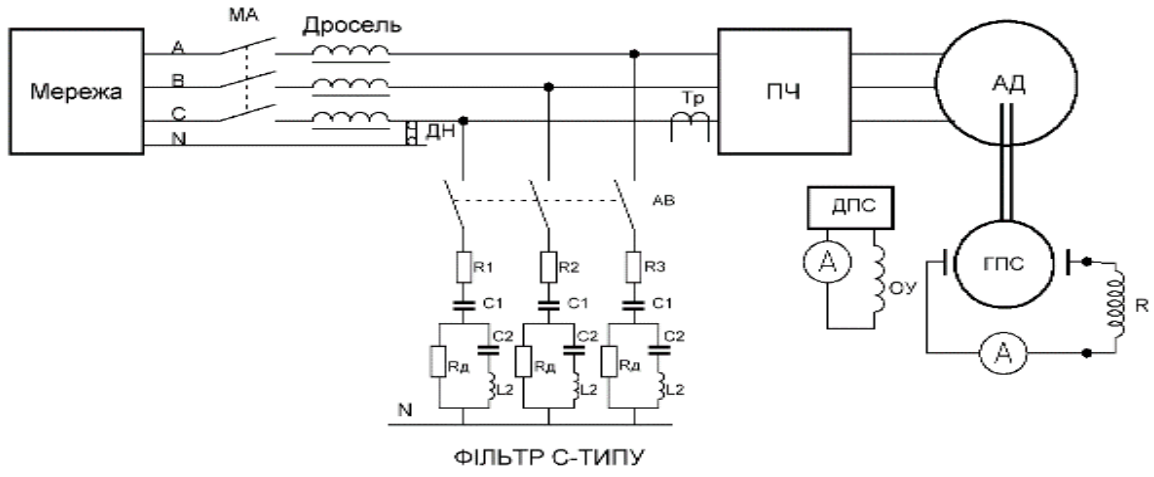


Рис. 1 Функціональна схема експериментального стенду

В експериментальному стенді використано ПЧ фірми Mitsubishi Electric серії FR A700 з потужністю 2,2 кВт. Електромашинний підсилювач ЕМП12А А11 являє собою агрегат, що складається з власне електромашинного підсилювача поперечного поля (генератора) і приводного двигуна, пов'язаних на загальному валу та розташованих у загальному корпусі на лапах. Основні електричні параметри ЕМП12А А11 приведено у табл. 1.

© А.О. Дранкова, С.С. Міхайков, І.І. Красовський, 2017

Таблиця 1 – Основні електричні параметри ЕМП12А А11

Тип	Дані генератора								Дані двигуна			Примітка
	U, В	Р, кВт	Рвх.оу, Вт	Roy, Ом				I, А	U, В	I, А	Р, кВт	
				I	II	III	IV					
А 11	115±4	1,0	0,56	1000	1000	-	-	8,7	220/380	5,4/3,2	1,68	Частота обертання 2900 об/хв.

У ході експерименту було знято робочі характеристики ЕМП12А А11 при постійному струму ОУ 10 мА та 15 мА (табл. 2 та рис. 2).

Вигляд зовнішньої характеристики збігається з виглядом механічної характеристики суднового підрулюючого пристрою, який виступає в якості нелінійного навантаження (рис.3). В разі чого можливо зробити висновок про коректність проведення експерименту.

Для побудови трифазного фільтру С–типу було виконано розрахунок елементів фільтра відповідно за формулами (1) ÷ (4) [1,3,4]. Фільтр налаштовано на гасіння 3-ої гармоніки і його параметри наведено у табл. 3. Для розрахунку використані наступні дані: напруга мережі U = 220 В; f = 50 Гц; реактивна потужність фільтра $Q_F \approx Q_{ЕМП} = 1347$ Вар.

$$C_1 = \frac{Q_F}{\omega_1 U^2}. \quad (1)$$

$$C_2 = C_1\left(n_g^2 - 1\right). \quad (2)$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega_1^2 C_2}. \quad (3)$$

$$R_d = \frac{U^2}{n_g^3 Q_F^2 k\, \omega_1 L_s}\sqrt{U^4 - n_g^4 Q_F^2 k\, \omega_1^2 L_S^2}. \quad (4)$$

Таблиця 2 – Робочі характеристики ЕМП12А А11

	№	Частота	Відношення, %	$I_{ОУ}$, мА	$I_{СТ}$, А	$I_{ОУ}$, мА	$I_{СТ}$, А
1		0	0		0		0
2		12.5	25		0,90		1,50
3		25	50	10	2,80	15	3,70
	4	37.5	75		4,70		5,90
5		50	100		7,00		8,60

Таблиця 3 – Розрахункові параметри фільтра С–типу

№ Гармоніки	f, Гц	ω, $с^{-1}$	C_1, мГн	C_2, мГн	L_2, мГн	R_d, Ом
3	150	942	8,609	7,09	14,3	300

Для перевірки резонансної якості фільтру та визначення його добротності було проведено моделювання роботи кола фільтру в програмі Electronics Workbench. Моделювання показало, що добротність фільтру має значення 15, що свідчить о його широкосмугових якостях.

До складу трифазного фільтру С–типу ввійшли також трифазний автомат (АВ) та резистори R1, R2, R3 з номіналами по 200 Ом кожний для обмеження струму, який протікає через фільтр.

В якості вимірювального приладу в ході експерименту використовувався цифровий осцилограф usb.oscill, призначений для дослідження електричних сигналів в смузі 0...15 МГц. Осцилограф виконано у вигляді зручно щупа зі змінними головками. Зі зворотного боку щупа розташований роз'єм, через який проводиться обмін даними і здійснюється електроживлення. Передбачена гальванічна ізоляція.

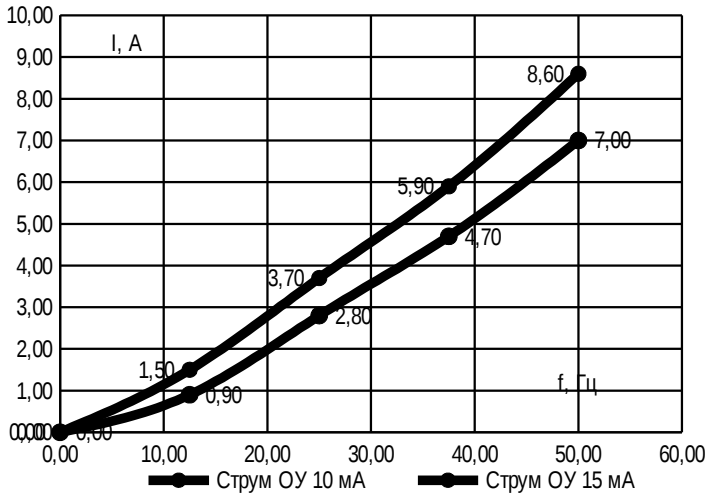


Рис. 2 Механічна характеристика ЕМП12А А11

Управління осцилографом та відображення даних може здійснюватися: персональним комп'ютером/ноутбуком/нетбуком/планшетом під управлінням операційної системи Windows через USB інтерфейс; кишеньковим комп'ютером під управлінням операційної системи Windows CE, обладнаним USB-host портом; телефоном/планшетом під управлінням ОС Android 4 і новіше, через OTG порт.

Експериментальні дані були знятті при постійному навантаженню ОУ ГПС, яке складає 10 мА та при змінній частоті обертання асинхронного двигуна відповідно на 12.5 Гц, 25 Гц, 37.5 Гц, 50 Гц , що моделює типові режими роботи суднового підрулюючого пристрою.

Послідовність проведення експерименту для отримання осцилограм та показників якості електромережі за напругою наступна:

1. Включення мережевого автоматичного вимикача.
2. Підключення осцилографа до дільника напруги.
3. Зняття параметрів напруги мережі.
4. Пуск ЕМП частотним перетворювачем та налаштування до частоти 12.5 Гц (перша точка зняття даних).

5. Навантаження ЕМП – включення джерела постійного струму та збудження обмотки управління ЕМП до 10 мА.

6. Реєстрація даних на частоті 12.5 Гц.

7. Налаштування ПЧ на 25 Гц (друга точка зняття даних) та реєстрація даних.

8. Налаштування ПЧ на 37.5 Гц (третя точка зняття даних) та реєстрація даних.

9. Налаштування ПЧ на 50 Гц (остання точка зняття даних) та реєстрація даних.

Послідовність проведення експерименту для отримання осцилограм та показників якості електромережі за струмом наступна:

1. Підключення осцилографа до трансформатора струму.

2. Пуск ЕМП частотним перетворювачем та налаштування до частоти 12.5 Гц (перша точка зняття даних).

3. Включення джерела постійного струму та збудження обмотки управління ЕМП до 10 мА.

4. Зняття даних на 12.5 Гц.

5. Налаштування ПЧ на 25 Гц (друга точка зняття даних) та реєстрація даних.

6. Налаштування ПЧ на 37.5 Гц (третя точка зняття даних) та реєстрація даних.

7. Налаштування ПЧ на 50 Гц (остання точка зняття даних) та реєстрація даних.

Для достовірності зняття даних будо виконано фіксацію режиму роботи для кожного значення частоти ЧП понад одну хвилину. Так, під час проведення експерименту знято осцилограми та спектри напруги і струму, частка яких приведено нижче (рис.3 ÷ рис.6).

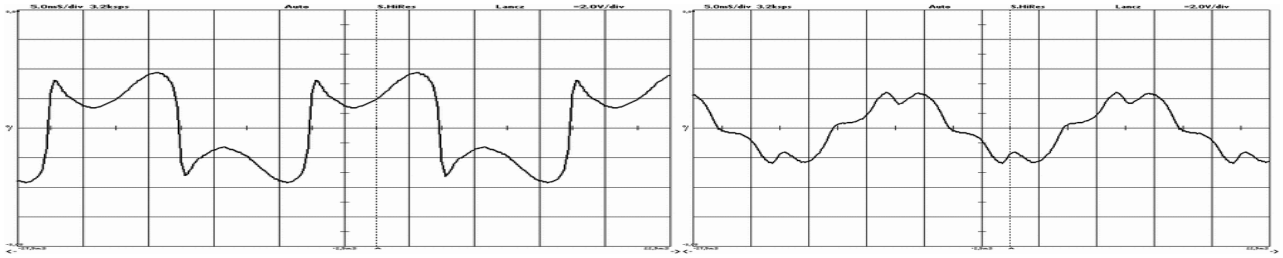


Рис. 3 – Осцилограми напруги без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

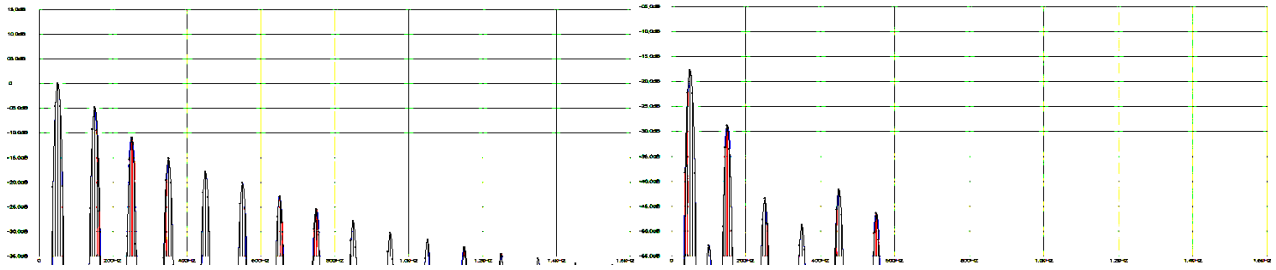


Рис. 4 – Спектри напруги без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

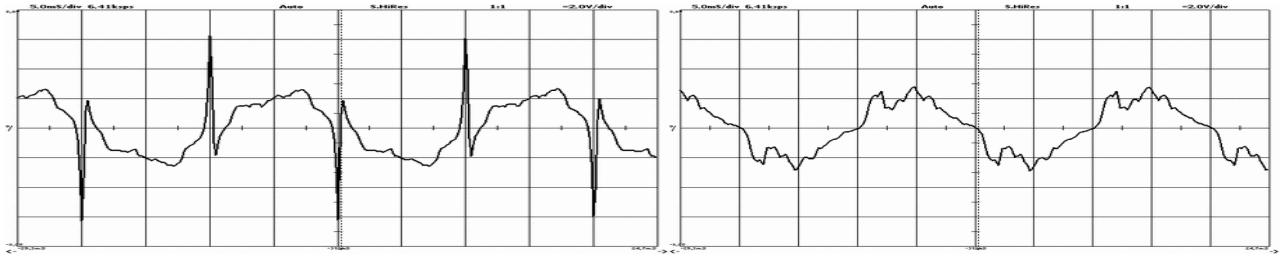


Рис. 5 – Осцилограми струму без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

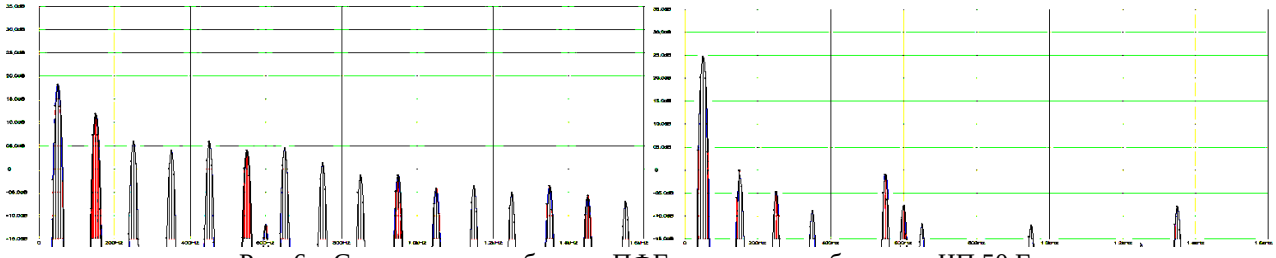


Рис. 6 – Спектри струму без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

Аналіз результатів експерименту підтвердив теоретичні положення – наявність непарних високочастотних гармонік в мережі с нелінійним навантаженням [1,2,5]. Кількість розглянутих гармонік складає 15. Окрім осцилограм та спектрів у ході експерименту також були отримані значення коефіцієнтів гармонійних складових напруги та струму для всіх типових режимів роботи підрулюючого пристрою. Цей якісний аналіз електромережі було проведено без та з використанням пасивного фільтру С–типу на всьому діапазоні частоти обертання ЧП (табл. 4 та табл. 5).

Таблиця 4 – Коефіцієнти гармонійної складової напруги без та з ПФГ

№ Гар.	fГ, Гц	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
		12.5		25		37.5		50	
		без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
1	50	100	100	100	100	100	100	100	100
3	150	29,64	0,62	29,17	1,49	30,02	2,25	31,18	3,14
5	250	10,69	0,69	10,76	0,38	11,34	0,38	11,69	0,94
7	350	8,98	0,97	8,78	1,76	8,35	2,40	8,46	2,61
9	450	4,97	0,45	5,79	0,45	6,01	1,00	5,99	1,74
11	550	4,82	0,90	5,38	1,22	5,67	2,34	5,94	3,51
13	650	3,44	0,40	4,21	0,08	4,34	0,38	4,43	0,08
15	750	3,07	0,19	3,57	0,20	5,12	0,18	3,81	0,33

Для напруги на всьому діапазоні роботи було виконано нормування відносно параметрів напруги мережі в силу малої потужності зібраного фільтру. Завдяки цьому можна побачити ефективне пригнічення вищих гармонік напруги, які генеруються нелінійним навантаженням, використаним в даному експерименті. Як можливо побачити з аналізу таблиці 4, рівень вмісту вищих гармонік напруги при застосуванні ПФГ С-типу відповідає європейському стандарту та стандарту МЕК, а саме менш 5%.

Таблиця 5– Коефіцієнти гармонійної складової струму без та з ПФГ

№ Гар.	fГ, Гц	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
		12.5		25		37.5		50	
		без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
1	50	100	100	100	100	100	100	100	100
3	150	40,12	0,45	41,19	1,60	36,78	3,88	48,90	5,77
5	250	33,66	3,75	30,48	4,36	25,70	3,51	24,88	3,37
7	350	29,39	2,95	27,86	2,06	22,95	3,20	20,49	1,92
9	450	24,88	0,78	22,86	2,19	22,48	1,47	24,27	0,27
11	550	22,32	1,33	24,64	3,29	19,13	3,43	19,88	5,25
13	650	17,44	2,46	16,31	3,72	16,51	2,49	21,10	0,15
15	750	16,34	2,19	17,26	1,69	12,95	0,66	14,51	0,45

Отриманні результати демонструють ефективність використання пасивного фільтру С-типу, налаштованого на конкретне навантаження. Завдяки фільтру вміст налаштованої гармоніки в середньому зменшується в 7-15 раз в робочому діапазонні частоти обертання ЧП , як по напрузі, так і по струму.

Побудова залежності процентного вмісту третьої гармоніки напруги (рис. 7) та струму (рис. 9) від зміни частоти налаштування ПЧ – демонструє процес збільшення складу 3-ї гармоніки зі збільшенням частоти, як без використання фільтру, так і з його використанням. Однак при використання ПФГ С–типу характер залежності стає більш лінійним (рис. 8 та рис. 10).

Так, як фільтр С-типу є широкосмуговим, комутація фільтра пригнічує не лише налаштовану гармоніку, а також інші вищі гармоніки, завдяки чому зменшується сумарний THD напруги та струму. В таблиці 6 наведено значення THD напруги та струму при налаштуванні ПЧ на всі режими роботи підрулюючого пристрою.

Таблиця 6 – Значення THD напруги та струму

THD	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
	12.5		25		37.5		50	
	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
THDU, %	32.8	1	33	1.6	33.7	3.1	34.8	4
THDI, %	73.95	8.9	71.5	9.85	61.8	9.85	68.15	10.7

Проведені експерименти дозволяють зробити висновки, що з розглянутих вищих гармонік напруги та струму найбільший вміст мають такі непарні вищі гармоніки, як 3-я, 5-а, 7-а. Тому, для підвищення якості електроенергії в системі «автономне джерело – нелінійне навантаження» доцільно використання декількох ПФГ С-типу, налаштованих саме на ці найбільш вагомі гармоніки.

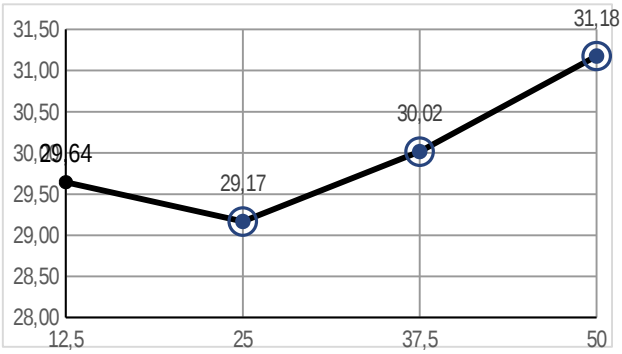


Рис. 7 – Зміна складу 3-ї гармоніки напруги залежно від частоти налаштування ПЧ без ПФГ С–типу

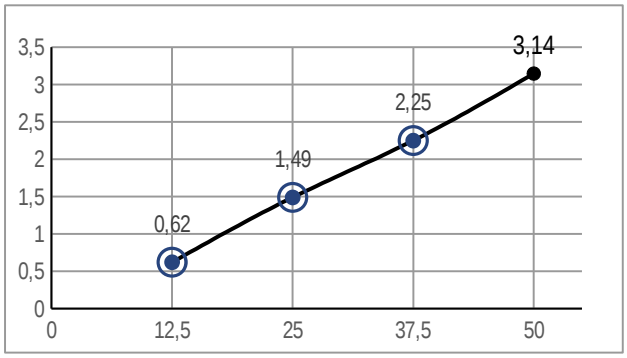


Рис. 8 – Зміна складу 3-ї гармоніки напруги залежно від частоти налаштування ПЧ з використанням ПФГ С-типу

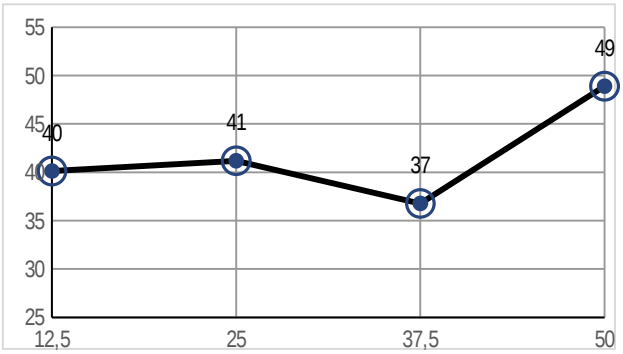


Рис. 9 – Зміна складу 3-ї гармоніки струму залежно від частоти налаштування ПЧ без ПФГ С–типу

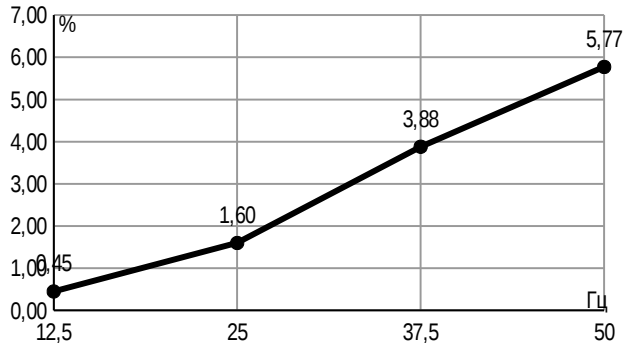


Рис. 10 – Зміна складу 3-ї гармоніки струму залежно від частоти налаштування ПЧ з використанням ПФГ С–типу

Перелік використаної літератури: **1.** *Арриллага Дж.* Гармоники в электрических системах: Пер. с англ. [Текст] / *Дж. Арриллага, Д. Брэдли, П.Боджер.*– М.: Энергоатомиздат, 1990.– 320 с.:ил. **2.** *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. [Текст] – М. : Гардарики, 2002. – 638 с.: ил. **3.** *Nassif A. D., Xu W., Freitas W.* An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications. – IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, 2009, pp. 1710-1718. **4.** *Das J.* Passive filters – potentialities and limitations. – IEEE trans. on industry applications. Vol. 40, No. 1, January/February, 2004, pp. 232-241. **5.** *Дранкова А. О.* Підвищення якості електроенергії суднової високовольтної мережі з нелінійним навантаженням [Текст] / *Дранкова А. О., Шестака А.І., Красовський І.І.* // Матеріали науково-методичної конференції «Актуальні питання суднової електротехніки і радіотехніки» 29.11.2016 – 30.11.2016 – Одеса: НУ «ОМА». – 2017. – С. 68-75. **6.** *Дранкова А. О.* Способи підвищення якості електроенергії в автономних енергетичних системах [Текст] / *Дранкова А. О., Красовський І.І.*// Матеріали науково-методичної конференції «Актуальні питання суднової електротехніки і радіотехніки» 15.12.2015 – 16.12.2015 – Одеса: НУ «ОМА». – 2016. – С. 45-48.

Bibliography (transliterated): **1.** *Arrillaga Dzh., Bredli D., Bodzher P.* Garmoniki v elektricheskih sistemah [Power System Harmonics], (1990), *Energoatomizdat*, Moscow, pp. 320 (In Russian). **2.** *Bessonov L. A.* Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. Elektricheskie cepi. [Theory of Electrical Engineering. Electric Circuits], (2002), *Gardariki Publ.*, Moscow, pp. 638 (In Russian). **3.** *Nassif A. D., Xu W., Freitas W.* An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications. – IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, 2009, pp. 1710-1718. **4.** *Das J.* Passive filters – potentialities and limitations. – IEEE trans. on industry applications. Vol. 40, No. 1, January/February, 2004, pp. 232-241. **5.** *Drankova A.O., Shestaka A.I., Krasovskyi I.I.* Pidvischenya yakosti electroenergii sudnovoy visocovoltnoyi merezhi z neliniynim navantagenyam. [Improve power quality of ship's high-voltage network with a nonlinear load], (2017), *NU* «O*MA*» *Publ.*, Odessa, pp.68-75, (In Ukrainan). **6.** *Drankova A.O., Krasovskyi I.I.* Sposobi pidvischenya yakosti electroenergii v avtonomnih energetichnih sistemah. [Ways of improving the quality of electricity in autonomous power system], (2016), *NU* «O*MA*» *Publ.*, Odessa, pp.45-48, (In Ukrainan).

Отримано 03.07.2017

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА, КОМПОНЕНТЫ, ДИАГНОСТИКА

- **Электромеханические системы с интеллектуальным управлением;**
- **Системы управления электроприводами широкого технологического назначения;**
- **Мехатроника и робототехника;**
- **Диагностика электромеханических систем и компонентов.**

УДК 62-5, 681.5

И. В. ВОЛКОВ, докт. техн. наук, чл.-кор. НАНУ, зав. отд., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
В. П. СТЯЖКИН, канд. техн. наук, ст. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
О. А. ЗАЙЧЕНКО, канд. техн. наук, мл. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
П. П. ПОДЕЙКО, вед. инж., Институт электродинамики НАНУ, Киев.

СИСТЕМА С НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКОЙ РЕГУЛИРОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСТАНОВКИ ПО ПРОИЗВОДСТВУ БАЗАЛЬТОВОГО СУПЕРТОНКОГО ВОЛОКНА

Введение. Необходимость повышения качества производственной продукции в условиях евроинтеграции Украины определяет ужесточение требований, предъявляемых к промышленному оборудованию. Это касается и установок по производству базальтового супертонкого волокна, которое используется для теплоизоляции теплотехнического оборудования (печи, сушильные барабаны, технологические трубопроводы на ТЭС, АЭС).

Базальтовое супертонкое волокно (БСТВ) является одним из самых эффективных теплоизоляционных материалов, сохраняющих свои свойства при высоких температурах изолируемой поверхности (до 1000 ºС). Технология производства таких материалов известна еще с прошлого века [1, 2], является недостаточно эффективной и требует усовершенствования [3]. В этой связи были проведены исследования, предложены методы управления установкой по производству БСТВ и технические решения, реализующие их: в [5] предложено применение полупроводникового регулятора тока трансформатора фильерного питателя, в [6] – система адаптивного регулирования этого тока. В работе [7] обоснована необходимость применения нечеткой логики в системе регулирования установкой по производству БСТВ и показано, что ее разработка позволит повысить качество выпускаемой продукции, снизить удельные энергозатраты, а также повысить производительность.

Постановка задачи. Одной из основных технологических проблем при производстве БСТВ является поддержание заданного диаметра первичной нити с высокой точностью при возможных непрогнозируемых возмущениях внешней среды и других факторов, обычно связанных между собою в технологическом процессе. В условиях возникающих неопределенностей состояния узла вытяжки и формирования первичной нити установки по производству БСТВ невозможно детерминировано управлять его технологическим параметром – толщиной нити при условии ее непрерывности.

Основными параметрами, оказывающими влияние на качество выходной продукции из БСТВ (наличие неволокнистых включений), являются стабильность размеров первичных нитей, равномерность размещения их перед соплом раздува и геометрия сопла. Для получения высокого качества волокна необходимо обеспечивать соответствие параметров газового потока – его скорости и температуры от диаметра нити. Эта проблема хорошо изучена в работах [1-4]. Однако вопросу нестабильности диаметра первичной нити расплава, вытягиваемой из фильерного питателя, как одной из причин образования неволокнистых включений в базальтовом волокне, получаемом дуплекс–методом, не уделено должного внимания с точки зрения управления технологическими параметрами. Этот вопрос недостаточно изучен, потому что диаметр и механические свойства первичной нити зависят от многих факторов: физико–механических свойств базальта, температуры (вязкости) и уровня базальтового расплава в плавильной печи, от скорости вытягивания первичных нитей.

Поэтому синтез эффективной системы управления процессом вытяжки и формирования первичной нити БСТВ, определяющим качество выходного продукта – волокна БСТВ, является актуальной задачей.

Материалы исследования. Базальтовая порода, из которой получают волокно, обладает химическим и минералогическим составами, определяющими физические и реологические свойства расплава – прежде всего вязкость μ и плотность ρ. Формование волокон осуществляется в определенном температурном интервале, который зависит от типа базальта и размеров фильеры: внутреннего диаметра $d_ф$ и длины $L_ф$ [8].

Для того, чтобы формализовать процесс вытяжки и формирования первичной нити БСТВ, используем расчетную схему (рис. 1) на примере одной фильеры.

В установившемся режиме из условия неразрывности потока расплава в фильере и на выходе из нее (рис. 1) справедливо соотношение [8]:

$$V_н \cdot d_н^2 = V_ф \cdot d_ф^2 \quad , \qquad (1)$$

где: $d_ф$ – диаметр фильеры; $L_л$ – длина луковицы; $V_н$ – скорость вытяжки нити; $d_н$ – диаметр нити.

Производительность установок БСТВ определяется дебитом базальтовой массы, т. е. количеством массы, вытекающей из фильер за единицу времени.

Величина дебита и зависящая от него величина диаметра вытягиваемого волокна – важнейшие характеристики процесса формования непрерывного первичного ба-

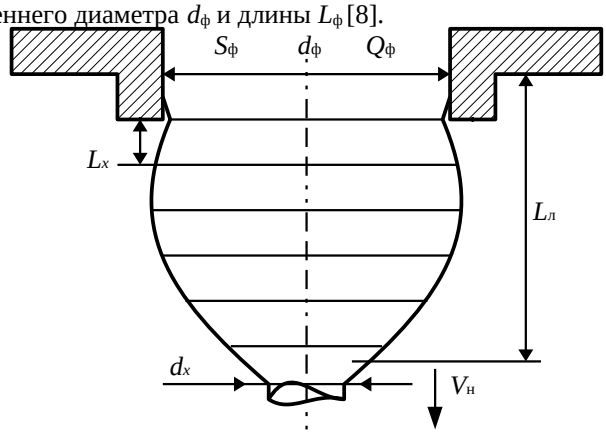


Рис. 1. Расчетная схема определения параметров вытяжки непрерывного волокна.

© И.В. Волков, В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко, П.П. Подейко, 2017

зальтового волокна. Дебит может быть определен по формуле Пуазёйля [9]:

$$Q_{\text{ф}}=\frac{\pi\cdot r_{\text{ф}}^{4}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{8\,\mu\cdot L_{\text{ф}}}\,, \tag{2}$$

где $r_{\text{ф}}$ – радиус фильеры; ρ g H – избыточное давление слоя расплава над фильерой, обеспечивающее истечение под действием силы тяжести; H – высота слоя; $L_{\text{ф}}$ – длина фильеры; μ – коэффициент динамической вязкости базальтового расплава.

На основании уравнения (1) неразрывности потока расплава в установившемся режиме для сечений, проходящих через фильеру и через первичную нить в любом месте по пути ее движения к соплу раздува, получена расчетная зависимость для определения диаметра первичной нити от скорости ее вытягивания[9]:

$$d_{\text{н}} = 2\,(\,Q\,/\,\pi V_{\text{н}}\,)^{0,5}\,. \tag{3}$$

Учитывая, что величина $V_{\text{н}}$ определяется через соотношение (1), а скорость подачи расплавленной массы или средняя скорость самопроизвольного истечения расплава минерала через фильеру $V_{\text{ф}}$ определяется как[9]:

$$V_{\text{ф}}=\frac{Q_{\text{ф}}}{S_{\text{ф}}}=\frac{r_{\text{ф}}^{2}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{8\,\mu\cdot L_{\text{ф}}} \tag{4}$$

то, подставив выражения (2) и (4) в выражение (1) получим:

$$V_{\text{н}}=\frac{d_{\text{ф}}^{4}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{16\cdot d_{\text{н}}^{2}\cdot\mu\cdot L_{\text{ф}}}\,, \tag{5}$$

граничными условиями при решении уравнения (5) будут согласно[7]:

$$2{,}2 \le d_{\text{ф}} \le 3{,}5 \text{ мм},\ 100 \le d_{\text{н}} \le 250 \text{ мкм}.$$

Пренебрегая потерями готового волокна, оседающего на приемном перфорированном барабане, которые, как показала практика, составляют не более 2%, производительность двухсекционной установки может быть определена по формуле [10]:

$$G = 2\pi\, d_{\text{н}}^{2} V_{\text{н}} \rho z\,/\,4, \tag{6}$$

где ρ – плотность базальта (ρ = 2300 кг/м3); z – количество фильер питателя.

Из всех входящих в формулу (6) параметров во время работы установки имеется возможность изменять скорость вытягивания первичных нитей путем изменения скорости вращения электродвигателя вытяжных валков и диаметра первичной нити. Диаметр первичных нитей расплава базальта зависит от диаметра отверстий фильер, уровнем расплава над фильерным питателем, вязкости расплава в фильерном сосуде и скорости вытягивания нитей (линейной скоростью вращения вытяжных валиков).

На действующей установки по производству БСТВ был произведен цикл опытов и по их результатам построены зависимости технологических параметров, влияющих на процесс волокнообразования.

Важным фактором, влияющим на стабильность процесса получения первичного волокна, является температура фильерного поля и, как следствие, вязкость расплава в зоне формирования нити.

Зависимость вязкости расплава от температуры показана на рис. 2, где отображен один из основных технологических параметров – интервал выработки волокна, при котором существует волокнообразование.

Вязкость расплава на периферии луковицы определяется главным образом температурой в зоне выработки, которая колеблется с разницей 50÷100 °С. Всё это приводит к изменению диаметра получаемой нити и способствует увеличению обрывности [10].

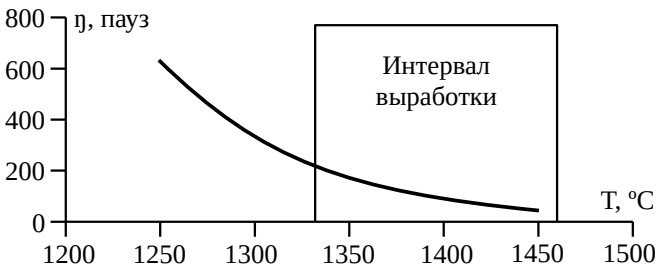


Рис. 2. Зависимость вязкости базальтового расплава от температуры

Процесс производства супертонкого волокна идет при повышенных температурах фильерного питателя (выше 1360 °С), который в свою очередь имеет повышенный износ (диаметр сосудов возрастает). Питатели изготавливаются из железохромистых и железохромоникилевых сплавов, как альтернатива платинородиевых, но данные материалы не обладает абсолютной химической устойчивостью к расплаву базальта[10].

Эксплуатационный срок службы питателя при производстве супертонкого волокна достигает 21–26 дней [2]. Несмотря на то, что данные сплавы имеют высокую жаростойкость и химическую инертность, износ фильерных отверстий питателя за счет диффузионных процессов при высоких температурах, приводит к нарушению технологического процесса получения непрерывного волокна. Этот процесс иллюстрирует рис. 3.

Как следует из графика (рис. 3) при увеличении диаметра фильерного отверстия возрастает скорость вытяжки. Это можно объяснить увеличением дебита расплава через фильеру, а для сохранения стабильности диаметра первичного волокна, необходимо увеличивать отбор расплава. Скорость вытяжки первичной нити может регулироваться диаметром самой нити и диаметром фильеры (рис. 4).

Из кривых на рис. 4 видно, что варьируя скоростью вытяжки первичного волокна, возможно получение требуемого его диаметра, при диаметрах фильер от $d_{\text{ф}}$ = 2,2 мм до $d_{\text{ф}}$ = 2,6 мм.

В этом же цикле опытов одновременно с оценкой влияния скорости вытягивания нитей на производительность установки определялось и содержание в образцах неволокнистых включений. Так наименьшее количество неволокнистых включений имеет образец, полученный при скорости вытягивания 0,092 м/с. Увеличение количества неволокнистых включений при малых скоростях вытягивания объясняется большим диаметром первичных нитей, для полного раздува которых энергии газового потока горелочного устройства оказывается недостаточно. Увеличение количества неволокнистых включений при больших скоростях вытягивания первичных нитей объясняется их малым диаметром – при этом нити теряют свою прочность и в волокне увеличивается содержание обломков нитей, которые даже не подверглись оплавлению.

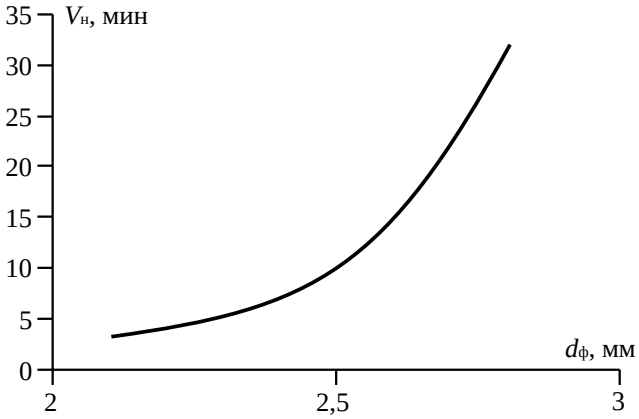


Рис. 3 Влияние скорости вытяжки волокна диаметром $d_н$ =160 мкм на диаметр фильерного отверстия.

Полученные выше результаты показали, что существует оптимальная вязкость расплава и скорость вытягивания нитей, при которой производительность установки имеет максимальное значение, а содержание неволокнистых включений минимально.

Основным каналом поступления энергии, необходимой для расплава и формирования первичных волокон, и основным каналом управления (формирования) толщины нитей является фильерный питатель, подключенный к вторичной обмотке трансформатора, первичная обмотка которого получает питание от силового тиристорного регулятора, работающего в режиме регулятора тока.

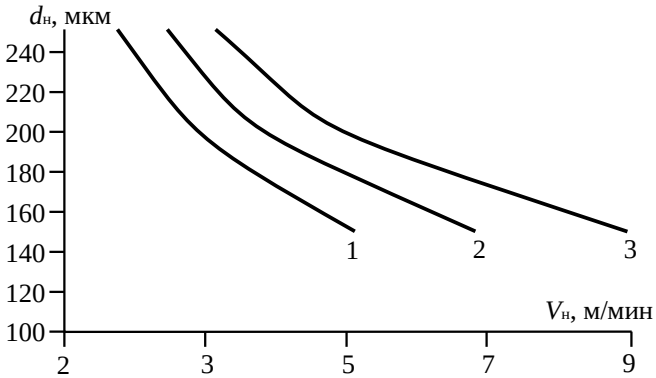


Рис. 4. Зависимость диаметра первичной нити от скорости вытяжки при диаметре фильерного отверстия: 1 – $d_ф$ = 2,2 мм; 2 – $d_ф$ = 2,4 мм; 3 – $d_ф$ = 2,6 мм.

Вторичный ток трансформатора ТВК–75 порядка 2000А, протекая через питатель, разогревает фильерное поле до температуры 1300÷1320 °С, необходимой для непрерывного истечения расплава. Активное сопротивление жаростойкой пластины питателя – нелинейное, что накладывает определенные ограничения при выходе питателя на температурный режим.

Резкое увеличение силы тока питателя может являться причиной его деформации, поэтому вывод питателя на рабочий режим выполняется плавно. В начале рабочего цикла ток в первичной обмотке трансформатора питателя должен составлять не более 15А, затем повышается через каждые 2…3 минуты по 1 амперу до рабочей величины силы тока в 46÷53А. Чем выше температура питателя, тем интенсивнее истечение расплава из фильер, но при этом усиливается явление смачиваемости расплавом поверхности фильер, делающее невозможным процесс образования первичных волокон.

Реализация оптимальных алгоритмов управления при нелинейной передаточной характеристике фильерного питателя реализуется путем использования регуляторов первичного тока трансформатора с линейным непрерывным пропорционально–интегральным (ПИ) законом управления [5–7]. Однако, отсутствие полной и достоверной информации об объекте регулирования приводит к усложнению структуры регулятора, усложнению его настройки и эксплуатации. Применение линейных регуляторов в системах с нестационарными процессами приводит к нелинейному изменению параметров регулирования, что требует решения задач определения и многоразовой корректировки коэффициентов управления, уменьшения динамической ошибки и сокращения времени переходных процессов.

Поэтому для решения задач регулирования питателями установкой в целом необходимо разработать систему регулирования, которая будет обеспечивать заданное качество технологического процесса независимо от нелинейности параметров регулирования и возможных непредвиденных изменений внешних факторов.

Первой задачей, которую необходимо решить при разработке системы управления, является стабилизация температуры питателя, а также обеспечение необходимой динамики переходных процессов. Решение данной проблемы возможно путем построения системы регулирования на основе нечеткой логики.

На рис. 5 приведена функциональная схема пропорционально–интегрального нечеткого логического контроллера температуры питателя, который позволяет обеспечить не только стабилизацию необходимого значения температуры $T_{ст}$, но также контроль текущего значения температуры питателя T и значения скорости его изменения $\Delta T / \Delta t$.

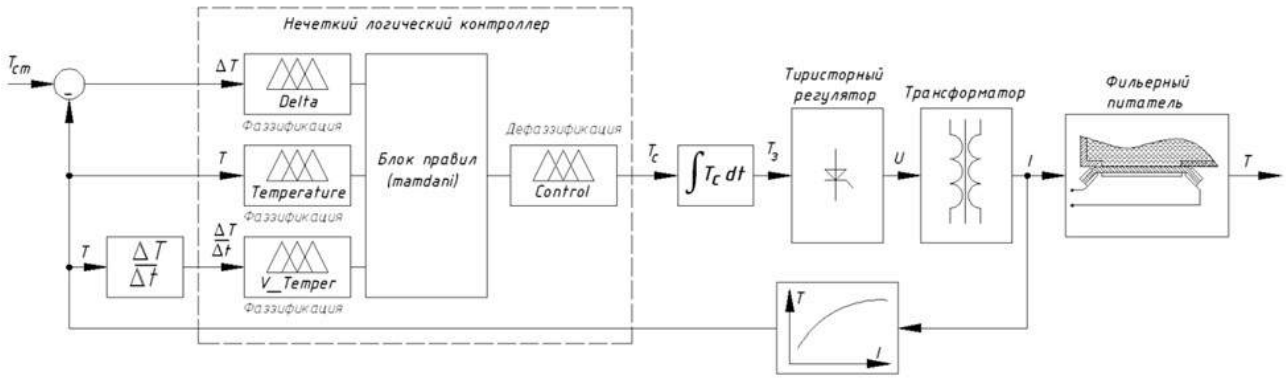


Рис. 5. Структурная схема пропорционально–интегрального НЛК температуры питателя

Благодаря этому при высоких (1000…1400 ºС) и низких (0…300 ºС) значениях температуры происходят изменения сигнала управления T_c, которые дают возможность компенсировать потери тепла в этих режимах. Наличие сигнала текущей температуры также позволяет обеспечить необходимую реакцию системы управления на непредвиденные ситуации, например, при превышении температурой максимально допустимого значения.

Для того чтобы обеспечить необходимую динамику системы введен дополнительный блок–интегратор который и формирует сигнал задания $T_з$ тиристорного регулятора, который в свою очередь формирует необходимый ток в первичной обмотке трансформатора U, питающего фильеры. Так как размещение датчиков температуры для определения точных значений проблематично, текущее значение температуры вычисляется по значению первичного тока трансформатора I. Экспериментальные зависимости $T = f(I)$ приведены в [3].

Выходной сигнал управления формируется блоком правил Мамдани по сигналу рассогласования ΔT отклонения текущего значения температуры фильеры от заданного значения. Данный алгоритм нечеткого вывода является наиболее универсальным для нелинейных систем. Блок правил (база знаний контроллера) составляется экспертом на основе опыта, компьютерного моделирования, а также с учетом классических законов теории автоматического регулирования. Таким образом, сформированы входные лингвистические переменные Delta, Temperature, V_Temper, и выходная переменная Control. Также установлены границы области базовых физических переменных: ΔT – от 0 до 1320 ºС; T – от 0 до 1320 ºС; $\Delta T / \Delta t$ – от 0,5 до 40 ºС/с.

Для решения задачи поддержания необходимого диаметра первичных нитей разработан нечеткий логический контроллер качества (НЛК), структурная схема которого приведена на рис. 6. Входными переменными НЛК являются непосредственно величина диаметра нити $d_н$, время работы питателя t_p и температура расплава в печи T_p. В зависимости от значений входных переменных блок правил формирует выходные сигналы управления: скорость вытягивания нитей $V_в$ и температура стабилизации питателя $T_{ст}$. Значение сигнала управления скорости поступает на вход преобразователя частоты, который формирует напряжения U асинхронного двигателя, создающего момент M механизма вытягивания, текущее значение скорости которого V.

Как и в предыдущем случае выбран универсальный алгоритм нечеткого вывода Мамдани, сформированы входные лингвистические переменные Diametr, Time, T_basalt и выходные переменные Speed, Temperature.

Установлены границы области базовых физических переменных: $d_н$ – от 120 до 300 мкм; t_p – от 0 до 1 мес.; T_p – от 0 до 1450 ºС.

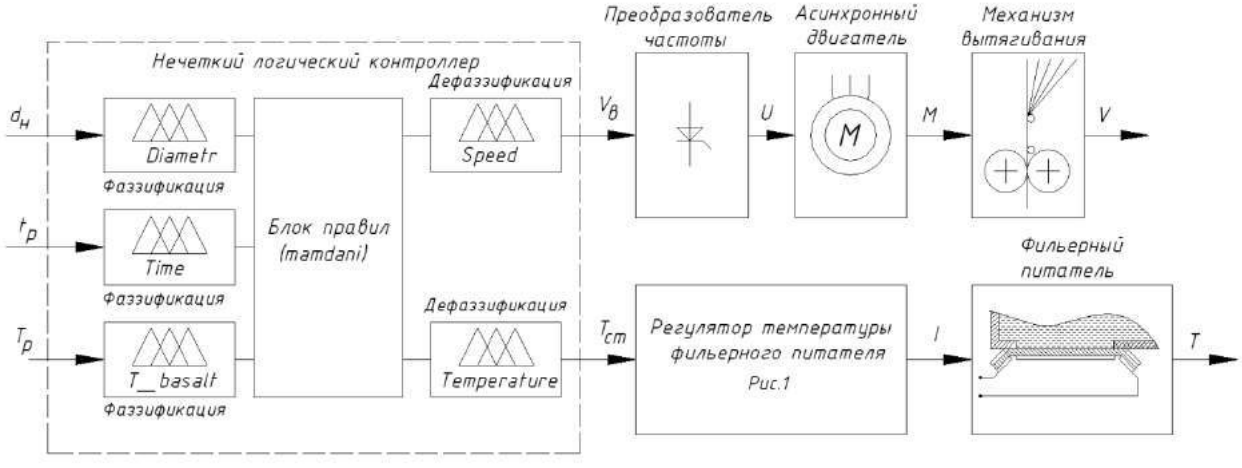


Рис. 6 Структурная схема НЛК диаметра первичной нити

Выводы.

1. В условиях возникающих неопределенностей состояния узла вытяжки и формирования первичной нити установки по производству БСТВ необходимо детерминировано управлять его технологическим параметром - толщиной нити при условии ее непрерывности.

2. Для эффективной работы установки требуется стабилизация диаметра первичной нити. Диаметр первичных нитей расплава базальта зависит от диаметра отверстий фильер, уровня и температуры расплава над фильерным питателем, вязкости расплава в фильерном сосуде, температуры фильерного питателя и скорости вытягивания нитей (линейной скоростью вращения вытяжных валиков).

3. Разработана структурная схема пропорционально–интегрального нечеткого логического контроллера температуры фильерного питателя, который обеспечивает стабилизацию необходимого значения температуры, непрямой контроль текущего значения температуры питателя T и скорости его изменения $\Delta T / \Delta t$.

4. Разработана структурная схема нечеткого логического контроллера диаметра первичных нитей волокна БСТВ, который обеспечивает взаимосвязанное регулирование скорости вытягивания нитей и температуры фильерного питателя в зависимости от диаметра нити, времени работы питателя и температуры расплава в печи установки по производству БСТВ.

5. Разработка системы оптимального управления установкой по производству базальтового супертонкого волокна на основе нечеткой логики позволит повысить качество выходного продукта, производительность, а также снизить энергопотребление.

Список литературы: **1.** *Волынский А.К.* Основы технологии получения базальтовых волокон и их свойства / *А.К. Волынский и др.* – К.: Научная мысль, 1980. – С.54-81. **2.** *Сухарев М.Ф.* Производство теплоизоляционных материалов / *Сухарев М.Ф., Майзель И.Л., Сандлер В.Г.* // М.: Высшая школа. – 1981. – 231 с. **3.** *Новицкий А.Г.* Исследование и совершенствование процессов получения базальтовых волокон и изделий на их основе. Дисс. канд. техн. наук. – К.: Национальный технический университет Украины “КПИ”. – 2005. – 157 с. **4.** *Федоткин И.М.* Влияние технологических параметров на диаметр и качество базальтового волокна / *И.М.Федоткин и др.* // Химическое машиностроение. – 1987.- №46.– С. 33-39. **5.** *Стяжкин В.П.* Тиристорные регуляторы тока в электротермических установках плавления и модификации материалов / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.* // Праці ІЕД НАН України.– Київ, 2008.– № 20.– С.59. **6.** *Стяжкин В.П.* Адаптивная система регулирования тока трансформатора в электротермических установках плавления / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.* // Технічна електродинаміка / Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – Київ, 2009. – Частина 5. – С. 109-110. **7.** *Стяжкин В.П.* Оптимальное управление электротехнологической установкой по производству базальтового супертонкого волокна / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.//* Вісник НТУ “ХПІ”. – 2015. – №12. – С.124-127. **8.** *Иваницкий С.Г.* Определение расхода расплавов при формовании непрерывных базальтовых волокон / *Иваницкий С.Г., Штерн М.Б. //* Міжвузівський збірник "НАУКОВІ НОТАТКИ". Луцьк, 2011. – № 32. – С.143–146. **9.** *Седов Л.И.* Механика сплошной среды. Т.2. / М.: Наука. – 1976.– 576 с. **10.** *Махова М.Ф. Джигирис Д.Д.* Основы производства базальтовых волокон и изделий/ М.: Теплоэнергетик.– 2002. – 170 с.

Bibliography (transliterated): 1. *Volynskij A.K.* Osnovy tehnologii poluchenija bazal'tovyh volokon i ih svojstva / A.K. Volynskij i dr. – K.: Nauchnaja mysl', 1980. – S.54-81. **2.** *Suharev M.F.* Proizvodstvo teploizoljacionnyh materialov / Suharev M.F., Majzel' I.L., Sandler V.G. // M.: Vysshaja shkola. – 1981. – 231 s. **3.** *Novickij A.G.* Issledovanie i sovershenstvovanie processov poluchenija bazal'tovyh volokon i izdelij na ih osnove. Diss. kand. tehn. nauk. – K.: Nacional'nyj tehnicheskij universitet Ukrainy “KPI”. – 2005. – 157 s. **4.** *Fedotkin I.M.* Vlijanie tehnologicheskih parametrov na diametr i kachestvo bazal'tovogo volokna / I.M.Fedotkin i dr. // Himicheskoe mashinostroenie. – 1987.- №46.– S. 33-39. **5.** *Stjazhkin V.P.* Tiristornye reguljatory toka v jelektrotermicheskih ustanovkah plavlenija i modifikacii materialov / Stjazhkin V.P., Podejko P.P. // Praci IED NAN Ukraïni.– Kiïv, 2008.– № 20.– S.59. **6.** *Stjazhkin V.P.* Adaptivnaja sistema regulirovanija toka transformatora v jelektrotermicheskih ustanovkah plavlenija / Stjazhkin V.P., Podejko P.P. // Tehnichna elektrodinamika/ Tematichnij vipusk «Silova elektronika ta energoefektivnist'». – Kiïv, 2009. – Chastina 5. – S. 109-110. **7.** *Stjazhkin V.P.* Optimal'noe upravlenie jelektrotehnologicheskoj ustanovkoj po proizvodstvu bazal'tovogo supertonkogo volokna / Stjazhkin V.P., Podejko P.P.// Visnik NTU “HPI”. – 2015. – №12. – S.124-127. **8.** *Ivanickij S.G.* Opredelenie rashoda rasplavov pri formovanii nepreryvnyh bazal'tovyh volokon / Ivanickij S.G., Shtern M.B. // Mizhvuzivs'kij zbirnik "NAUKOVI NOTATKI". Luc'k, 2011. – № 32. – S.143–146. **9.** *Sedov L.I.* Mehanika sploshnoj sredy. T.2. / M.: Nauka. – 1976.– 576 s. **10.** *Mahova M.F. Dzhigiris D.D.* Osnovy proizvodstva bazal'tovyh volokon i izdelij/ M.: Teplojenergetik.– 2002. – 170 s.

Поступила 26.06.2017

УДК 62-531.6

В. Ю. НОЖЕНКО, асист., Кременчуцький національний університет;
О. П. ЧОРНИЙ, докт. техн. наук, проф., Кременчуцький національний університет;
Д. Й. РОДЬКІН, докт. техн. наук, проф., Кременчуцький національний університет;
В. В. ЧЕНЧЕВОЙ, канд. техн. наук, асист., Кременчуцький національний університет

КЕРУВАННЯ ПУСКОМ ЗАРЕЗОНАНСНОЇ ВІБРАЦІЙНОЇ МАШИНИ З ДЕБАЛАНСНИМИ ВІБРОЗБУДЖУВАЧАМИ

Вступ. На сьогодні одним із питань покращення функціювання вібраційних машин (ВМ) з дебалансними віброзбуджувачами, які працюють у зарезонансній зоні, є вирішення проблеми пуску. Під час пуску при проходженні резонансної зони, виникають значні коливання робочого органу ВМ, що супроводжуються суттєвим динамічним навантаженням на конструкційні елементи, опори ВМ, ротори приводних двигунів та призводять до поломок пружних елементів, руйнування комунікацій, збільшення струму в обмотках статора, перевищення допустимих норм шуму та можливого «застрягання» роторів приводних двигунів. Для швидкого подолання резонансної зони приводні електродвигуни встановлюють із завищеною потужністю майже у 2÷5 разів або з підвищеним пусковим моментом, які, як правило, мають порівняно низьке значення ККД. Існує низка способів, які використовуються для зменшення резонансних коливань [1–3], але не всі вони дозволяють замінити приводні двигуни зарезонансних ВМ менш потужними. До того ж, розвиток технологій виробництва в тій чи іншій області потребує розвитку обладнання, зокрема, вібраційних систем, які б могли забезпечити раціональні технологічні режими. Вирішення комплексу вказаних проблем зарезонансних вібраційних машин можливе за допомогою застосування регульованого асинхронного електроприводу (ЕП).

Постановка проблеми. Застосування регульованого ЕП до зарезонансних ВМ передбачає, по–перше, зміну параметрів віброколивань ВМ в усталеному технологічному режимі, що дозволяє розширити функціональні можливості ВМ; по–друге, керування процесом пуску, а саме швидке проходження зони резонансу. Керування пуском ЕП ВМ доцільно здійснювати при заміні приводних двигунів на менш потужні, це надасть можливість підвищити енергоефективність ЕП. Слід відмітити, що швидке подолання резонансної зони можливе лише за умови, коли значення моменту двигуна буде більше, ніж максимальне значення вібраційного моменту в резонансі [4]. Враховуючи, що використання двигунів меншої потужності призводить до зменшення їх моменту в процесі пуску, регульований ЕП повинен забезпечити збільшення моменту двигуна при переході резонансної зони. Зазначену вимогу можна реалізувати шляхом збільшення напруги живлення приводних двигунів при підході до зони резонансу, коли вібраційний момент ще не почав стрімко зростати, після проходження резонансу керуючий вплив на збільшення напруги живлення може бути відмінений. Оскільки, існуючі скалярні закони частотного керування не дозволяють керувати напругою зазначеним чином, тому виникає необхідність їх удосконалення відповідно до особливостей роботи зарезонансних ВМ.

Метою роботи є синтез скалярного закону керування частотно–регульованого ЕП зарезонансної ВМ для швидкого подолання резонансної зони. Досягнення поставленої мети дозволить також вирішити актуальну задачу зменшення потужності приводних двигунів та підвищення енергоефективності їх роботи.

Матеріали і результати досліджень. Як зарезонансна ВМ розглядалась вібраційна площадка (ВП) із двовальними дебалансними віброзбуджувачами блочної конструкції типу СМЖ–187А для ущільнення жорстких бетонних сумішей у формі [1]. Вібраційна площадка забезпечує гармонічні вертикально направлені коливання робочого органу за рахунок синхронного обертання валів із дебалансами в протилежні напрямки. Електроприводом такої ВП служать два ідентичні нерегульовані асинхронні двигуни (АД), жорстко зв'язані між собою.

Дослідження процесу пуску зарезонансної ВП проводилось шляхом математичного моделювання. Математична модель ВП детально наведена в [5] з конструкційними параметрами: повна приведена маса коливних частин ВМ із формою і бетонною сумішшю m_{pl} = 9000 кг; коефіцієнт жорсткості опор ВМ $c_0 = 1{,}268 \cdot 10^8$ Н/м; коефіцієнт демпфування b_0 = 30600 Нс/м; відстань дебаланса від осі обертання r = 0,1 м; маса дебаланса m_0 = 18 кг. Математична модель АД була побудована в трифазній системі координат [6]. Асинхронні двигуни потужністю 30 кВт кожен мають паспортні дані: P_n = 30 кВт; n_0 = 1500 об/хв; λ_p = 1,4; λ_k = 2,3; s_n = 1,9%; s_k = 14,0%; k_i = 6,5; η = 91%; J_d = 0,23 кг·м^2 [7]. Аналіз отриманих результатів математичного моделювання прямого пуску ЕП ВП підтверджує вищезазначені теоретичні положення, а саме: пуск приводних двигунів здійснюється швидко, без «застрягання», проте в усталеному режимі АД працюють із суттєвим недовантаженням.

Необхідно зазначити, що дана ВП використовується для формування залізобетонних виробів різної конфігурації, що може призвести до зміни m_{pl} [1]. Так, максимальне значення m_{pl} становить 11000 кг, а мінімальне, коли m_{pl} складається тільки з маси коливних частин ВП та маси форми, становить 5000 кг. Відповідно до повної приведеної маси коливної частини ВП змінюють статичний момент маси дебалансів для забезпечення амплітуди віброколивань в усталеному технологічному режимі у межах $0{,}2 \cdot 10^{-3} \div 0{,}5 \cdot 10^{-3}$ м.

© В.Ю. Ноженко, О.П. Чорний, Д.Й. Родькін, В.В. Ченчевой, 2017

При застосуванні частотно–регульованого ЕП до ВП було замінено приводні АД потужністю 30 кВт на АД потужністю 11 кВт кожен із паспортними даними: P_n = 11 кВт; n_0 = 1500 об/хв; λ_p = 2,2; λ_k = 3,0; s_n = 2,8%; s_k = 19,5%; k_i = 7,5; η = 87,5%; J_d = 0,04 кг·м^2 [7].

Як відомо з [8], характер частотних перехідних процесів у розімкнутій системі частотного керування при заданому моменті навантаження, моменті інерції, а також законі регулювання напругою визначається темпом зміни частоти. При цьому для отримання найбільш якісного перехідного процесу необхідним є визначення часу зміни (розгортки) частоти t_r, оскільки для різних типів двигунів та різного навантаження дана величина може змінюватись. Так, при часі розгортки, приблизно 0,3÷0,5 t_r, час частотного пуску може бути мінімальним та на 20÷50 % меншим за час прямого пуску. Тому дослідження пуску ВМ із частотно–регульованим ЕП (зміна напруги та частоти регулювалась за законом U / f = *const*) проводились для різного часу розгортки частоти, що дозволить визначити найбільш оптимальну, яка забезпечить швидке проходження резонансної зони. Час розгортки частоти змінювався від 0,7 с до 1,8 с. Як показник оптимального часу розгортки частоти обрано максимальне переміщення робочого органу ВМ (y_{max}) при проходженні резонансної зони, оскільки саме величина y_{max} спричиняє появу вібраційного моменту.

Знаходження оптимального t_r виконувалось для різних значень повної приведеної маси коливних частин ВМ (m_{pl}) від 6000 до 11000 кг, оскільки, як зазначалося вище, m_{pl} може змінюватись.

У результаті досліджень методом найменших квадратів були отримані залежності $y_{max} = f(t_r)$ для різних значень m_{pl}, які апроксимуються функцією

$$y_{max}(t_r) = a_0 + a_1 t_r + \frac{a_2}{t_r^2}, \qquad (1)$$

де a_0, a_1, a_2 – коефіцієнти апроксимації, які приведені в табл. 1.

Таблиця 1 – Значення коефіцієнтів моделі

Маса ВМ, кг	a_0	a_1	a_2	$t_{r.opt}$
6000	– 0,010241422	0,012185142	0,0028657407	0,778
7000	– 0,0088222798	0,010047459	0,0030741384	0,849
8000	– 0,01367811	0,012072015	0,0055803353	0,974
9000	– 0,011032831	0,0097534978	0,0054104016	1,035
10000	– 0,0066913061	0,0066119557	0,0046264985	1,119
11000	– 0,00060557591	0,0027314914	0,002755625	1,264

На рис. 1 наведено залежності максимального переміщення ВП від часу розгортки частоти для різних значень m_{pl}.

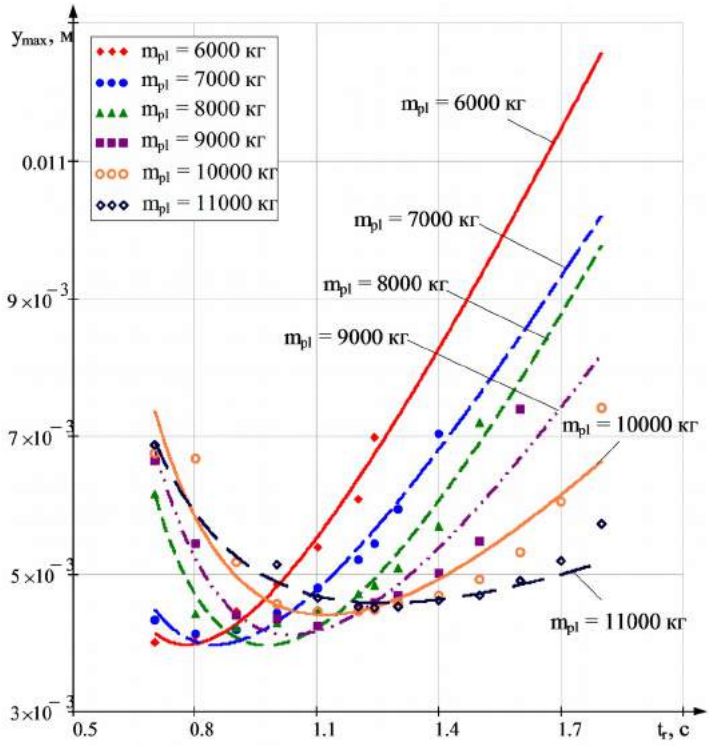


Рис. 1. Залежність максимального переміщення ВМ від часу розгортки частоти

Аналіз результатів показав, що отримані залежності мають явно виражений екстремум – мінімум функції, час, коли амплітуда переміщення мінімальна. Також із залежностей витікає, що зі збільшенням m_{pl} мінімум функції зміщується вправо, тобто спостерігається при більшому значенні часу розгортки частоти.

Мінімум функції $y_{max} = f(t_r)$ визначався з умови, що $y_{max} \rightarrow min$, при $\frac{dy_{max}}{dt_r} = 0$, тоді $\frac{dy_{max}}{dt_r} = a_1 - \frac{2a_2}{t_r^3}$, звідси оптимальний час розгортки частоти:

$$t_{r.opt} = \sqrt[3]{2a_2 / a_1}\ . \qquad (2)$$

Як видно з табл. 1, коефіцієнти моделі a_1 і a_2 змінюються залежно від m_{pl}, тому були отримані рівняння апроксимації у вигляді $a_1 = f(m_{pl})$ та $a_2 = f(m_{pl})$.

Для коефіцієнта моделі a_1 рівняння апроксимації має вигляд:

$$a_1(m_{pl}) = k_0 + k_1 m_{pl} + k_2 m_{pl}^2\ , \qquad (3)$$

де k_0 = –0,012927361; k_1 =7,2071756·10^{-6}; k_2 = –5,2461248·10^{-10} – коефіцієнти апроксимації.

Для коефіцієнта моделі a_2 рівняння апроксимації:

$$a_2(m_{pl}) = l_0 + l_1 m_{pl} + l_2 m_{pl}^2\ , \qquad (4)$$

де l_0 = –0,026069407; l_1 = 7,263631·10^{-6}; l_2 = –4,2065635·10^{-10} – коефіцієнти апроксимації.

Тоді, відповідно до (2) залежність оптимального часу розгортки від повної приведеної маси коливних частин ВМ виглядатиме як

$$t_{r.opt}(m_{pl}) = \sqrt[3]{\frac{2(l_0 + l_1 m_{pl} + l_2 m_{pl}^2)}{k_0 + k_1 m_{pl} + k_2 m_{pl}^2}}\ . \qquad (5)$$

Криву оптимального часу розгортки від повної приведеної маси коливних частин розглянутої ВП приведено на рис. 2.

Для перевірки ефективності застосування частотно–регульованого ЕП, з урахуванням оптимального часу розгортки частоти, були проведені дослідження частотного пуску ВП при максимальній m_{pl}, оскільки в даному випадку навантаження на приводні двигуни є найбільшим. Відповідно до рис. 2, оптимальний час розгортки частоти для АД потужністю 11 кВт при m_{pl} = 11000 кг становить 1,2683 с.

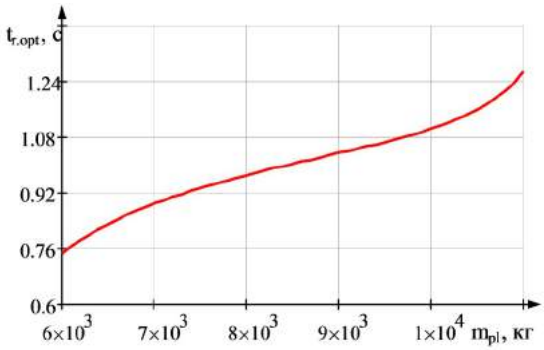
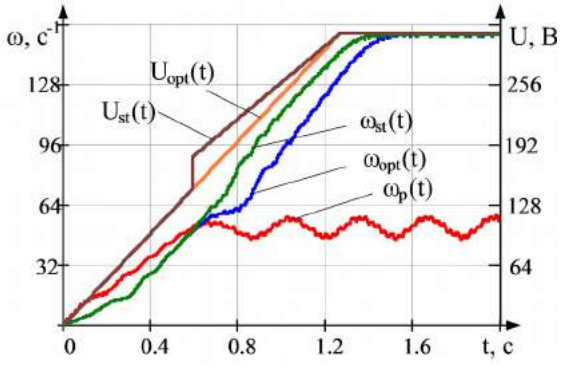


Рис. 2. Залежність оптимального часу розгортки частоти від повної приведеної маси коливних частин ВМ

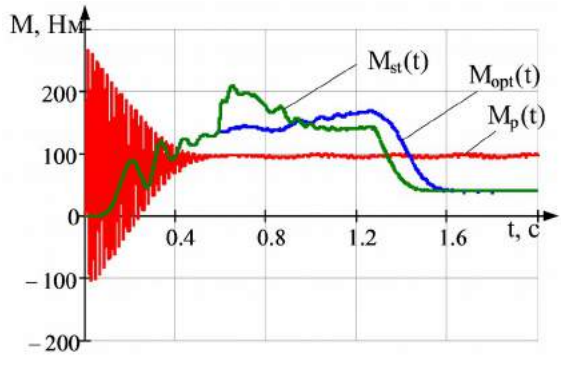
На рис. 3 приведено часові залежності швидкості та моменту АД при прямому пуску ($\omega_p(t)$, $M_p(t)$) та при частотному з оптимальним часом розгортки частоти ($\omega_{opt}(t)$, $M_{opt}(t)$).

Аналіз отриманих результатів показав, що при прямому пуску АД спостерігається «застрягання» двигуна, що унеможливлює вихід ВМ в усталений технологічний режим. Застосування частотно–регульованого ЕП дозволяє усунути «застрягання» приводних двигунів, але при проходженні резонансної зони спостерігається зменшення прискорення приводних двигунів. Це пов'язано з тим, що при резонансі значення моменту опору, який діє на АД, а саме вібраційного моменту, близьке або дорівнює значенню моменту двигуна.

Для наглядного порівняння моментів у резонансі на рис. 4 зображено динамічні характеристики АД при прямому пуску ω(M_p), оптимальній розгортці частоти ω(M_{opt}) та характеристика вібраційного моменту ω(M_v), з яких витікає, що при прямому пуску в резонансній зоні вібраційний момент перевищує момент АД на 64,64 %, а при частотному з оптимальним часом розгортки частоти – на 16,286 %. Таким чином, щоб повністю уникнути «застрягання» приводних двигунів при проходженні резонансної зони, момент АД повинен бути більшим за вібраційний.



а)



б)

Рис. 3. Часові залежності: а) напруги живлення та швидкості двигуна ВП; б) моменту двигуна ВП

Виходячи з виразу визначення електромагнітного моменту АД [6], де M_{em} прямо пропорційно залежить від напруги, збільшення M_{em} можливо досягти шляхом стрибкоподібної зміни напруги при підході до резонансної частоти.

За допомогою математичного моделювання для розглянутої ВП виконано дослідження частотного пуску АД з оптимальним часом розгортки частоти та із стрибкоподібною зміною напруги. Слід зазначити, що подачу стрибка напруги необхідно здійснювати при підході до резонансної частоти, до моменту стрімкого зростання вібромоменту. З рис. 4 видно, що максимальна величина вібраційного моменту в резонансній зоні лежить у вузькому діапазоні 50÷60 $с^{-1}$.

На рис. 3 наведено криві напруги: при оптимальному часі розгортки частоти $U_{opt}(t)$, коли U змінюється лінійно, та при стрибкоподібній її зміні – $U_{st}(t)$. Збільшення U виконувалось при ω = 50 $с^{-1}$ на 11 %. Аналіз кривих швидкості $\omega_{st}(t)$ та моменту двигуна $M_{st}(t)$, приведених на рис. 3, показав, що подача стрибком напруги в процесі пуску дозволяє збільшити момент двигуна при проходженні зони резонансу (рис. 3,б), уникнути «застрягання» АД (рис. 3,а) та зменшити час пуску. Відповідно, розглядаючи динамічну характеристику АД при стрибкоподібній зміні напруги ω(M_{st}) та вібромоменту ω(M_v), видно, що збільшення напруги в резонансній зоні дозволяє момент двигуна перевищити вібромомент.

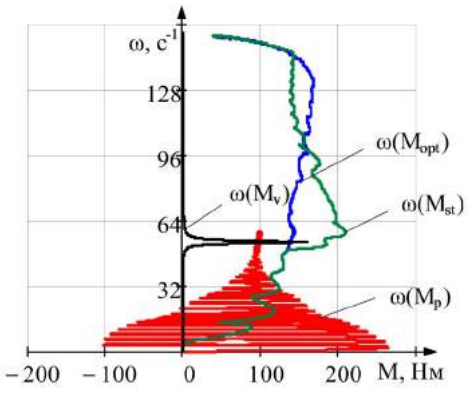


Рис. 4. Динамічні характеристики АД та статична характеристика вібраційного моменту

Висновки. Проведені дослідження пуску ВМ при заміні приводних двигунів потужністю в три рази меншою за номінальну та застосування частотно–регульованого ЕП дозволили визначити залежність оптимального часу розгортки частоти АД від повної приведеної маси коливних частин ВМ.

Приведено результати математичного моделювання розгону ВМ при застосуванні приводних АД меншої потужності для двох випадків: прямого пуску АД та регульованого з урахуванням оптимального часу розгортки частоти, які показали, що у другому випадку «застрягання» роторів приводних двигунів усувається порівняно з прямим пуском, але спостерігається зменшення їх прискорення через перевищення вібраційного моменту над моментом АД.

Для збільшення моменту двигуна запропоновано стрибкоподібну зміну напруги живлення при підході до резонансної зони, коли вібраційний момент починає стрімко зростати, що дозволяє повністю усунути «застрягання» приводних двигунів зарезонансної ВМ, зменшити навантаження на конструкційні елементи ВМ, збільшити термін служби обладнання, підвищити надійність вібраційної системи в цілому.

Список літератури: 1. Вибрации в технике : справочник в 6 т. – М. : Машиностроение, 1981. – Т. 4 : Вибрационные машины и процессы. – 509 с. **2.** *Дмитриев В. Н.* Переходные процессы зарезонансных вибрационных машин / *В. Н. Дмитриев, Е. Н. Гаврилов* // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2011. – № 4. – С. 52–55. **3.** *Tomchin D. I.* Controlled passage through resonance for flexible vibration units / *D. I. Tomchin, O. P. Tomchina, A. L. Fradkov* // Mathematical Problems in Engineering. – 2015. – Режим доступу: https://www.hindawi.com/journals/mpe/2015/839105/. – Дата звертання : 30 травня 2017. **4.** *Ярошевич Н. П.* Динамика пуска вибрационных машин с дебалансным приводом / *Н. П. Ярошевич, И. П. Забродець, А. В. Силивонюк* [*и др.*] // Вібрації в техніці та технологіях. – 2015. – № 4 (80). – С. 113–120. **5.** *Ноженко В. Ю.* Особенности пуска зарезонансных дебалансных машин с дебалансными вибровозбудителями / *В. Ю. Ноженко, Д. И. Родькин, В. В. Ченчевой* // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Тематический выпуск: Проблемы автоматизированного електропривода. Теория и практика. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2015. – Вып. 12 (1121). – С. 218–223. **6.** *Копылов И. П.* Математическое моделирование электрических машин / *И. П. Копылов*. – М. : Высшая школа, 2001. – 327 с. **7.** Асинхронные двигатели серии 4А : справочник / *А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин* [*и др.*]. – М. : Энергоиздат, 1982. – 504 с. **8.** *Сандлер А. С.* Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / *А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов*. – М. : Энергия, 1974. – 328 с. **9.** *Андреев В. П.* Основы электропривода / *В. П. Андреев, Ю. А. Сабинин*. – М.-Л. : Госэнергоиздат, 1963. – 772 с.

Bibliography (transliterated): 1. Vibratsii *v tekhnike: spravochnik.* Vol. 4. Moscow: Mashinostroyeniye, 1981. Print. **2.** Dmitriyev, V. N. and Gavrilov, Ye. N. "Perekhodnyye protsessy zarezonansnykh vibratsionnykh mashin". *Elektrotekhnicheskiye kompleksy i sistemy upravleniya*. No. 4. 2011. 52–55. Print. **3.** Tomchin, D. I., Tomchina, O. P. and Fradkov, A. L. "Controlled passage through resonance for flexible vibration units." *Mathematical Problems in Engineering*. 2015. Web. 30 May 2017 <https://www.hindawi.com/journals/mpe/2015/839105/> **4.** Yaroshevich, N. P., et al. "Dinamika puska vibratsionnykh mashin s debalansnym privodom." *Vibratsiyi v tekhnitsí ta tekhnologiyakh*. No. 4.80. 2015. 113–120. Print. **5.** Nozhenko, V. Yu., Rodkin, D. I. and Chenchevoy, V. V. "Osobennosti puska zarezonansnykh debalansnykh mashin s debalansnymi vibrovozbuditelyami." *Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta «Kharkovskiy politekhnicheskiy ínstitut». Tematicheskiy vypusk: Problemy avtomatizirovannogo yelektroprivoda. Teoriya i praktika*. No. 12.1121. 2015. 218–223. Print. **6.** Kopylov, I. P. *Matematicheskoe modelirovaniye elektricheskikh mashin*. Moskow: Vysshaya shkola, 2001. Print. **7.** Kravchik, A. E., et al. *Asinkhronnyye dvigateli seriyi 4A : spravochnik.* Moskow: Energoizdat, 1982. Print. **8.** Sandler, A. S. and Sarbatov, R. S. *Avtomaticheskoye chastotnoye upravleniye asinkhronnymi dvigatelyami*. Moskow: Energiya. 1974. Print. **9.** Andreyev, V. P. and Sabinin, Yu. A. *Osnovy elektroprivoda.* Moskow-Leningrad: Gosenergoyizdat. 1963. Print.

Надійшла 12.06.2017

УДК 621.314

В. С. БОЙКО, докт. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ»;
М. І. СОТНИК, докт. техн. наук, доц., Сумський державний університет;
О. Г. ГУСАК, канд. техн. наук, доц., Сумський державний університет.

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ У ЕЛЕКТРИЧНИХ МОДЕЛЯХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ МЕРЕЖ ВОДОПОСТАЧАННЯ

Вступ. Основним елементом будь-якої мережі водопостачання є електромеханічна система (ЕМС), яка створюється сукупністю енергетичних компонент мережі: привідним електричним двигуном, насосом та системою підводу рідини з накопичувальних резервуарів.

Привідний електричний двигун є електричною машиною, у якій електрична енергія мережі електропостачання перетворюється на механічну. Насос є енергетичною машиною, у якій механічна енергія приводу перетворюється на гідравлічну енергію рідини.

Виходячи з викладеного, електромеханічна система (рис. 1) функціонально є своєрідним багатоетапним перетворювачем, у якому електрична енергія, що поступає від мережі електропостачання через привідний електричний двигун та потенціальна енергія рідини з накопичувальних резервуарів перетворюються на енергію руху рідини у вихідному патрубку.

Наразі в мережах водопостачання в експлуатації знаходиться велика кількість електромеханічних систем (ЕМС), що містять у своєму складі насоси з двозавитковим спіральним відводом і робочі колеса, які мають сім чи вісім лопатей.

Робочі режими відцентрових насосів і електромеханічних систем, до складу яких вони входять, можна здійснювати різними способами [2-5]. Ми використовуємо розроблений нами [1], [7], [8] спосіб електричного моделювання зазначених режимів, який потребує створення електричних моделей ЕМС з відцентровими насосами.

Мета роботи. На прикладі електричної моделі електромеханічної системи, яка містить відцентровий насос з двозавитковим спіральним відводом і робочим колесом з парною кількістю лопатей, довести вплив активних опорів контуру комутації моделі на характер електромагнітних процесів.

Рис. 1 Електромеханічна система мережі водопостачання

Матеріал і результати досліджень. Дослідимо електромагнітний процес у схемі рис. 1. Вона є електричною моделлю ЕМС, яка містить насос з двозавитковим спіральним відводом і робочим колесом з вісьмома лопатями. Модель складається з двох половин, кожна з яких містить по m паралельних віток, що дорівнює кількості лопатей робочого колеса насоса.

Узагальнено система ЕРС паралельних віток моделі запишеться у вигляді гармонічної функції (синусоїди) наступним чином:

$$e_j = E_m \sin\left[\omega t + \pi\left(0.5 + \frac{1-2j}{m}\right)\right], \qquad (1)$$

де j – номер вітки електричної моделі; ω – кутова частота обертання робочого колеса насоса.

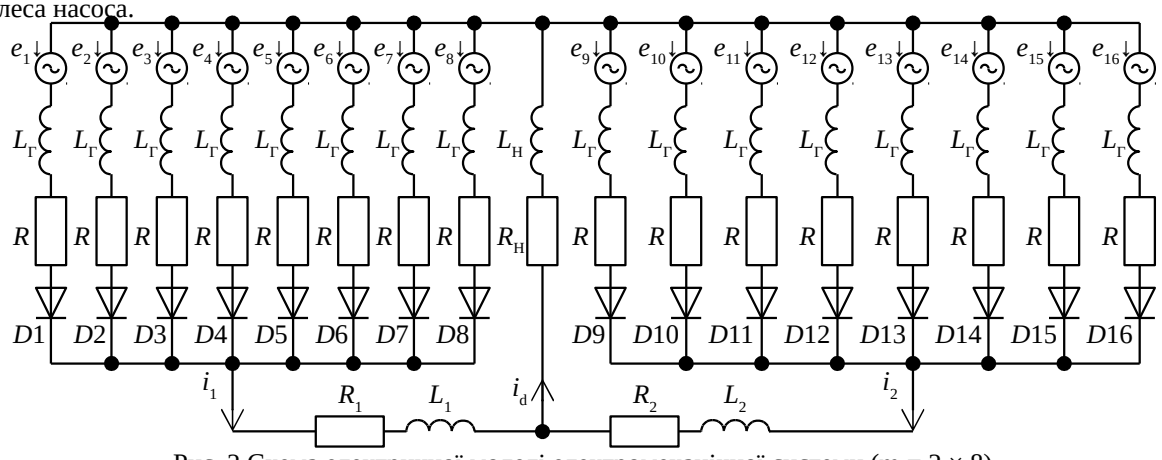


Рис. 2 Схема електричної моделі електромеханічної системи (m = 2 × 8)

Цим у моделі відображається факт обертового руху рідини у проточній частині насоса. Амплітуда (E_m) ЕРС усіх віток електричної моделі електромеханічної системи однакова. Різного роду втрати при роботі відцентрового насоса, які призводять до зниження його ККД та зменшення вихідного напору при збільшенні

© В.С. Бойко, М.І. Сотник, О.Г. Гусак, 2017

робочого потоку, інтегрально враховуються у моделі насоса наявністю активного R та індуктивного $X_г$ опору [6]. Останній зображений на схемі рис. 1 індуктивним елементом $L_г$. Однак, у представленому дослідженні розглядається питання щодо впливу активного опору контуру комутації на характер електромагнітних процесів.

Тому аналіз останніх здійснюється без врахування як індуктивностей контуру комутації, так і індуктивностей вихідних віток схеми електричної моделі.

Виходячи з викладеного, систему ЕРС джерел окремих віток схеми рис. 1, запишемо так:

$$\left.\begin{array}{l} e_1=E_m\sin(\upsilon+3\pi/8); \\ e_2=E_m\sin(\upsilon+\pi/8); \\ e_3=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_4=E_m\sin(\upsilon-3\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_5=E_m\sin(\upsilon-5\pi/8); \\ e_6=E_m\sin(\upsilon-7\pi/8); \\ e_7=E_m\sin(\upsilon+7\pi/8); \\ e_8=E_m\sin(\upsilon+5\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_9=E_m\sin(\upsilon-5\pi/8); \\ e_{10}=E_m\sin(\upsilon-7\pi/8); \\ e_{11}=E_m\sin(\upsilon+7\pi/8); \\ e_{12}=E_m\sin(\upsilon+5\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_{13}=E_m\sin(\upsilon+3\pi/8); \\ e_{14}=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_{15}=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_{16}=E_m\sin(\upsilon-3\pi/8). \end{array}\right\} \quad (2)$$

Початкова фаза у цих рівняннях відраховується від вертикальної вісі. На рис. 3 наведена векторна діаграма цих ЕРС.

Дослідження проведено за схемою рис. 4, у якій знехтуємо індуктивностями вихідних віток половин електричної моделі. Для аналізу скористаємось методом вузлових напруг. Також врахуємо, що за наявності опорів контуру комутації R, комутація струму вентилями не буде миттєвою і момент її початку невідомий. Тож електромагнітний процес на інтервалі протяжністю π/4 поділятиметься на два етапи різної протяжності.

Система рівнянь для першого етапу електромагнітного процесу, який характеризується спільною роботою діодів $D1$–$D8$ і $D13$–$D12$:

$$\left.\begin{array}{r} \dot{U}_{10}G_{11}-\dot{U}_{20}G_{12}-\dot{U}_{30}G_{13}=\dot{I}_{11}; \\ -\dot{U}_{10}G_{21}+\dot{U}_{20}G_{22}-\dot{U}_{30}G_{23}=\dot{I}_{22}; \\ -\dot{U}_{10}G_{31}-\dot{U}_{20}G_{32}+\dot{U}_{30}G_{33}=\dot{I}_{33}, \end{array}\right\} \quad (3)$$

де: $G_{11} = 2 / R + 1 / R_1$; $G_{22} = 2 / R + 1 / R_2$; $G_{33} = 1 / R_1 + 1 / R_2 + 1 / R_H$;
$G_{12} = G_{21} = 0$; $G_{23} = G_{32} = 1 / R_2$; $G_{13} = G_{31} = 1 / R_1$;
$\dot{I}_{11} = (\dot{E}_1 + \dot{E}_8) / \mathrm{R}$; $\dot{I}_{22} = (\dot{E}_{12} + \dot{E}_{13}) / \mathrm{R}$; $\dot{I}_{33} = 0$.

Звернімо також увагу, що згідно з (2) $\dot{E}_1 = \dot{E}_{13}$, а $\dot{E}_8 = \dot{E}_{12}$.

Головний визначник

$$\Delta=\begin{vmatrix} G_{11} & -G_{12} & -G_{13} \\ -G_{21} & G_{22} & -G_{23} \\ -G_{31} & -G_{32} & G_{33} \end{vmatrix}=G_{11}G_{22}G_{33}-G_{13}G_{31}G_{22}-G_{23}G_{32}G_{11} . \quad (4)$$

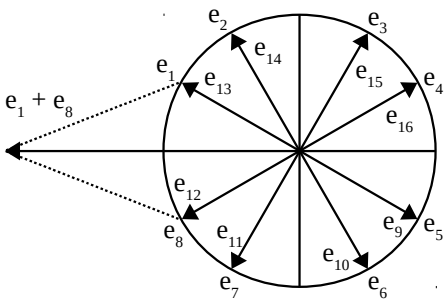


Рис. 3 Векторна діаграма ЕРС віток електричної моделі ЕМС (m = 2×8)

При отриманні виразу головного визначника системи рівнянь (3) враховано, що $G_{12} = G_{21} = 0$.

Визначимо вузлову напругу першого вузла $\dot{U}_{10(1)}$ на першому етапі електромагнітного процесу. Алгебричне доповнення

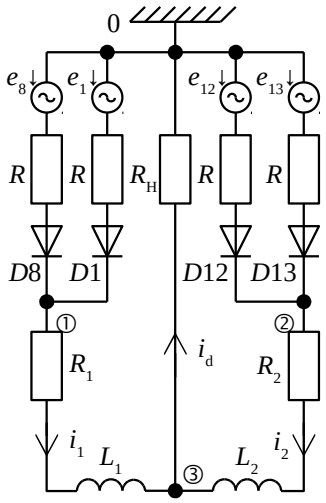


Рис. 4 Схема спільної роботи діодів $D1$–$D8$ і $D13$–$D12$

$$\Delta_1=\begin{vmatrix} \dot{I}_{11} & -G_{12} & -G_{13} \\ \dot{I}_{22} & G_{22} & -G_{23} \\ \dot{I}_{33} & -G_{32} & G_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{11}G_{22}G_{33}+G_{13}G_{32}\dot{I}_{22}-G_{23}G_{32}\dot{I}_{11} .$$

Вузлову напругу першого вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{10(1)} = \Delta_1 / \Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{10(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_1]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R} .$$

Визначимо вузлову напругу $\dot{U}_{20(1)}$. Алгебричне доповнення

$$\Delta_2=\begin{vmatrix} G_{11} & \dot{I}_{11} & -G_{13} \\ -G_{21} & \dot{I}_{22} & -G_{23} \\ -G_{31} & \dot{I}_{33} & G_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{22}G_{11}G_{33}-G_{13}G_{31}\dot{I}_{22}-G_{23}G_{31}\dot{I}_{11} .$$

Вузлову напругу другого вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{20(1)} = \Delta_2 / \Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{20(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_2]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R} .$$

Визначимо вузлову напругу $\dot{U}_{30(1)}$. Алгебричне доповнення

$$\Delta_3=\begin{vmatrix} G_{11} & -G_{12} & \dot{I}_{11} \\ -G_{21} & G_{22} & \dot{I}_{22} \\ -G_{31} & -G_{32} & \dot{I}_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{11}G_{22}G_{31}+G_{11}G_{32}\dot{I}_{22} .$$

Вузлову напругу третього вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{30(1)}=\Delta_3/\Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{30(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)R_H]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,.$$

Як випливає з позначення вузлів схеми рис. 4, розрахована вище вузлова напруга $\dot{U}_{30(1)}$ є випрямленою напругою електричної моделі відцентрового насосного агрегату у складі електромеханічної системи на першому етапі електромагнітного процесу. Якщо врахувати також, що геометрична сума векторів ЕРС першої і восьмої фаз схеми електричної моделі, дорівнюють $j2E_m\cos(\pi/8)$ (див. векторну діаграму рис. 3) і є суто реактивним числом, миттєве значення випрямленої напруги на першому етапі електромагнітного процесу має розраховуватись за наступним співвідношенням:

$$u_{30(1)}=\frac{2E_m\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)R_H]\sin(\upsilon+\pi/2)}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,. \qquad (5)$$

Відповідно вираз миттєвого значення випрямленого струму, отриманий за законом Ома, буде таким:

$$i_{30(1)}=\frac{2E_m\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)]\sin(\upsilon+\pi/2)}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,. \qquad (6)$$

Поки що немає можливості побудувати графіки зміни миттєвого значення випрямленої напруги і випрямленого струму на першому етапі електромагнітного процесу, оскільки невідомий момент вступу в роботу діодів електричної моделі, як і невідома протяжність спільної роботи діодів. Вочевидь, для окремих половин схеми вона буде різною, що обумовлюється несиметрією схеми.

Для розрахунку цих показників електромагнітного процесу на його першому етапі, необхідно дослідити закономірність зміни струмів діодів в інтервалі їх спільної роботи. Для цього можна скористатись законом Ома і вирази струмів діодів, які знаходяться в роботі, у комплексній формі у загальному вигляді подати наступним чином:

$$\dot{I}_{1(1)}=\frac{\dot{E}_1-\dot{U}_{10(1)}}{R};\ \dot{I}_{8(1)}=\frac{\dot{E}_8-\dot{U}_{10(1)}}{R};\ \dot{I}_{12(1)}=\frac{\dot{E}_{12}-\dot{U}_{20(1)}}{R};\ \dot{I}_{13(1)}=\frac{\dot{E}_{13}-\dot{U}_{20(1)}}{R}\,. \qquad (7)$$

Момент вступу діодів у роботу визначається різницею комплексного значення ЕРС фази і вузлової напруги. Так, для діода *D*1, який вступає в роботу, це різниця між ЕРС першої фази і вузловою напругою першого вузла. Для діода *D*13 який також вступає в роботу, це різниця між ЕРС тринадцятої фази і вузловою напругою другого вузла. До речі, ЕРС першої і тринадцятої фаз - однакові і мають початкову фазу, яка дорівнює 3π/8. Відповідно вони мають дійсну частину $Re[\dot{E}_1] = E_m\cos(5\pi/8)$ і уявну частину $Im[\dot{E}_1] = E_m\sin(5\pi/8)$. Виходячи з величини початкової фази, дійсна і уявна частини комплексного значення ЕРС першої фази - додатні.

Як зазначалося раніше, вузлові напруги є суто уявними величинами. Тож дійсна частина комплексного значення струму діода D1 на першому етапі електромагнітного процесу дорівнює

$$Re[\dot{I}_{1(1)}]=E_m\cos(3\pi/8)=A_{1(1)}\,.$$

Уявна частина комплексного значення струму діода *D*1 дорівнює

$$Im[\dot{I}_{1(1)}]=E_m\left\{2\cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)-\frac{2\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_1]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\right\}/R=B_{1(1)}\,.$$

Виходячи з викладеного, амплітуда миттєвого значення струму діода *D*1 при вступі його в роботу розраховується як

$$I_{m1(1)}=\sqrt{A^2_{1(1)}+B^2_{1(1)}}\,, \qquad (8)$$

а початкова фаза

$$\psi_{1(1)}=arctg(B_{1(1)}/A_{1(1)})\,. \qquad (9)$$

Розмірковуючи подібним чином, запишемо вирази дійсної і уявної частини струму діода *D*13, який також вступає в роботу:

$$Re[\dot{I}_{13(1)}]=E_m\cos(3\pi/8)/R=A_{13(1)}\,;$$

$$Im[\dot{I}_{13(1)}]=E_m\left\{2\cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)-\frac{2\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_2]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\right\}/R=B_{13(1)}\,.$$

Амплітуда миттєвого значення струму діода *D*1 при вступі його в роботу розраховується як

$$I_{m13(1)}=\sqrt{A^2_{13(1)}+B^2_{13(1)}}\,, \qquad (10)$$

а початкова фаза

$$\psi_{13(1)}=arctg(B_{13(1)}/A_{13(1)})\,. \qquad (11)$$

У той же період діоди *D*8 і *D*12 виходять з роботи. ЕРС фаз, в яких працюють зазначені діоди, мають початкову фазу, яка дорівнює 5π/8. Відповідно вони мають дійсну частину $Re[\dot{E}_1] = E_m\cos(5\pi/8)$ і уявну частину $Im[\dot{E}_1] = E_m\sin(5\pi/8)$. Виходячи з величини початкової фази, дійсна частина цих ЕРС - від'ємна, але за абсолютним значенням така ж, як і у фазах з діодами, що вступають в роботу. Уявна частина - додатна і за величиною така ж, як і у фазах діодів, що вступають в роботу.

Протяжність першого етапу електромагнітного процесу стосовно кривої випрямленої напруги електричної моделі може бути визначеною, лише після дослідження особливостей електромагнітного процесу на другому етапі.

На другому етапі електромагнітного процесу у кожній половині схеми електричної моделі працюватимуть по одному діоду: у лівій половині діод $D1$, а у правій – $D13$. Якщо скористатись схемою рис. 4, нескладно уявити, що розрахункова схема матиме всього два вузла, і якщо нижній вузол позначити як третій, то згідно методу вузлової напруги, випрямлена напруга електричної моделі на другому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розраховуватиметься так:

$$\dot{U}_{30(2)}=\frac{\dot{E}_1/(R_1+R)+\dot{E}_{13}/(R_2+R)}{1/(R_1+R)+1/R_H+1/(R_2+R)}\ . \tag{12}$$

Врахувавши, що $\dot{E}_1=\dot{E}_{13}$, та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо вираз випрямленої напруги електричної моделі на другому етапі електромагнітного процесу:

$$\dot{U}_{d(2)}=\frac{\dot{E}_1}{1+[(R_1+R)(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ . \tag{13}$$

Відповідно випрямлений струм на другому етапі електромагнітного процесу розраховуватиметься за співвідношенням

$$\dot{I}_{d(2)}=\frac{\dot{E}_1}{\{1+[(R_1+R)(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]\}R_H}\ . \tag{14}$$

Струми працюючих діодів, які одночасно є і струмами окремих половин електричної моделі розрахуємо за законом Ома:

$$\dot{I}_{1(2)}=\frac{\dot{E}_1-\dot{U}_{d(2)}}{R_1+R}\ ;\ \dot{I}_{13(2)}=\frac{\dot{E}_{13}-\dot{U}_{d(2)}}{R_2+R}\ .$$

Якщо в останні підставити вираз випрямленої напруги за (13) і здійснити необхідні алгебричні перетворення, остаточно для струмів отримаємо:

$$\dot{I}_{1(2)}=\frac{\dot{E}_1[(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}{1+[(R_1+R)/(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ ; \tag{15}$$

$$\dot{I}_{13(2)}=\frac{\dot{E}_1[(R_1+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}{1+[(R_1+R)/(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ . \tag{16}$$

Для кількісної оцінки показників електромагнітного процесу, особливості якого пов'язані з урахуванням активних опорів контуру комутації, проведено аналітичний розрахунок тестового режиму: E_m = 97 В, R = 10 Ом, R_1 = 6 Ом, R_2 = 10 Ом, f = 730 / 60 = 12,16 Гц.

За результатами розрахунку, отримано вирази струмів:

а) для першого етапу електромагнітного процесу

$$\begin{aligned}
&i_{d(1)}=1{,}712\sin(\upsilon+\pi/2),\text{A};\\
&i_{1(1)}=3{,}745\sin(\upsilon+7{,}58^\circ),\text{A};\\
&i_{8(1)}=3{,}745\sin(\upsilon+177{,}42^\circ),\text{A};\\
&i_{13(1)}=3{,}731\sin(\upsilon+5{,}57^\circ),\text{A};\\
&i_{12(1)}=3{,}731\sin(\upsilon+174{,}43^\circ),\text{A}.
\end{aligned} \tag{17}$$

б) для другого етапу електромагнітного процесу

$$\begin{aligned}
&i_{d(2)}=1{,}767\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A};\\
&i_{1(2)}=0{,}982\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A};\\
&i_{13(2)}=0{,}785\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A}.
\end{aligned} \tag{18}$$

З розрахунку випливає, що спільна робота діодів лівої частини схеми електричної моделі має протяжність 15,16º, а протяжність спільної роботи діодів правої половини електричної моделі складає 11,14º.

Висновки. Результати досліджень, наведені у публікації, доводять:

1) амплітуди миттєвих значень струмів діодів $D1$ і $D8$, а також і інших вентилів лівої половини схеми електричної моделі - однакові;

2) амплітуди миттєвих значень струмів діодів $D13$ і $D12$, а також і інших вентилів правої половини схеми електричної моделі - однакові;

3) початкова фаза струму діода $D1$ $\psi_{1(1)}$ розраховується за співвідношенням (9), а початкова фаза струму діода $D8$ $\psi_{8(1)}=\pi-\psi_{1(1)}$;

4) початкова фаза струму діода $D13$ $\psi_{13(1)}$ розраховується за співвідношенням (11), а початкова фаза струму діода $D12$ $\psi_{12(1)}=\pi-\psi_{13(1)}$;

5) подвоєне значення кута $\psi_{1(1)}$ є інтервалом спільної роботи діодів $D1$ і $D8$, а також і інших вентилів лівої половини схеми електричної моделі;

6) подвоєне значення кута $\psi_{13(1)}$ є інтервалом спільної роботи діодів $D13$ і $D12$, а також і інших вентилів правої половини схеми електричної моделі;

7) в інтервалі спільної роботи діодів окремих половин електричної моделі закономірність зміни їх струмів близька до прямої;

8) протяжність етапів електромагнітного процесу електричної моделі визначається за результатами повних досліджень процесів на усіх етапах.

Список літератури: **1**. *Бойко В.С.*, Моделювання особливих режимів роботи електромеханічних систем мереж водопостачання / *В.С. Бойко, М.І. Сотник, В.В. Москаленко* // Електротехніка і електромеханіка. - 2016/4(1). - Спеціальний випуск. - Том 1. - с.4-10. **2**. *Костишин В.С*. Моделювання режимів ідеалізованого відцентрового насоса на основі електрогідравлічної аналогії / *В.С. Костишин*. // Розвідка і розробка нафтових і газових родовищ. Сер. Нафтогазопромислове обладнання. Вип. 34, Івано-Франківськ, 1997, - С. 65 - 75. **3**. *Гликман Б.Ф*. Нестационарные течения в пневмогидравлических цепях / *Б.Ф. Гликман*. - М.: Машиностроение, 1979. – 256с. **4**. *Гликман Б.Ф*. Математические модели пневмогидравлических систем / *Б.Ф. Гликман.* - М.: Наука, 1987. - 366 с. **5**. Регулирование частоты вращения насосного оборудования. Руководство для успешного применения. - М.: Изд-во ООО «СофтКом», 2011. - 200 с. Перевод с английского и публикация русской версии выполнены Российской ассоциацией производителей насосов (РАПН) с ограниченного разрешения Гидравлического института и Европамп. **6**. *Бойко В.С*., Адекватність електричного моделювання робочих процесів у відцентровому насосі / *В.С. Бойко, М.І. Сотник* - // Техн. електродинаміка.- 2013. - №5 – с. 90-96. **7**. Електрична модель відцентрового насоса з двозавитковим спіральним відводом: Патент UA № 80301, МПК G06G 7/57./*Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І*. - u 2012 12710. Заявл. 07.11.2012. Опубл. 27.05.2013, Бюл. № 10. **8**. Спосіб створення електричної моделі відцентрового насоса: Патент UA № 67781, МПК G06G 7/00./*Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І.* - u 2011 08267. Заявл. 01.07.2011. Опубл. 12.03.2012, Бюл. № 5.

Bibliography (transliterated): **1**. Boiko V.S., N.I. Sotnyk and V.V. Moskalenko. “Modeluvannja osoblivych regimiv roboti elektromechanichnich system mereg vodopostachtannja*”. Electronics and electrical engineering. Special Issue. - Volume 1*. No 4 (1). 2016. 4-10. Print. **2**. Kostyshyn V.S., “Modeluvannja regimiv idealisovanogo vidcentrovogo nasosa na osnovi electrogidravlichnoj analogii*”. Rozvidka I rozrobka naftovih I gazovih rodovish. Ser. Naftopromislove obladnannja.* 34 (1997), Ivano-Frankivsk. 65 - 75. Print. **3**. Hlykman B.F. *Nestacionarnie techenia v pnevmohydravlitcheskih cepjah*. Moscow: Mashinostroenie, 1979. Print. **4**. Hlykman B.F. *Matematicheskie modeli pneumohydravlicheskih system.* Moscow: Nauka, 1987. Print. **5**. Regulirovanie chastoti vraschenia nasosnogo oborudovania. Rukovodstvo dlia uspeshnogo primenenia. Moscow: company "SoftKom", 2011. Print. The Translation from English and the publication of the Russian version was carried out by the Russian Association of Pump Manufacturers (RAPN) with a limited permit from the Hydraulic Institute and Europe. **6**. Boiko, V.S., N.I. Sotnyk “Adequatnist electrichnogo modeluvannja robochih procesiv u vidcentrovomu nasosi”. *Technitcheskaja electrodinamica* No. 5. 2013. 90-96. Print. **7**. Electrichna model vidcentrovogo nasosa z dvozavitcovim spiralnin vidvodom. Patent UA № 80301, IPC G06G 7/57 / Boiko V.S., Boiko V.V. Sotnyk N.I. - u 2012 12710. appl. 07.11.2012. Publish. 05.27.2013, Bull. Number 10. **8**. Sposib stvorennia electrichnoi modeli vidcentrovogo nasosa. Patent UA № 67781, IPC G06G 7/00 / Boiko V.S., Boiko V.V. Sotnyk N.I. - u 2011 08267. appl. 01.07.2011. Publish. 12.03.2012, Bull. Number 5.

Надійшла 10.05.2017

УДК 62-83:621.313.3

І. В. ВОЛКОВ, докт. техн. наук, чл.-кор. НАНУ, зав. від. Інститут електродинаміки НАН України, Київ;
В. О. ВОЙТЕХ, канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України, Київ.

ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ ДЛЯ КЕРУВАННЯ ТРИФАЗНИМИ ЗАГАЛЬНОПРОМИСЛОВИМИ ТА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИМИ АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОДВИГУНАМИ З ВИКОРИСТАННЯМ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ СЕРІЇ DSPIC33 MC ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ СИЛОВИХ МОДУЛІВ

Основним споживачем електроенергії в промисловості та побуті (приблизно 60%), як відомо, є асинхронні двигуни. Використання їх в складі регульованого електроприводу з керуванням від напівпровідникових інверторів дозволяє значно (до 40%) зменшити споживання електроенергії, що в рамках енергосистеми країни еквівалентно декільком енергоблокам атомних електростанцій [1]. Силові схеми, алгоритми управління і переваги перетворювачів частоти для керування асинхронними двигунами відомі [2]. Основною проблемою, що перешкоджає масовому застосуванню подібних систем, є їх відносно висока вартість. Так, вартість інвертора для асинхронного двигуна 1,5 кВт становить приблизно $ 200, в той час як асинхронного двигуна – $ 50, що не дозволяє підвищить частку регульованого електроприводу в Україні вище 10%. Тому зниження вартості інверторів для управління асинхронними двигунами, при збереженні їх робочих характеристик є актуальним завданням.

Крім того, широкого розповсюдження у розвинених країнах набувають енергоефективні (із мідним литтям клітки ротора) асинхронні двигуні із збільшеним к.к.д. на 6÷7% при потужностях до 2,2 кВт, які вимагають спеціальних перетворювачів для керування [3]. Широке поширення відновлювальних джерел енергії із нестабільними вихідними параметрами також накладає специфічні вимоги до перетворювачів що до можливості роботи у широкому діапазоні вхідних напруг постійного струму. Створення спеціалізованого перетворювача частоти масового застосування для найбільш поширених механізмів (холодильники, пральні машини, кондиціонери, насоси, дозатори, млини, змішувачі і т.п.) при одночасному значному зниженні вартості, із збереженням робочих характеристик дозволить підвищити частку регульованого електроприводу і заощадити значні енергетичні ресурси.

У структурі вартості напівпровідникового інвертора для асинхронних двигунів потужністю від 1 до 3 кВт (частка таких двигунів в загальному обсязі вироблених асинхронних машин становить 80%) основні витрати припадають на систему управління з цифровим сигнальним процесором (DSP) і силовим модулем на IGBT, які разом складають більше половини вартості пристрою. Одним із шляхів оптимізації витрат при розробці і виробництві перетворювачів частоти є застосування нових рішень в області силової і керуючої мікропроцесорної техніки. Зараз у світі приділяється багато уваги створенню спеціалізованих напівпровідникових елементів для інверторів. Розглянемо застосування в якості керуючого спеціалізованого мікроконтролера компанії Microchip (США) dsPIC33MC вартістю до 2 $, розробленого у 2014 році для управління перетворювачами частоти з широтно–імпульсною модуляцією [4]. Технічні характеристики мікроконтролера наведені в таблиці 1, а структурна схема на рис. 1.

Таблиця 1.

Мікроконтролер	Число виводів	ПЗУ (кБт)	ОЗУ (кБт)	UART	ШІМ	АЦП	Входи-виходи	Багатофункціональні виводи	16-бітний таймер	Компаратори
Dspic33FJ16mc102	28	16	1	1	6 канальна	6	21	16	3	3

© І.В. Волков, В.О. Войтех, 2017

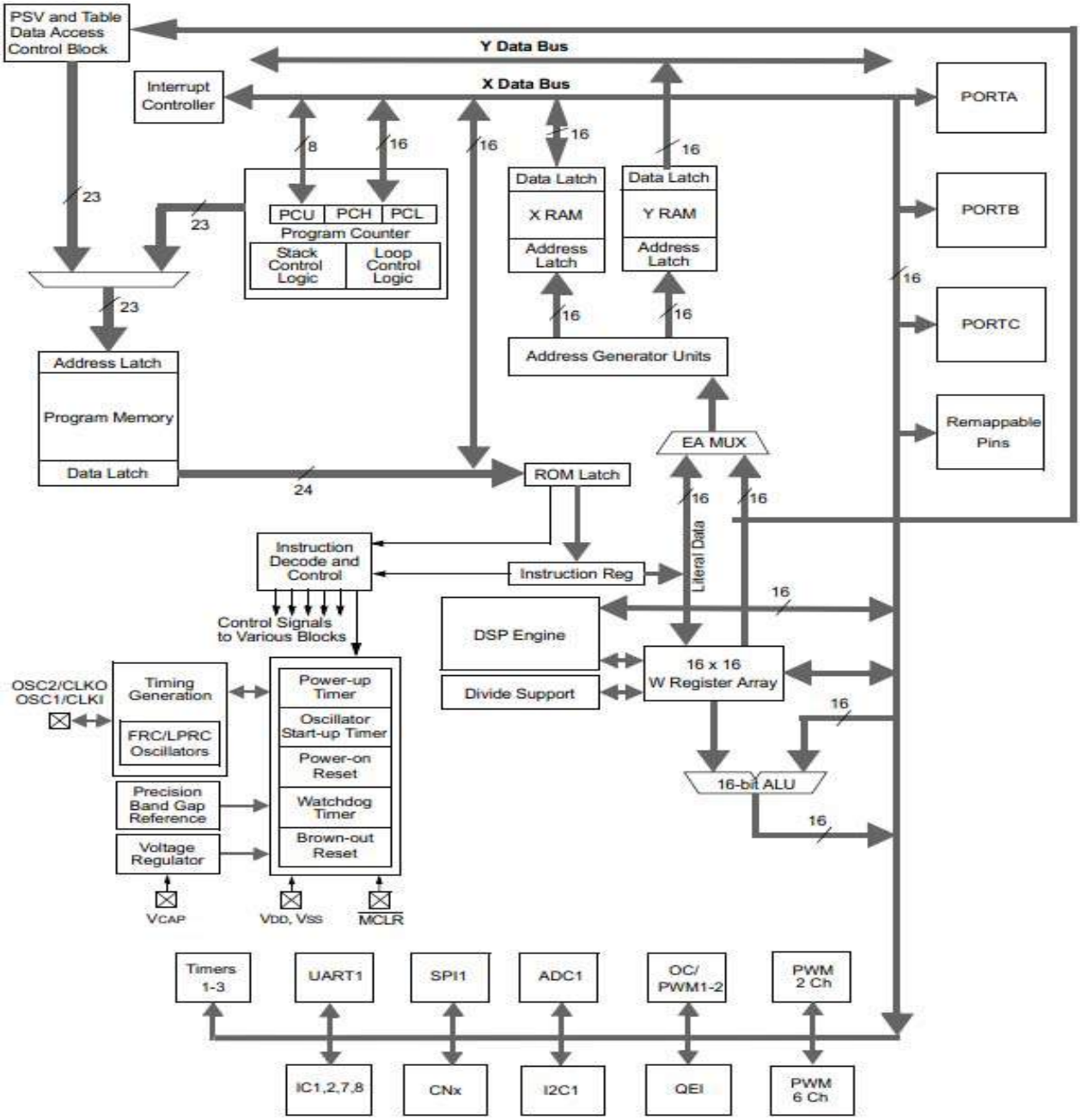


Рис. 1

Переваги такої структури:

1. Можливість створення однопроцесорної системи управління вартістю до 5 $, в якій об'єднані всі необхідні функції (управління, моніторинг, захист та індикація), тобто вся система керування перетворювача частоти складається з однієї мікросхеми, що зменшує розмір друкованої плати, та полегшує її розробку та виробництво.

2. Висока надійність, стійкість до електромагнітних завад і мале енергоспоживання (менш ніж 0,5 Вт)

3. Простота створення програмного забезпечення, налагодження та програмування з використанням оболонки MPLABIDE.

4. Можливість реалізації різних алгоритмів керування (скалярне та векторне), наявність багатьох розроблених підпрограм та прикладів працюючих алгоритмів, що нагадує розробку програмного забезпечення у SIMULINK MATLAB.

Другим важливим елементом інвертору є силовий модуль. Розглянемо застосування інтелектуального модуля STGIPS20K60 (вартістю до 11 $) компанії STMicroelectronics (Швейцарія), параметри якого наведені в таблиці 2, а структурна схема на рис. 2. Цей модуль було розроблено у 2015 році, як силовий для створення простих, надійних та невеликих за розмірами інверторів. Разом із мікроконтролером силовий модуль дозволив розробити простий, надійний та дешевий інвертор для керування асинхронними двигунами потужністю до 2,2 кВт.

Таблиця 2.

Силовий модуль	Номінальний струм, А	Максимальний струм, А	Номінальна напруга, В	Максимальна напруга, В	Максимальні втрати, Вт
STGIPS20K60	18	40	450	600	52

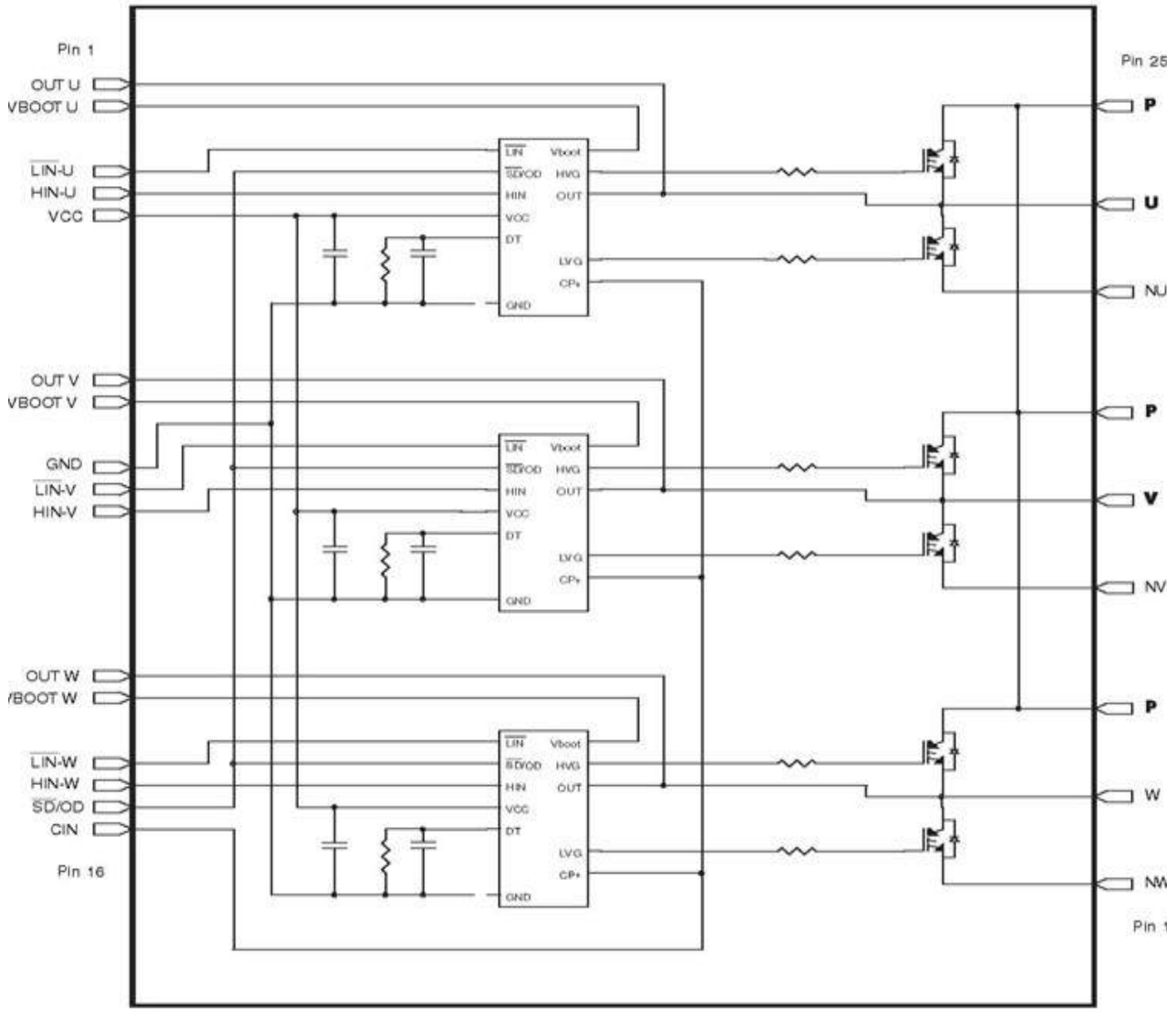


Рис. 2

Фотографія дослідного зразка наведена на рис. 3. У цьому випадку вдалося синтезувати прилад із собівартістю при серійному виробництві до 40 $, що практично збігається з собівартістю аналогічного за потужністю асинхронного двигуна з алюмінієвим литтям клітки ротора і в три рази менше вартості енергоефективного асинхронного двигуна з мідним литтям клітки ротора [5]. Виготовлені зразки пройшли випробування у лабораторних та промислових умовах, демонструвалися на Українських та міжнародних виставках та показали надійність у експлуатації та технологічність у серійному виробництві. Серійне виробництво і застосування подібних перетворювачів спільно з асинхронними двигунами дозволять значно збільшити частку регульованих асинхронних двигунів на ринку, забезпечити економію енергоресурсів і підвищити надійність та конкурентоспроможність пристроїв, до складу яких вони входять, без значного підвищення ціни. Додаткові фінансові витрати тільки за рахунок економії електроенергії за існуючими тарифами окупаються менше ніж за півроку, що дає додаткові аргументи для впровадження розроблених пристроїв.

Рис.3

Список літератури: 1. Войтех В.О. Частотное регулирование скорости вращения асинхронных двигателей компрессоров бытовых холодильников. Праці Інституту електродинаміки НАН України – Зб. наук. праць – Київ, 2006 - №2(14) – С. 92–93. **2.** Leonhard, W., 1985. «Control of Electric Drives», Springer Verlag, New York. **3.** Волков И.В., Войтех В.А. Энергоэффективные асинхронные двигатели со специальными роторами для работы с преобразователями. Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць – Київ, 2010 – №25. С. 58–60. **4.** Data Sheet of dsPIC33F family digital signal controller from Microchip Technology Inc., 2015. **5.** Плугатар О.П., Войтех В.О. Економічні аспекти створення нових енергоефективних асинхронних електродвигунів для роботи з перетворювачами частоти. – Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць – Київ, 2010 – №27 – С. 68–70.

Bibliography (transliterated): 1. Voyteh V.O. Chastotnoe regulirovanie skorosti vrascheniya asinhronnyih dvigateley kompressorov byitovyih holodilnikov. Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny – Zb. nauk. prats – Kiyiv, 2006 - №2(14) – S. 92–93. **2.** Leonhard, W., 1985. «Control of Electric Drives», Springer Verlag, New York. **3.** Volkov I.V., Voyteh V.A. Energoeffektivnyie asinhronnyie dvigateli so spetsialnyimi rotorami dlya rabotyi s preobrazovatelyami. Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny: Zb. nauk. prats – Kiyiv 2010 – № 25. S. 58–60. **4.** Data Sheet of dsPIC33F family digital signal controller from Microchip Technology Inc., 2015. **5.** Plugatar O.P., Voyteh V.O. Ekonomichni aspekti stvorennya novyh energoefektyvnyh asinhronnyh elektrodviguniv dlya roboti z peretvoryuvachami chastoti. – Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny: Zb. nauk. prats – Kiyiv, 2010 – № 27 – S. 68–70.

Надійшла 15.06.2017

УДК 621.311.61

І. О. СІНЧУК, канд. техн. наук, доц., Криворізький національний університет;
Д. О. КАЛЬМУС, ст. викл., Криворізький національний університет.

МОДЕЛЮВАННЯ, ЯК ПЕРШИЙ КРОК В ТАКТИЦІ РОЗБУДОВИ ЕФЕКТИВНОЇ СИСТЕМИ ГАЛЬМУВАННЯ ДВОХОСЬОВИХ ЕЛЕКТРОВОЗІВ

Вступ. В останнє десятиріччя в ряді наукових учбових закладів та промислових підприємств України відновлювались наукові дослідження по створенню енергоефективних тягових електроприводів (ТЕП) для двохосьових видів електровозів [1-5].

Актуальність досліджень. Важливим показником ефективності функціонування ТЕП, як ніяких інших їх типів електроприводів, являє собою режим гальмування. На жаль, до часу що аналізується, у відомих наукових розробках проблема ефективного електричного гальмування ТЕП до кінця не вирішена. Це ставить в цілому під сумнів впровадження нових ефективних електроприводів в практику створення сучасних видів двохосьових електровозів. Пов'язано це з рядом технологічних особливостей функціонування ТЕП двосьових видів електропотягів, оскільки в цьому випадку структура електроприводу являє собою синтез двох локальних модулів, функціонуючих в кордонах єдиного електромеханічного комплексу – електровозу. При цьому кожна локальна складова частина ТЕП жорстко адресно з'єднана зі своєю колісною парою електровозу, що, в свою чергу, провокує виникнення різних рівнів навантажень на ці модулі по ряду можливих коливань коефіцієнту зчеплення тої чи іншої пари коліс (чи колеса) з рейками (рейкою). Зрозуміло, що в таких умовах для переформатизації структури ТЕП в гальмівні режими вони не можуть виглядати як очікувані по рівню ефективності. Тому задача пошуку та розробки ефективного способу електричного гальмування в структурі ТЕП двохосьових видів електровозів виступає актуальною. Аналіз відомих наукових пошуків варіантів вирішення цієї задачі [4], що проводилися раніше, дозволили автору, базуючись на їх як позитивних так і негативних результатах вийти на наступний етап пошуку, який пропонується далі.

Постановка задачі. Як відомо [4], на вибір принципів побудови системи електричного гальмування накладає свої відбитки характер керування ТЕП і ступінь можливості автоматизації цього процесу. Існуючи системи гальмування двохосьових електровозів побудовані, як правило, на основі рекуперативно-реостатного й різного роду механічних видів гальмування, у результаті чого не повною мірою реалізуються можливості саме електричного гальмування ТЕП. Перехід з одного робочого режиму до іншого таких систем може здійснюватися ручним або напівавтоматичним керуванням. Але підтримка заданого режиму гальмування тягових електродвигунів за допомогою ручного керування неминуче веде до істотного збільшення числа комутуючої апаратури. Останнє в умовах обмеженості габаритних показників даних типів електровозів не вважається доцільним [5].

Між тим, застосування імпульсного керування рівнем напруги живлення ТЕД дозволяє змінити ступінь використання електричного виду гальмування, компенсуючи недоліки одних за рахунок переваг інших. При цьому необхідно враховувати особливості роботи системи широтно-імпульсного регулювання при керуванні відповідними режимами в конкретних умовах процесу гальмування двохосьових електровозів. Так при гальмуванні треба враховувати, що коефіцієнт зчеплення коліс електровозу з рейками може змінюватись в залежності від умов експлуатації. Внаслідок чого можливо зменшення гальмового зусилля, що визначає зниження ефективності гальмування, а отже збільшення гальмового шляху. Виключення цього можливе за рахунок розробки алгоритму роботи системи керування електричним гальмуванням, що враховує зміну коефіцієнту зчеплення для різних умов шляхів відкочення. Для чого є доцільним доповнити існуючу систему керування гальмуванням двохосьових електровозів математичними виразами, які враховують зміну коефіцієнта зчеплення коліс електровозу з рейками.

Ціль роботи – розробка математичної моделі достатньої для оцінки ефективності й доцільності застосування відповідної структури в конкретних умовах гальмування згідно алгоритму функціонування системи електричного гальмування ТЕД, що ефективно функціонує до нульової швидкості двохосьових електровозів з максимальним використанням гальмових властивостей тягового двомодульного комплексу.

Матеріали досліджень. У запропонованому матеріалі досліджень в напрямку досягнення кінцевого результату – розробки системи електричного гальмування двохосьових електровозів, в основу покладений принцип перемикання ТЕД у найбільш ефективний режим функціонування, залежно від конкретних умов гальмування, коли в результаті, у певні моменти часу відбуваються зміни в силовому колі ТЕП, по якому здійснюється регулювання струму гальмування, тобто змінюються параметри навантаження. У цьому випадку закон керування ТЕП і задані параметри імпульсного перетворювача напруги ТЕД виявляють безпосередній вплив на характер зміни вихідної величини (у цьому випадку середнє значення струму гальмування, його пульсації).

Ефективна робота системи керування (СК) можлива при визначенні критеріїв керування. На підставі аналізу режимів експлуатації двохосьових електровозів встановлено, що для зменшення проковзування коліс одним з ефективних способів є зниження навантаження на ТЕД [4]. При цьому повинна виконуватись умова:

© І.О. Сінчук, Д.О. Кальмус, 2017

$$V_{\text{п}} \approx V_{\text{к}} \tag{1}$$

Тобто швидкість проковзування коліс електровоза повинна прямувати до нуля. Це забезпечує повернення роботи ТЕП електровоза в зону пружного ковзання. Для забезпечення даної умови необхідно визначити ступінь зменшення навантаження ТЕД. Для залізничних видів транспорту найбільший вплив на коефіцієнт зчеплення виявляє стан (характер забруднення) поверхні рейок та швидкість ковзання (буксування) ведучих коліс щодо рейок.

Досвід експлуатації також підтверджує відоме положення, що реалізація сили тяги й сили гальмування завжди, як при малій, так і при великій дотичній сили, супроводжується проковзуванням коліс ведучих (або гальмуючих) осей щодо рейок: буксуванням при тязі та проковзуванням – при гальмуванні. При цьому максимальне значення струму не повинно перевищувати граничну величину за умовою зчеплення коліс електровозу з рейками. Величина мінімального струму визначається твердістю характеристик гальмування ТЕД.

Складемо систему рівнянь, що зв'язує вихідні параметри привода електровозу, величину коефіцієнта зчеплення й параметри поїзда за допомогою застосування енергетичних рівнянь Лагранжа другого роду [6]. При цьому будемо мати на увазі, що енергія, одержувана від ТЕД, іде на переміщення поїзда, буксування коліс електровоза й втрати в редукторі. Однак, енергія на втрати по величині незначна в порівнянні з першими складовими, і нею можна знехтувати.

Тому відповідно до рівняння Лагранжа другого роду [6] маємо:

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial E_{\text{к}}}{\partial q_1} - \frac{\partial E_{\text{к}}}{\partial q_1} = -F_T - F_{\text{зч}}, \tag{2}$$

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial E_{\text{п}}}{\partial q_2} - \frac{\partial E_{\text{п}}}{\partial q_2} = -F_{\text{зч}} - \sum W, \tag{3}$$

де q_1, q_2 – узагальнений координати, рівні переміщенню колісних пар відносно рейкового шляху;

$E_{\text{к}}$, $E_{\text{п}}$ – відповідно, кінетична енергія ковзання й переміщення поїзда.

Кінетична енергія:

$$E_{\text{к}} = \frac{M_{\text{об}} V_{\text{к}}^2}{2}, \tag{4}$$

$$E_{\text{п}} = \frac{M_{\text{п}} V_{\text{п}}^2}{2}, \tag{5}$$

Величини q_1 і q_2 мають теж напрямок, що й швидкості поїзда та ковзання. Вони так само незалежні від кінетичної енергії. Тому маємо:

$$\begin{cases} q_1 = V'_{\text{ск}} \\ q_2 = V'_{\text{п}} \end{cases} \tag{6}$$

Тоді вирази (2), (3) з урахуванням (4) - (6) приймуть вигляд:

$$M_{\text{об}} \frac{dV_{\text{к}}}{dt} = -F_T - F_{\text{зч}}, \tag{7}$$

$$M_{\text{п}} \frac{dV_{\text{п}}}{dt} = -F_{\text{зч}} - \sum W, \tag{8}$$

Якщо прийняти, що ТЕП електровоза працює в зоні пружних ковзань і величина швидкості проковзування набагато менше швидкості поїзда, що є характерним для рівномірного руху, то маємо рівняння руху поїзда у відомій класичній формі запису, [7], тобто:

$$M_{\text{п}} \frac{dV_{\text{п}}}{dt} = -F_{\text{е}} - \sum W, \tag{9}$$

Розглянемо процес керування ТЕП. При описі фізичних процесів робимо наступні допущення:

- імпульсна СК замінена безперервною, тому що частота комутації струму ТЕД значно вище частоти зрізу системи;
- центр ваги електровоза збігається із центром симетрії;
- розподілена маса рухомого складу замінена зосередженою;
- коефіцієнт зчеплення колісної пари з рейками залежить від швидкості боксування;
- при оцінці якісної сторони процесу реалізації сили гальмування, у зв'язку з порівняно невеликим значенням сили, що витрачається на подолання магнітних і механічних втрат у передачі, дотичну силу гальмування колісної пари приймаємо рівною електромагнітній силі гальмування:

$$B_{\text{к}} = B_{\text{ке}} = \frac{2 \cdot M_{\text{е}} \cdot \rho}{D} \tag{10}$$

де $M_{\text{е}}$ – електромагнітний обертовий гальмовий момент;

ρ – передатне відношення редуктора;

D – діаметр колеса.

Електричне коло ТЕД:

$$\frac{di_1}{dt}=\frac{U_1+\rho\cdot к\Phi_1\cdot(\omega_{кп1}-\omega_{к1})-i_1\cdot R_1}{L_1}\,, \tag{11}$$

де $к\Phi_1$, L_1, U_1, R_1 – характеристика намагнічення, еквівалентна індуктивність, напруга та активні опори силового кола ТЕД відповідно;

$\omega_{кп1}$ – кутова швидкість колісної пари електровозу при нормальнім зчепленні;

$\omega_{к1}$ – кутова швидкість проковзування колісної пари;

Рівняння руху поїзда при гальмуванні

$$J_\Sigma\cdot\frac{d\,\omega_{кп}}{dt}=-\rho\cdot\left(к\Phi_1\cdot i_1+к\Phi_2\cdot i_2+\frac{D}{2\cdot\rho}\cdot(P+Q)\cdot(W-i)\right), \tag{12}$$

де J_Σ – сумарний момент інерції поїзда;

P – вага електровоза;

Q – вага завантаженого составу;

W – основний питомий опір руху составу;

i – опір руху від ухилу.

Кутові швидкості боксування колісних пар визначаються з рівняння:

$$J_{кп1}\cdot d\,\frac{\omega_к}{dt}=\rho\cdot к\Phi_1\cdot i_1+M_c-M_{зч}\cdot(1+\beta\cdot\omega_{к1})\,, \tag{13}$$

де $J_{кп1}$ – моменти інерції колісної пари, редукторів і ТЕД наведені до вісі колісної пари;

$M_{зч1}$ – значення моменту зчеплення колісної пари;

β – твердість характеристики зчеплення.

Відомо, що аналіз фізичних процесів, що протікають в електромеханічних тягових передачах електровозів, взагалі, а двохосьових зокрема, викликає ряд ускладнень, тому при аналізі таких складних комплексів з імпульсними системами регулювання напруги живлення ТЕД систем з нелінійним навантаженням застосовують методи імітаційного моделювання. При створенні математичної моделі навантаження ТЕД звичайно задаються значенням коефіцієнта зчеплення коліс із рейками Ψ залежно від швидкості ковзання $V_к$. Функціональний зв'язок між величинами Ψ і $V_к$ являє собою нелінійну залежність. Зі збільшенням швидкості проковзування колісної пари $V_к$ в невеликому інтервалі її зміни ($0 \le V_к \le V_{к1}$) відбувається лінійний ріст коефіцієнта зчеплення. Далі в інтервалі $V_{к1} < V_к \le V_{к2}$ коефіцієнт зчеплення Ψ підвищується до його максимального значення Ψ_0 . Сумарна ділянка характеристики зчеплення, що складається із двох перших інтервалів ($0 < V_к \le V_{к2}$) становить стійку частину залежності $\Psi = f(V_к)$. При подальшім збільшенні кутової швидкості проковзування колісної пари в інтервалі $V_{к2} < V_к \le V_{к\,гр}$, відбувається інтенсивне зниження коефіцієнта зчеплення. Темп його зниження з ростом $V_к$ падає (нестійка частина характеристики). Зазвичай, залежність $\Psi = f(V_к)$ апроксимують. Відома апроксимація двома та трьома ділянками [7]. Авторами пропонується цю залежність представити одним виразом, що суттєво спрощує побудову алгоритму керування гальмуванням:

$$\psi=\psi_0\frac{V_{к2}\cdot V_к}{V_к^2+V_{к2}^2}\,. \tag{14}$$

Момент опору M_c, що діє з боку колісної пари й вхідний у рівняння коливань кручення, визначається за виразом:

$$M_c=0{,}5\,\Pi\,D_к\,\psi\,, \tag{15}$$

у якім П – навантаження на вісь колісної пари.

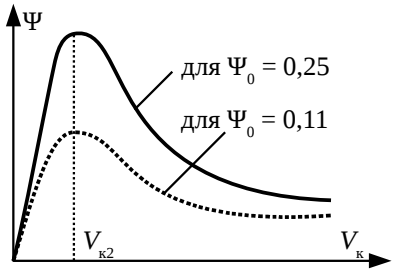


Рис. 1 Модель навантаження ТЕП електровозу

У якості ілюстрації на рис. 1 наведені характеристики зчеплення $\Psi = f(V_к)$ при двох потенційних (максимальних) значеннях коефіцієнта зчеплення Ψ_0: при нормальному $\Psi_0 = 0{,}25$ (відповідному до гарного стану поверхні рейок і бандажів коліс) і зниженому $\Psi_0 = 0{,}11$ (рейки забруднені). Описана модель навантаження ТЕП дозволяє аналізувати процеси зчеплення при різних значеннях потенційного коефіцієнта Ψ_0 і імітувати процеси зриву зчеплення коліс електровозу із рейками.

Цікавим моментом в оцінці динаміки тягової системи електропотягу є визначення часу припинення проковзування коліс більш 0,1 м/с, за умови сталості швидкості поїзда. Це обумовлено тим, що наведені маси поступального руху поїзда в порівнянні з наведеною масою обертових частин становлять близько 95% [7].

Дослідження математичної моделі проводилось за допомогою відомих прикладних програм, таких як MATCAD, MATLAB. Моделювання виконувалось стосовно обладнання конкретного типу електровозу – К14 з вагонетками ВГ9, які найчастіше використовуються на виробництві.

Параметри електровозу, до яких відносяться: маса електровозу, тривале й годинне тягове зусилля, тривала й конструкційна швидкість, діаметр колеса, тривалий і годинний струм електровозу, постійні ТЕП. Зміна коефіцієнта зчеплення коліс електровозу з рейками приймалась відповідно до рис. 1, для різних умов експлуатації. Отримані залежності зміни швидкості поїзда, при проковзуванні колісних пар та струму ТЕД в залежності від часу, при стрибкоподібному зменшені коефіцієнта зчеплення коліс електровоза з рейками, при роботі в зоні надлишкового ковзання представлені на рис. 2.

Як видно з представлених графіків (рис. 2) при різкому зменшені коефіцієнта зчеплення коліс електровоза з рейками відбувається зниження струму тягових двигунів і швидкості колісної пари при постійній швидкості поїзда. Відпрацьовування алгоритму гальмування призводить до зменшення навантаження на ТЕД. Внаслідок чого швидкість колісних пар електровозу зростає. При цьому час роботи повинен бути більше або дорівнювати часу перехідного процесу.

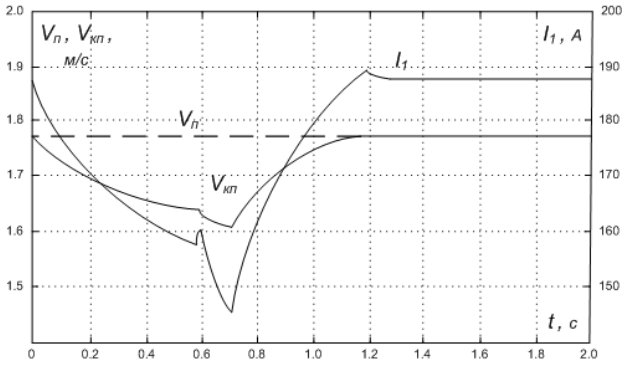


Рис. 2 Графік зміни швидкості поїзда, колісної пари і струму ТЕД при роботі в зоні надлишкового ковзання

Результати та напрямки подальших досліджень. На основі вищенаведених теоретичних міркувань був розроблений дослідницький макет ТЕП двохосьових електровозів із запропонованою структурою підсистеми гальмування ТЕД.

Підсистема керування електричним гальмуванням являє собою дискретну систему, алгоритм роботи якої полягає у фіксації мінімальної величини струму при роботі привода на заданій штучній електромеханічній характеристиці й фіксації максимального значення, у момент переходу на суміжні штучні електромеханічні характеристики. При реалізації коефіцієнта зчеплення в зоні пружного ковзання це здійснюється по заданій програмі з контролем мінімального струму.

Висновки: 1. Математичне моделювання підтвердило, що обраний напрямок розбудови системи електричного гальмування є ефективним і перспективним, тому що дозволяє максимально використовувати технічні можливості ТЕД при реалізації зчіпних властивостей двохосьових електровозів при гальмуванні в області низьких швидкостей руху.

2. Отримані математичні моделі режимів електричного гальмування ТЕД дозволяють оцінити доцільність і ефектність застосування того чи іншого алгоритму електричного гальмування для умов двохосьових електровозів в різних експлуатаційних ситуаціях.

3. Розроблена математична модель електричного гальмування ТЕД для динамічних режимів, може бути використана для складання взаємозалежних рівнянь динаміки поїзда, та формування необхідних характеристик гальмування, із визначенням струму фіксації проковзування та величини швидкості проковзування.

Список литературы: 1. Лебьодкін С. В. Вугільна промисловість і перспективні напрямки розвитку тягових електроприводів рудникових електровозів (Проблеми і перспективи) / С. В. Лебьодкін, А. Ф. Сінолиций, О. В. Пасько // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. - 2004. № 4. -С. 12-15. **2.** Степаненко В. П. Повышение энергоэффективности и ресурсосбережения рудничного электровозного транспорта // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. - 2016. № 42.-С. 20-25. **3.** Sinchuk, O. Examining energy-efficient recuperative braking modes of traction asynchronous frequency-controlled electric drives / Oleg Sinchuk, Igor Kozakevich, Dmytro Kalmus, Roman Siyanko // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. - 2017. - Vol. 1, N 1 (85). - P. 50-56. - Way of Access : DOI : 10.15587/1729-4061.2017.91912. **4.** Синчук О.Н. Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов / О.Н. Синчук, И.О. Синчук, Н.Н. Юрченко, А.А. Чернышов, О.А. Удовенко, О.В. Пасько, Э.С. Гузов. Научное издание. – Київ: ІЕДНАНУ, 2006. – 252с. **5.** Материалы сайта www.amplituda.com.ua. **6.** Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. - М.: Наука, 1977. - 871 с. **7.** Шокарев Д.А. Контактно-аккумуляторный шахтный электровоз с тяговым электротехническим комплексом IGBT – инвертор – асинхронный двигатель // Е.И. Скапа, И.О. Синчук, Ф.И. Караманиц // Вісник Східноукраїнського національного університету імені В. Даля. Науковий журнал – Луганськ – №4 (158) Ч.1 – 2011 – с.172 – 178.

Bibliography (transliterated): 1. Leb'odkin S. V. Vuhil'na promyslovist' i perspektyvni napryamky rozvytku tyahovykh elektropryvodiv rudnykovykh elektrovoziv (Problemy i perspektyvy) / S. V. Leb'odkin, A. F. Sinolytsyy, O. V. Pas'ko // Visnyk Kryvoriz'koho tekhnichnoho universytetu. Zbirnyk naukovykh prats'. – 2004. # 4. – pp. 12 – 15. Print. **2.** Stepanenko V. P. *Povyshenie energoeffektivnosti i resursosberezheniya rudnichnogo elektrovoznogo transporta* // Visnik Krivoriz'kogo tekhnichnogo universitetu. Zbirnik naukovikh prats'. – 2016. № 42. – pp. 20 – 25. Print. **3.** Sinchuk, O. *Examining energy-efficient recuperative braking modes of traction asynchronous frequency-controlled electric drives* / Oleg Sinchuk, Igor Kozakevich, Dmytro Kalmus, Roman Siyanko // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. - 2017. - Vol. 1, N 1 (85). - P. 50-56. - Way of Access : DOI : 10.15587/1729-4061.2017.91912. **4.** Sinchuk O.N. *Kombinatorika preobrazovateley na-pryazheniya sovremenyh tyagovyh elektroprivodov rudnichnyh elektrovozov.* 2006, Kiev. Ukraine, IEDNANU, 252 p. Print. **5.** Materialy sayta www.amplituda.com.ua. **6.** Vyigodskiy M. Ya. *Spravochnik po vyisshey matematike*. 1977, Moscow. Russia, Since, 871 p. Print. **7.** Shokarev D.A. *Kontaktno-akkumulyatornyiy shahtnyiy elektrovoz s tyagovyim elektrotehnicheskim kompleksom IGBT – invertor – asinhronnyiydvigatel* // E.I. Skapa, I.O. Sinchuk, F.I. Karamanits // VIsnik ShIdnoukraYinskogo natsIonalnogo unIversitetu ImenI V. Dalya. Naukoviy zhurnal. – 2011. #4 (158) Ch.1 — pp.172 – 178. Print.

Надійшла 05.07.2017

УДК 621.313.33

А. П. КАЛИНОВ, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет;
В. А. ОГАРЬ, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет;
В. В. ЛОТОУС, аспирант, Кременчугский национальный университет.

МЕТОД КОСВЕННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ НА ВАЛУ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Введение. По оценкам ряда исследователей [1], электродвигатели (ЭД) потребляют до 46% электроэнергии во всем мире. На сегодняшний день одним из основных мероприятий по повышению энергоэффективности электропривода (ЭП) является использование преобразователей частоты (ПЧ) для возможности регулирования частоты вращения ЭД переменного тока. Область применения регулируемых ЭП переменного тока достаточно широка: от мощных энергоемких механизмов и электротранспорта до прецизионных систем автоматики и бытовой техники. Использование регулируемых ЭП переменного тока позволяет снизить потребление электроэнергии на 10÷50% и, благодаря исключению динамических ударов и пусковых перегрузок, улучшить условия работы двигателей и механизмов.

Постановка задачи. Реализация энергосберегающих режимов в регулируемом ЭП возможна при условии мониторинга основных энергетических показателей, для определения которых необходима информация о выходных механических параметрах двигателя: мощности и моменте на валу. Также в практике эксплуатации ЭП существует целый ряд задач, требующий определения энергетических показателей и механических характеристик АД, а именно:

- определение фактической нагрузки ЭП в длительных и циклических режимах работы;
- мониторинг параметров и косвенный расчет переменных и регулируемых координат в системах управления ПЧ;
- диагностика состояния АД по величине потерь в узлах АД и частотному анализу входной мощности [2,3]
- испытания под нагрузкой новых и отремонтированных АД;
- отказоустойчивое управление частотно-регулируемых ЭП со скалярным [4] и векторным управлением [5]

В условиях испытательных станций и исследовательских лабораторий определение момента и мощности на валу возможно с использованием датчиков момента [6], а также косвенными методами с использованием опытов холостого хода и короткого замыкания [7, 8]. В ЭП технологических механизмов без демонтажа АД определение этих показателей возможно только косвенными методами без использования дополнительных источников формирования тестовых воздействий.

В ряде исследований [9, 10] авторы предлагают достаточно сложные математические зависимости с введением дополнительных коэффициентов, которые не всегда являются известными. Для реализации других методов расчета мощности на валу и энергетических показателей необходимы данные о параметрах схемы замещения (СЗ). При этом необходимость интегрирования потокосцеплений может вызывать накопление ошибки интегрирования.

Использование встроенных в ПЧ функций автонастройки на параметры конкретного АД позволяет существенно расширить возможности определения мощности на валу и энергетических показателей АД. Это достигается за счет определения параметров СЗ и составляющих постоянных потерь при работе в режиме вращения с разными значениями величин питающего напряжения. Большинство современных ПЧ имеют функцию косвенного определения мощности и момента на валу двигателя. При этом обычно используются упрощенные расчетные зависимости, у которых погрешность даже в номинальном режиме может составлять до 10%.

Цель работы. Разработка метода определения мощности на валу асинхронного двигателя и экспериментальная оценка его точности.

Материалы исследований. При разработке метода определения мощности на валу АД и его энергетических показателей в отсутствии информации о параметрах двигателя принимаются допущения о возможности: *a*) проведения измерений при работе в режимах холостого хода и под нагрузкой (номинальной или близкой к ней); *b*) измерения активных сопротивлений фаз статора в практически холодном и в нагретом состоянии; *c*) измерения токов и напряжений фаз статора и измерение угловой частоты вращение ротора. Основная идея метода заключается в использовании режима холостого хода для определения постоянных потерь двигателя без их разделения на потери в стали и потери в механических узлах. Определенные таким методом постоянные потери используются в дальнейшем при расчете мощности на валу АД при работе под нагрузкой.

Известно, что мощность на валу АД возможно определить из уравнения баланса мощностей [6]. В общем случае баланс можно представить с использованием мгновенных значений составляющих мощности:

$$p_2(t) = p_{эм}(t)\left(1 - s(t)\right) - \Delta p_{мех} - \Delta p_{доп}(t) , \quad (1)$$

где $p_{эм}(t)$ – электромагнитная мощность; $\Delta p_{мех}$ – механические потери; $\Delta p_{доп}(t)$ – дополнительные потери; s(t) – скольжение.

Электромагнитная мощность при этом равна:

$$p_{эм}(t) = p_1(t) - \Delta p_{м1}(t) - \Delta p_{ст}(t) , \quad (2)$$

© А.П. Калинов, В.А. Огарь, В.В. Лотоус, 2017

где $p_1(t) = u_A(t)i_A(t) + u_B(t)i_B(t) + u_C(t)i_C(t)$ – потребляемая мощность; $\Delta P_{м1}(t)$ – потери в меди статора; $\Delta P_{ст}(t)$ – потери в стали; $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$, $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ – напряжения и токи соответствующих фаз статора.

Тогда с учетом (2) мощность на валу:

$$p_2(t)=p_1(t)-\Delta p_{мех}(t)-\Delta p_{доп}(t)-\Delta p_{м1}(t)-\Delta p_{ст}(t)-p_1(t)s(t)+s(t)\left[\Delta p_{м1}(t)+\Delta p_{ст}(t)\right]. \quad (3)$$

Исследования выражения (3) для широкого диапазона мощностей общепромышленных АД показали, что составляющей $s(t)[\Delta P_{м1}(t) + \Delta P_{ст}(t)]$ можно пренебречь, поскольку она является незначительной по сравнению с другими составляющими. Так для АД средней и большой мощности в установившемся режиме работы с номинальным скольжением, составляющая $(s[\Delta P_{м1}(t) + \Delta P_{ст}(t)]) / P1 \cdot 100\% \le 1\%$, где P_1 – среднее значение от $\Delta P_1(t)$, $\Delta P_{м1}$ – среднее значение от $\Delta P_{м1}(t)$ и $\Delta P_{ст}$ – среднее значение от $\Delta P_{ст}(t)$, (табл. 1). Таким образом, мощность на валу АД можно представить:

Таблица 1 – Анализ составляющих потребляемой мощности

Двигатель Параметр	$P_н$ = 30 кВт, $s_н$ = 0,023	$P_н$ = 160 кВт, $s_н$ = 0,014
$s(\Delta P_{м1} + \Delta P_{ст})/P_1$, %	0,16	0,1

$$p_2(t)=p_1(t)-\Delta p_{мех}(t)-\Delta p_{доп}(t)-\Delta p_{м1}(t)-\Delta p_{ст}(t)-p_1(t)s(t). \quad (4)$$

Составляющие выражения (4) можно выразить через мощность холостого хода, поскольку вся потребляемая мощность в этом режиме используется на потери в узлах двигателя:

$$p_{1xx}(t)=\Delta p_{xx}(t)=\Delta p_{мех}+\Delta p_{доп}(t)+\Delta p_{ст}(t)+\Delta p_{м1xx}(t) \quad (5)$$

где $\Delta p_{м1xx}(t)=i^2_{Axx}(t)R_A+i^2_{Bxx}(t)R_B+i^2_{Cxx}(t)R_C$ – электрические потери в меди статора на холостом ходу; $i_{Axx}(t)$, $i_{Bxx}(t)$, $i_{Cxx}(t)$ – токи соответствующих фаз статора в режиме холостого хода; R_A, R_B, R_C – активные сопротивления соответствующих фаз статора.

Принимается допущение, что все составляющие выражения (5), кроме потерь в меди статора, являются постоянными и не зависят от нагрузки. Тогда, на основе вышеописанного, и зная мгновенную потребляемую мощность на холостом ходу:

$$p_{1xx}(t)=u_{Axx}(t)\,i_{Axx}(t)+u_{Bxx}(t)\,i_{Bxx}(t)+u_{Cxx}(t)\,i_{Cxx}(t). \quad (6)$$

которая рассчитывается по мгновенным значениям напряжений и токов статора АД, можно записать выражение для постоянных потерь в АД, которые не зависят от нагрузки:

$$\Delta p_{const}(t)=p_{1xx}(t)-\Delta p_{м1xx}(t)=\Delta p_{мех}+\Delta p_{доп}(t)+\Delta p_{ст}(t) \quad (7)$$

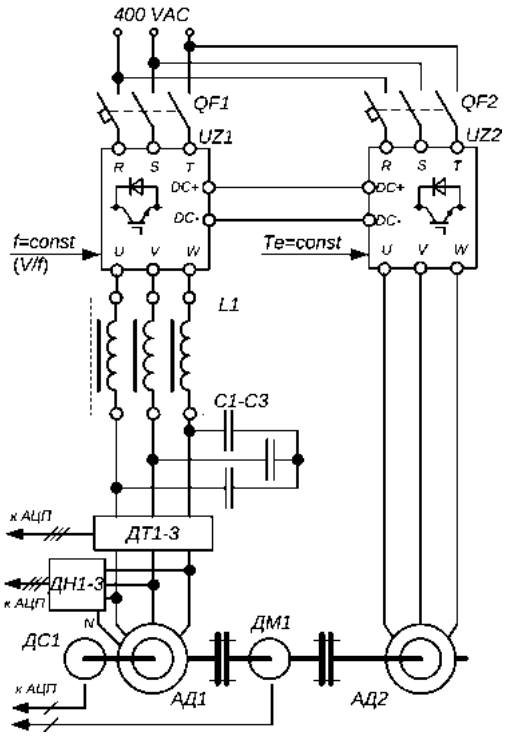


Рис. 1 Исследовательский лабораторный стенд для испытаний АД под нагрузкой.

С учетом (7) мощность на валу асинхронного двигателя:

$$p_2(t)=p_1(t)(1-s(t))-\Delta p_{м1н}(t)-\Delta p_{const}(t), \quad (8)$$

где $\Delta p_{м1н}(t)=i^2_{Aн}(t)R_A+i^2_{Bн}(t)R_B+i^2_{Cн}(t)R_C$ – электрические потери в меди статора в режиме работы под нагрузкой; $i_{Aн}(t)$, $i_{Bн}(t)$, $i_{Cн}(t)$ – токи соответствующих фаз статора под нагрузкой.

Момент на валу АД можно рассчитать по выражениям:

$$M(t)=p_2(t)/\omega(t), \quad (9)$$

где $\omega(t)$ – угловая частота вращения.

Проведенный расчет мощности на валу АД показал достаточную точность метода. Например, погрешность определения мощности на валу АД не превышает 5%, причем для двигателей с мощностью более 160 кВт она близка к 1% (табл. 2).

Таблица 2 – Погрешности расчета мощности P_2

Двигатель Параметр	$P_н$ = 30 кВт, $s_н$ = 0,023	$P_н$ = 160 кВт, $s_н$ = 0,014
Погрешность расчета мощности P_2 на валу, %	2,1	1,03

Коэффициент полезного действия за цикл работы ЭП технологического механизма по определенной мощности $p_2(t)$ на валу и измеренной потребляемой мощности $p_1(t)$ определяется выражением:

$$\eta=\int_0^{T_c} p_2(t)\,dt \Big/ \int_0^{T_c} p_1(t)\,dt, \quad (10)$$

где T_c – время цикла.

Основные преимущества предлагаемого метода заключаются в том, что нет необходимости в определении всех параметров СЗ, кроме активных сопротивлений фаз статора, и проведении классического опыта холостого хода с изменением напряжения питания. Также нет необходимости в выведении АД из технологического процесса и применении оборудования для создания специальных тестовых воздействий.

Для экспериментальной оценки точности метода определения мощности на валу разработан исследовательский лабораторный стенд, позволяющий реализовать испытания АД под нагрузкой (рис. 1).

```
ni := | n_{0,1} ← 0
      | edge ← 0
      | j ← 1
      | for i ∈ 0.. N - 2
      |   if ns_i = -1 ^ ns_{i+1} = 1
      |     if edge = 0
      |       t1 ← i·dt
      |       edge ← 1
      |       n_{0,0} ← t1
      |     otherwise
      |       edge ← edge + 1
      |       if edge = Ma + 1
      |         t2 ← i·dt
      |         n_{j,1} ← 1 / ( (t2 - t1)/Ma · k )
      |         n_{j,0} ← t2
      |         j ← j + 1
      |         edge ← 1
      |         t1 ← t2
      | n
```

Рис. 2 Алгоритм пересчета импульсного сигнала частоты вращения в непрерывный.

Стенд включает в себя два одинаковых АД типа АИР80В4У2 ($P_н$ = 1,5 кВт; $I_н$ = 6,3 / 3,6 А; $\eta_н$ = 77%; $n_н$ = 1395 об/мин; $\cos\varphi_н$ = 0,81; режим работы – S1; номинальные суммарные потери $\Delta P_{\Sigma н}$ = 448 Вт). АД соединяются через датчик динамического момента ESMNJ01 (диапазон крутящего момента – 50 Нм, выходная частота – 5÷15 kHz, точность – ±0,5%). Для контроля частоты вращения используется инкрементный энкодер типа E40S8-100-3-T-24 (100 имп/об).

Для питания нагружаемого и нагрузочного двигателей использовались соответственно ПЧ ToshibaVFS11 (*UZ1*) и INVTGD100 (*UZ2*). ПЧ *UZ1* работает в режиме скалярного частотного управления, а ПЧ *UZ2* работает в режиме векторного управления со стабилизацией электромагнитного момента. Двигатель *АД1* работает в двигательном режиме, а *АД2* – в генераторном с постоянным моментом на валу, создавая необходимое нагружение для двигателя *АД1*. Объединение ПЧ по шине постоянного тока позволяет передавать энергию, рекуперируемую двигателем *АД2*, через инвертор ПЧ *UZ1* на двигатель *АД1*. Таким образом, основной поток энергии циркулирует по каналу *UZ1–АД1–ДМ1–АД2–UZ2–UZ1*. При этом из питающей сети потребляется только мощность потерь в преобразователях частоты и двигателях. Для фильтрации напряжения на выходе ПЧ *UZ1* используется *LC*–фильтр (*L1, C1–C3*). Использование *LC*–фильтра обеспечивает на частоте 50 Гц коэффициент несимметрии кривой напряжения $K_U \le 4\%$ при частоте ШИМ, равной 8кГц. Токи и напряжения в цепи *АД1* контролировались датчиками тока *ДТ1–ДТ3* и датчиками напряжения *ДН1–ДН3* соответственно. Сигналы с датчиков тока (*ДТ1–ДТ3*), напряжения (*ДН1–ДН3*), момента (*ДМ1*) и скорости (*ДС1*) передавались на аналого–цифровой преобразователь (*АЦП*) для оцифровки и передачи данных в компьютер.

В качестве *АЦП* был использован USB модуль *LCard E14-440* (14 бита, 400 кГц, 32 канала). В качестве датчиков тока использовались датчики *LA25-NP* (вход – 25 А, выход – 25 мА). Датчики напряжения реализовывались на основе прецизионных делителей напряжения с гальванической развязкой на основе усилителей ISO124P.

Сигналы с выходов датчиков скорости (*BR1*) и момента (*BT1*) являлись импульсными частотными сигналами с максимальными частотами соответственно 2,5 кГц и 15 кГц. Модуль *АЦП* настраивался на частоту 40 кГц на канал. Пересчет импульсного сигнала в непрерывный осуществлялся программно с использованием математического пакета Mathcad, в соответствии с алгоритмом (рис. 2), где M – количество периодов усреднения импульсного сигнала. Пересчет сигнала момента осуществлялся аналогично.

Согласно (1), рассчитывалась мощность $p_{2p}(t)$ на валу АД и сравнивалась с мощностью $p_{2э}(t)$ на валу, полученной на основании прямых измерений момента и скорости:

$$p_{2э}(t) = T(t)\,\omega(t)\,, \qquad (11)$$

где $T(t)$ – момент на валу АД, полученный экспериментально с использованием датчика момента, $\omega(t)$ – угловая частота вращения.

На рис. 3÷5 показаны результаты экспериментов при частотном пуске АД1 с временем пуска 0,2 с. Основываясь на измеренных сигналах тока и напряжения (рис. 4), рассчитывались мгновенные активная $p_1(t)$, реактивная $q_1(t)$ потребляемые мощности, а также мощность $p_{2p}(t)$ на валу АД (рис. 5).

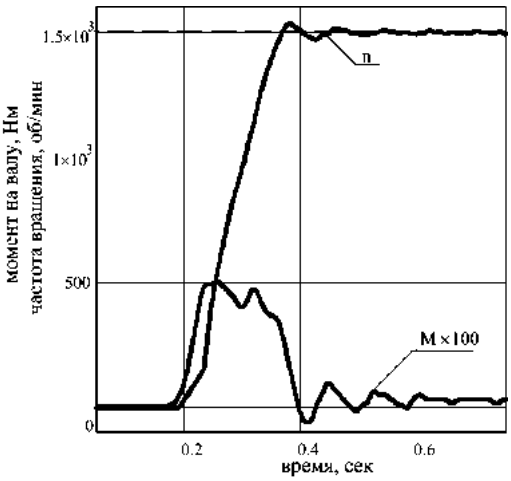


Рис. 3 Момент на валу и частота вращения АД при частотном пуске.

В другом эксперименте (рис. 6÷9) нагрузка на валу АД от минимального значения до значения 1,1 мощности на валу изменялась за время $t \approx 0{,}75$ с. При этом электромагнитная постоянная времени исследуемого АД составляла T_E = 3,5 мс, а электромеханическая T_M = 7 мс. В связи с малыми значениями постоянных времени АД по сравнению с временем изменения нагрузки, динамические составляющие момента АД считались незначительными и оценка точности определения мощности на валу на этом участке экспериментальных кривых осуществлялась как для статического режима работы.

Результаты обработки опытов работы АД на холостом ходу и под нагрузкой приведены в табл. 3.

Оценка определения мощности на валу АД проводилась путем сравнения полученных величин на основании расчета $p_{2p}(t)$ и экспериментальных измерений $p_{2э}(t)$:

$$\Delta = \left|[p_{2э}(t) - p_{2p}(t)]/p_{2э}(t)\right| \cdot 100\,\%\,. \qquad (12)$$

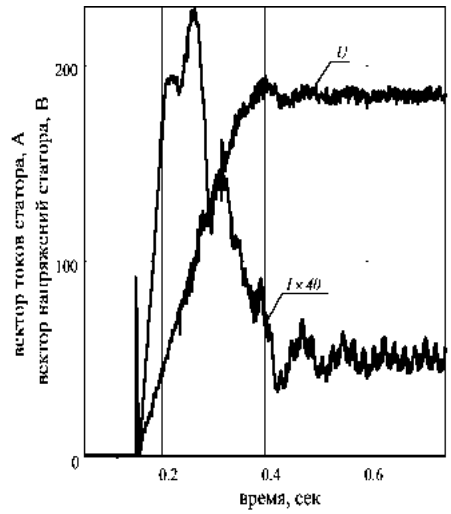


Рис. 4 Векторы тока статора и напряжения АД при частотном пуске.

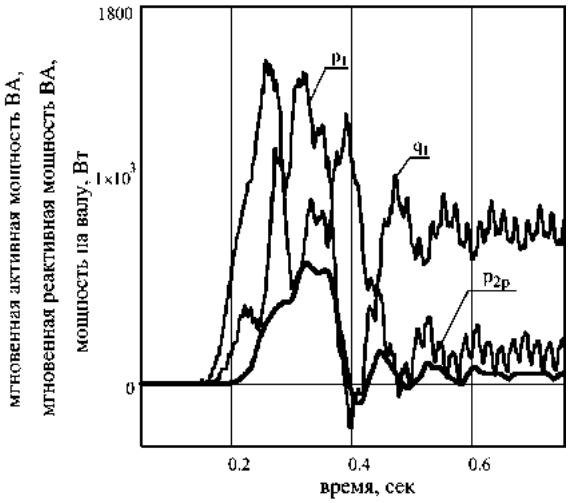


Рис. 5 Мгновенные активная и реактивная мощности, а также мощность на валу при частотном пуске.

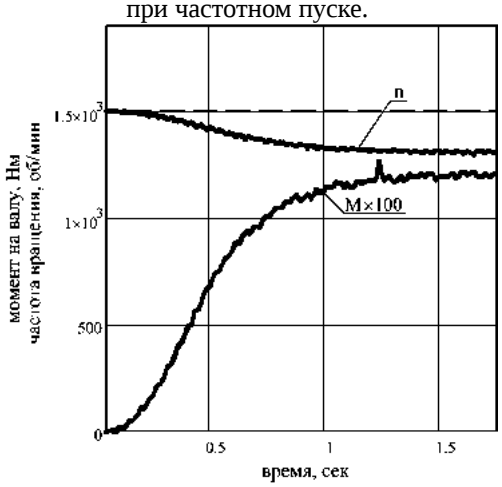


Рис. 6 Момент на валу и частота вращения АД при увеличении нагрузки.

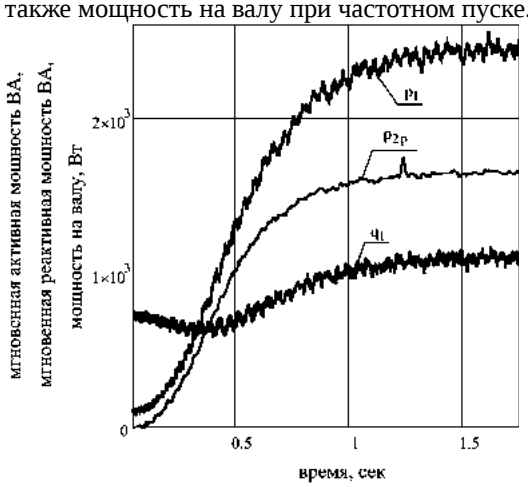


Рис. 7 Мгновенные активная и реактивная мощности, а также мощность на валу при увеличении нагрузки.

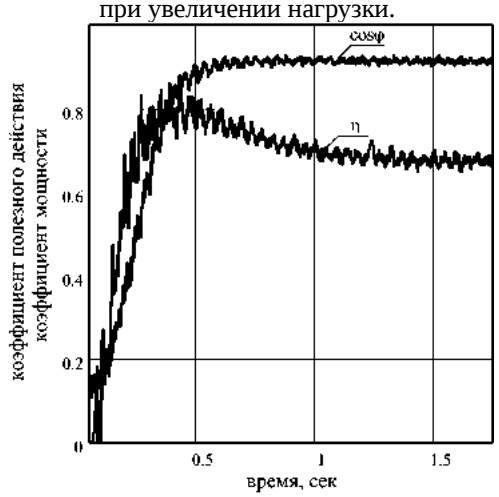


Рис. 8 КПД и коэффициент мощности АД при увеличении нагрузки.

Рис. 9 Мощность на валу АД (расчетная $p_{2p}(t)$ и экспериментальная $p_{2э}(t)$).

Основным источником дополнительных погрешностей всех методов расчета мощности на валу и энергетических показателей являются температурные изменения сопротивления статора АД или их неточное определение. Для оценки влияния точности определения сопротивлений статора на точность расчета мощности на валу АД, производилась вариация сопротивлений R_s статора в пределах ±10% (табл. 4).

Анализ результатов показал высокую точность определения энергетических показателей, полученных с использованием косвенного метода расчета мощности на валу АД. Так, в диапазоне нагрузок от 0,5 до 1,1 номинальной мощности даже при определении сопротивлений статора АД с погрешностью ±10 %, погрешность раз-

работанного метода не превысила 7 %. Для диапазона нагрузок от 0,6 до 1,1 номинальной мощности при точном определении сопротивлений статора АД погрешность разработанного метода не превысила 5 %.

Выводы. Предложен метод косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя, который позволяет оценить его энергетическую эффективность в условиях минимально доступной информации о его параметрах. В работе представлен разработанный исследовательский лабораторный стенд, позволяющий реализовать испытания асинхронного двигателя под нагрузкой с возможностью прямого измерения момента и скорости. Анализ экспериментальных исследований метода косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя показал приемлемую точность даже в условиях определения сопротивлений статора с существенной погрешностью. Метод рекомендуется к применению в электроприводах с частотным регулированием для задач мониторинга, диагностики, отказоустойчивого управления, а также при испытаниях новых и отремонтированных двигателей.

Таблица 3 – Результаты обработки экспериментальных данных метода определения энергетических показателей АД

Параметр	Режим работы		Параметр	Режим работы	
	холостой ход	нагрузка		холостой ход	нагрузка
Измеренные параметры			Рассчитанные параметры		
I_A, А	2,217	4,094	s	0,004	0,067
I_B, А	2,191	4,29	P_1, Вт	189,93	$2{,}445\cdot10^3$
I_C, А	2,168	4,15	$\Delta P_{м1}$, Вт	73,15	418,42
R_A, Ом	5,068	7,957	cos(φ)	0,157	0,842
n, об/мин	1494	1400	Δt, °С	17,3	143,64
Рассчитанные параметры в режиме под нагрузкой					
P_2, Вт		M, Нм		η , %	
$1{,}746\cdot10^3$		11,92		71,4	

Таблица 4 – Погрешность расчета мощности на валу АД

Мощность на валу АД1, о. е.		0,3	0,5	0,75	1,0	1,1
Погрешность Δ, %	$0{,}9R_s$	9,36	5,83	2,80	1,52	1,04
	R_s	9,51	6,32	3,81	3,20	3,34
	$1{,}1R_s$	9,66	6,81	4,81	5,00	5,63

Список литературы: 1. *Bucci G.* Uncertainty issues in direct and indirect efficiency determination for three-phase induction motors: remarks about the IEC 60034-2-1 standard / *G. Bucci, F. Ciancetta, E. Fiorucci, A. Ometto*. – IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. – Vol. 65, Issue 12. – P. 2701–2716. **2.** *Zagirnyak M.* A comparison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics / *M. Zagirnyak, D. Mamchur, A. Kalinov*. – Proceedings of 2014 IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC). – Antalya, Turkey, 2014. – P. 540–545. **3.** *Загірняк М. В.* Diahnostyka asynkhronnykh dvyhuniv na osnovi analizu syhnalu spozhyvanoyi potuzhnosti / *М. В. Загірняк, Д. Г. Мамчур, А. П. Калінов, А. В. Чумачова*. – Кременчук.: ЧП Щербатых О. В., 2013. – 208 с. **4.** *Zagirnyak M.* Correction of operating condition of a variable-frequency electric drive with a non-linear and asymmetric induction motor / *M. Zagirnyak, A. Kalinov, A. Chumachova.* – IEEE Conference transactions. EUROCON 2013, 1-4 July 2013, Croatia. – P. 1033–1037. **5.** *Мельников В.О.* Поліпшення енергетичних характеристик електроприводів з векторним керуванням шляхом компенсації параметричної несиметрії асинхронних двигунів / *В.О. Мельников, А. П. Калінов.* – Технічна електродинаміка. – Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2012. – № 3. – С. 85-86. **6.** *Tong W.* Mechanical design of electric motors / *W. Tong.* – NY.: CRC Press Taylor & Francis Group, – 2014. – 737 p. **7.** ANSI/IEEE Standard 112-2004. Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. **8.** *Agamloh E.* Accurate determination of induction machine torque and current versus speed characteristics / *E. Agamloh, A. Cavagnino, S. Vaschetto.* – Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE 8-22 Sept. 2016. DOI: 10.1109/ECCE.2016.7854812. **9.** *Guimarães J.M.C.* Determination of three-phase induction motors model parameters from catalog information / *J.M.C. Guimarães, J.V. Bernardes Jr., A.E. Hermeto, E.C. Bortoni.* – PES General Meeting / Conference & Exposition, 27-31 July 2014 National Harbor, MD, USA IEEE. **10.** *Jaiswal S.* Condition assessment of induction motor under different power quality events / *S. Jaiswal, M. S. Ballal.* – International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, IEEE CATCON. – 2015. – P. 105–110.

Bibliography (transliterated): 1. Bucci, G., F. Ciancetta, E. Fiorucci, A. Ometto. “Uncertainty issues in direct and indirect efficiency determination for three-phase induction motors: remarks about the IEC 60034-2-1 standard.” *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement* 65.12: (2016): 2701–2716. Print. **2.** Zagirnyak, M., D. Mamchur, A. Kalinov. “A comparison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics.” *Proceedings of 2014 IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)* (2014): 540–545. Print. **3.** Zagirnyak, M. V., D. G. Mamchur, A. P. Kalinov, A. V. Chumachova. *Diagnostika asinhronnih dviguniv na osnovi analizu signalu spogivanoj potugnosti*. Kremenchuk.: ChP Shcherbatykh O. V., 2013. Print. **4.** Zagirnyak, M., A. Kalinov, A. Chumachova. “Correction of operating condition of a variable-frequency electric drive with a non-linear and asymmetric induction motor.” *IEEE Conference transactions. EUROCON* (2013): 1033–1037. Print. **5.** Mel'nykov, V.O., A. P. Kalinov. “Polipshennya enerhetychnykh kharakterystyk elektropryvodiv z vektornym keruvannyam shlyakhom kompensatsiyi parametrychnoyi nesymetriyi asynkhronnykh dvyhuniv”. *Kyyiv: Instytut elektrodynamiky NAN Ukrayiny. Tekhnichna elektrodynamika* 3 (2012): 85-86. Print. **6.** Tong, W. *Mechanical design of electric motors.* NY.: CRC Press Taylor & Francis Group, 2014. Print. **7.** ANSI/IEEE Standard 112-2004. Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. Print. **8.** Agamloh, E., A. Cavagnino, S. Vaschetto. “Accurate determination of induction machine torque and current versus speed characteristics”. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), (2016): DOI: 10.1109/ECCE.2016.7854812. Print. **9.** Guimarães, J.M.C., J.V. Bernardes Jr., A.E. Hermeto, E.C. Bortoni. “Determination of three-phase induction motors model parameters from catalog information”. PES General Meeting / Conference & Exposition, 27-31 July 2014 National Harbor. (2014). Print. **10.** Jaiswal S., M. S. Ballal. “Condition assessment of induction motor under different power quality events”. *International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, IEEE CATCON.* (2015): 105–110. Print.

Поступила 16.06.2017

УДК 681.513.7

О. А. ХРЕБТОВА, ст. преп., Кременчугский национальный университет;
С. А. СЕРГИЕНКО, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ТРОГАНИЕМ МЕХАНИЗМА В ТЯЖЕЛЫХ УСЛОВИЯХ

Введение. Традиционно сложные технологические процессы, требующие значительных энергетических затрат на этапах трогания и пуска, выполнялись при использовании электропривода с значительным запасом по мощности (20÷30% $P_{ном}$). Одним из примеров таких систем, есть двухдвигательный электропривод механизма подъема затвора сливной плотины в системе реостатного управления. Такое техническое решение вызвано тем, что при трогании затвора с кармана сливной плотины происходит увеличение момента сопротивления технологического механизма в несколько раз [1].

Однако даже применение электропривода повышенной мощности не обеспечивает безаварийность выполнения технологических операций. В работе [2] рассмотрены особенности трогания и пуска механизма подъема. Установлено, что при переходе трансмиссии с технологическим механизмом из состояния покоя в состояние движения происходит достаточно сложный процесс формирования сил сопротивления, обусловленный как изменением свойств самой системы «трансмиссия системы механизма подъема – карман сливной плотины – уплотнительная резина – затвор», так и наличием традиционных составляющих.

Силы сопротивления, возникающие при подъеме затвора из кармана сливной плотины [2]:

$$\sum F = F_{м} + F_{м.с} + F_{диф} + F_{тр.р} + F_{тр.к} + F_{тр.с}\ , \qquad (1)$$

где $F_{м}$ – сила тяжести затвора и воды действующей на затвор со стороны верхнего бьефа; $F_{м.с}$ – сила, создаваемая разрывом межмолекулярных связей диффундирующих слоев резины с основанием затвора; $F_{диф}$ – сила разрыва диффузных слоев между основанием кармана сливной плотины и основанием затвора; $F_{тр.р}$ – сила трения грушевидной резины с направляющими кармана при подъеме затвора; $F_{тр.к}$ – сила трения качения колес; $F_{тр.с}$ – сила трения подшипников скольжения.

Эта особенность технологического объекта формируемая в процессе эксплуатации, приводит к возникновению аварийных ситуаций при каждом выполнении подъема затвора с основания кармана сливной плотины [1]. Существующая система электропривода морально устарела, имеет низкий КПД, энергозатратна, так как попытки подъема могут выполняться несколько раз до получения положительного результата.

Существующие системы управления не учитывают весь комплекс факторов, которые являются источником аварийности оборудования в процессе трогания, пуска и торможения:

– увеличение момента сопротивления при трогании и пуске производит к увеличению динамической составляющей усилия в кинематических узлах системы «электродвигатель – трансмиссия – технологический механизм» и как следствие механический износ оборудования;

– увеличение допустимого угла рассогласования в системе при неравнозначном формирования момента сопротивления приводит к режимам стопорения и заклинивания рабочего органа;

– режимы стопорения при пуске и движении рабочего органа по направляющим приводят к износу изоляционных материалов приводных двигателей, тепловых и механических перенапряжений обмотках, нарушении балансирования ротора и т.д.;

– тяжелые условия трогания и пуска ведут к перегрузкам и сокращению работоспособности линий питания

Малый диапазон управляемости отрицательно сказывается на выполнение остальных технологических операций.

Постановка задачи. Система автоматического управления частотно–регулируемого электропривода механизма подъема затвора сливной плотины, должна обеспечивать возможность выполнения предстартовой подготовки и трогания путем создания достаточно большого пускового момента при минимальном значении тока статора, обеспечить возможность позиционирования при перемещении объекта по направляющим кармана, и при необходимости, при установке объекта в рабочее положение, иметь возможность средствами частотного управления снизить колебания объекта при перемещении.

Материалы исследования. В силу физических особенностей, которые происходят при подъёма затвора, предложено условно разделить этот процесс на три этапа: предстартовая подготовка; трогание и пуск; перемещение затвора по направляющим кармана.

При выполнении операции пуска на этапе предстартовой подготовки необходимо выполнить пошаговое разрушение образовавшихся адгезивных слоев основания затвора и основания сливной плотины путем поочередного формирования усилий по подъему левой и правой стороны затвора. Предпусковая подготовка выполняется до появления разрыва межмолекулярных связей в технологическом объекте (затвор – уплотнительная резина – карман) [2]. На первом этапе система управления формирует поочередную подачу пусковых моментов на рабочие привода механизма подъёма. При необходимости пусковые моменты возрастают до начала движения затвора [3].

© О.А. Хребтова, С.А. Сергиенко, 2017

Как только система фиксирует разрушение адгезивных слоев рабочего органа режимы электродвигателя меняются, система приступает к этапу трогания, а именно механизм подъема при достаточном пусковом моменте приводит в движение металлоконструкцию затвора создает достаточный пусковой момент на электроприводах для преодоления момента сопротивления и предполагает выход электроприводов на рабочую характеристику.

При выполнении третьего этапа, электропривода двухдвигательной системы механизма подъёма работают в номинальных режимах и обеспечивают синхронизированный подъем затвора. При этом выполняется симметричное перемещения сторон металлоконструкции затвора по направляющим кармана при необходимости исключая перекосы в кармане и обеспечивая компенсацию неравномерностей моментов сопротивления при движении затвора по направляющим кармана, с обеспечением снижения ударных динамических нагрузок в канатах и кинематики самого электропривода [3].

При этом очевидно, что все операции должны выполняться одной системой привода, которая обеспечивает разные режимы работы для выполнения каждого этапа технологической карты.

Таким образом, создаваемые системы автоматического управления должны соответствовать специальным требованиям:

– выполнять предпусковую подготовку по формированию достаточного пускового момента при трогании затвора из кармана сливной плотины;

– выбирать оптимальный режим работы электропривода технологического механизма;

– при необходимости формировать цикличность включения электропривода для выполнения предстартовой подготовки и трогания;

– контролировать как температурный режимы, так и электромагнитные параметры асинхронной машины для предотвращения аварийных режимов;

– при необходимости определять время работы с значительной перегрузкой по току для создания достаточного пускового момента;

– формировать пошаговые перемещения элементов металлоконструкции затвора по направляющим кармана по заданным координатам;

– осуществлять позиционирование при установке затвора в карман сливной плотины в соответствии с алгоритмами выполнения технологических операций;

– обеспечить безаварийные режимы работы с повышением работоспособности системы электропривода[4]

Интенсивное развитие микросхемотехники позволяет построить автоматизированную систему с мгновенным контролем параметров всего технологического комплекса (датчики усилий, датчики момента и т.д.) и обеспечить формирование таких режимов работы которые обеспечили бы необходимые требования к выполнению качественного технологического процесса.

Система «электропривод механизма подъема – затвор – карман сливной плотины» представляет собой достаточно сложные кинематические пары которые при совместной работе влияют не только на сопряженные соединения, но и на характер работы всей электромеханической системы. В зависимости от свойств элементов и их характеристик в тех или иных условиях эксплуатации, формируется состояние системы в целом. Как рассматривалось в [4], состояние системы нельзя представить в виде определенной математической зависимости. Статические и динамические параметры каждого элемента системы описываются весовыми коэффициентами, которые определяют свойства системы, однако степень информативности их различна и имеет стохастический характер [2]. Математическим аппаратом, позволяющим полноценно учесть и отразить признаки нескольких состояний, является теория случайных множеств.

Применение теории нечетких множеств позволяет в полной мере отразить влияние всех экспертов, которые определяются в соответствии с величинами датчиков состояния системы и интенсивности их приращения, при использовании метода экспертных оценок, по сравнению с генерацией оценки на основе «мнения большинства», который формируется как сумма весов значений экспертов. В то же время применение теории нечетких множества (фаззилогики) не исключает возможности «четкой» оценки состояния технологического механизма экспертной системы в процессе подъема [5].

При диагностике состояний системы нечеткие оценки позволяют отобразить плавность и непрерывность перехода системы из состояния в состояние и преодолеть противоречия, когда у системы есть признаки сразу нескольких состояний. Например, ток приводных двигателей достиг максимума, соответственно пусковой момент является максимальный характеризующий условие начала трогания, а перемещения затвора отсутствует, характеризующий невыполнение процесса трогания. В работе [4] разработана экспертная система (ЭС) на базе нечеткой логики для механизма подъема затвора сливной плотины с обеспечение выбора параметров питающего напряжения [6] и с учетом особенностей формирования момента сопротивления технологического механизма [2]. Рассмотрен вариант выполнения трогания и пуска беспрерывно за один цикл до полного преодоления момента сопротивления, и начала движения технологического механизма. Результаты математического моделирования при пуске в один цикл ЭС приведены на рис. 1. – рис. 3.

Такой режим при затяжном трогании может привести к возникновению аварийных ситуаций за счет перегрева обмоток статора асинхронной машины, нарушения целостности кинематических соединений в трансмиссии механизма или обрыва троса.

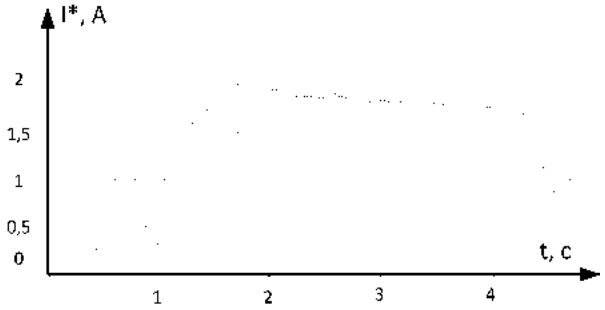


Рис. 1. Действующее значение тока системы электропривода механизма подъема

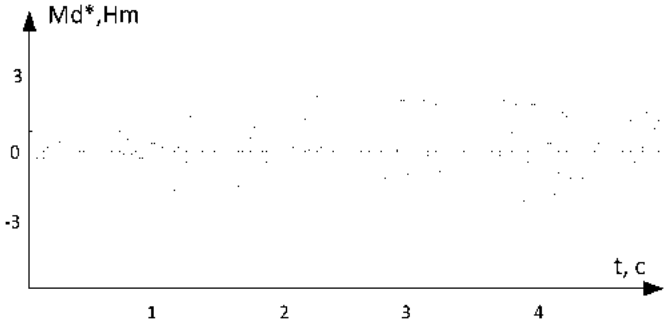


Рис. 2. Электромагнитный момент асинхронного двигателя

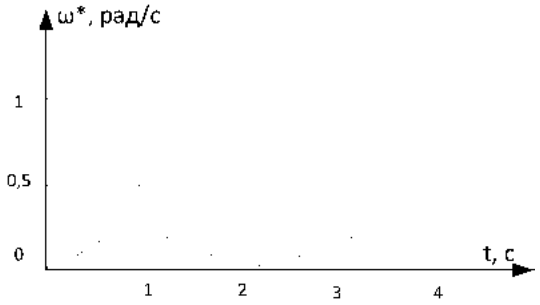


Рис. 3 Угловая скорость барабана технологического механизма

Кроме того, как показал анализ процессов, происходящих при выполнении трогания затвора с основания кармана сливной плотины, эффективнее всего выполнять разрушения адгезивных слоев пошаговым приложением усилий к сторонам затвора [2]. Поэтому для предотвращения аварийных ситуаций предложено усовершенствовать не только разработанную ранее ЭС но применить алгоритм пошагового формирования прикладываемых момент к сторонам затвора с контролем температурного режима работы асинхронной машины и времени формируемого импульса момента при минимальном значении тока статора [3]. Математическая модель ЭС приведена на рис. 4.

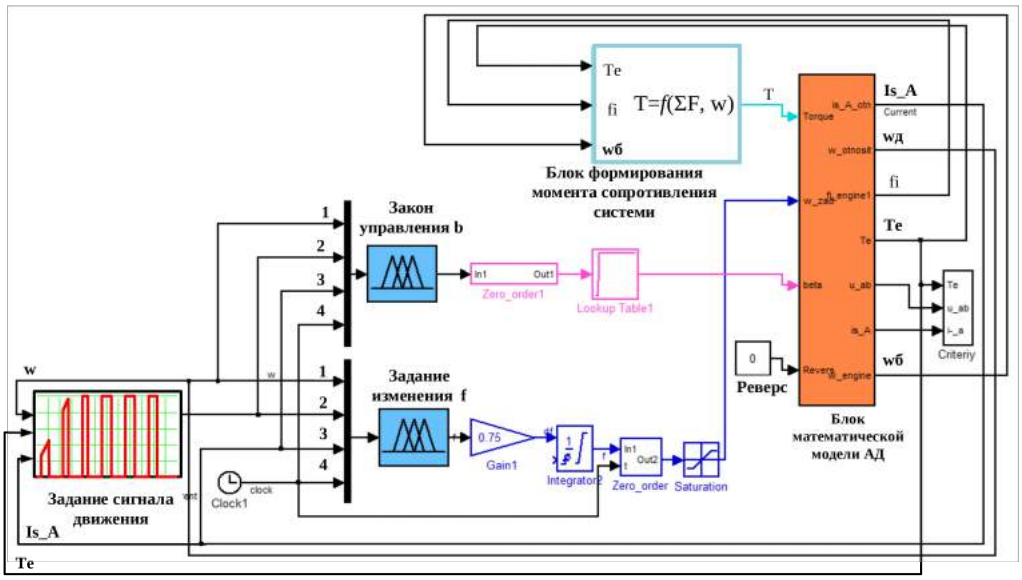


Рис. 4. Математическая модель экспертной системы управляемого трогания в программной среде Matlab

Предложения экспертная система помимо существующих уже блоков фаззи–логики для определения частоты питающего напряжения и выбора закона частотного управления в зависимости от значения параметра блока формирования момента сопротивления системы, который формирует усилие сопротивления в зависимости от входных сигналом электромагнитного момента (T_e), угловой скорости барабана подъемного механизма ($\omega_б$) и частоты вращения электромагнитного поля АД (f_i) по математической зависимости $T = f(\sum F, \omega)$, дополнена блоком задания сигнала движения. В данном блоке формируются импульсы подачи момента и паузы с контролем температуры нагрева обмоток статора косвенным методом на базе математических зависимостей предложенных в [3].

В модели реализован режим трогания в циклическом виде с заранее рассчитанными временными значениями импульсов прикладываемых моментов и пауз. При необходимости время импульсов может ограничиваться при превышении температуры нагрева. Следует отметить, что ЭС формирует повышения пускового момента с каждым последующим импульсом при ограничении тока статора, подбирая амплитуду и частоту питающего напряжения по эвристическим правилам, заложенным в блоках фаззи–логики.

Для выполнения сравнительного анализа характеристик частотно−регулируемого электропривода в исходной и модернизированной ЭС условия работы должны совпадать. Поэтому в предложенной ЭС режим трогания смоделирован для одного привода двухдвигательной системы и состоит из нескольких импульсов формируемого момента трогания, количество которых определяется или началом движения системы, или пределом температурного нагрева, даже если движение отсутствует. Результаты математического моделирования разработанной ЭС приведены на рис. 5 – рис.11. Для упрощения анализа на каждом рисунке представленных характеристик приведен сигнал задания скорости (U_z).

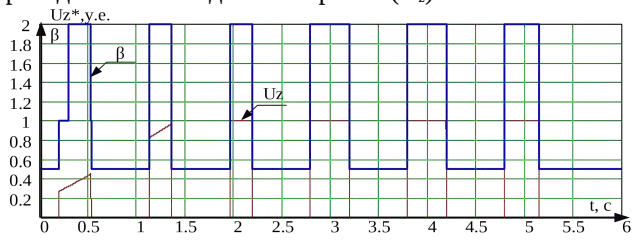


Рис. 5. Задание скорости (Uz) и показателя степени частотного управления (b)

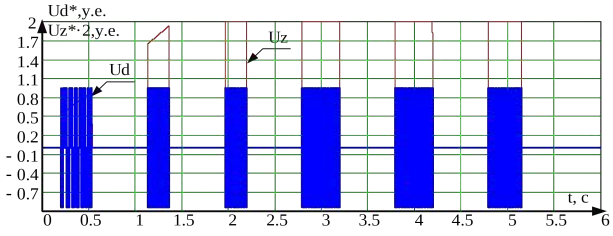


Рис. 6. Формирование напряжения при трогании системы с фаззи–логикой

Напряжение задания формируется с плавным разгоном технологического механизма для обеспечения выборки канатов и зазоров трансмиссии механизма (рис. 5. U_z^*). В соответствии и изменением момента сопротивления меняется (рис. 5. β) в законе частотного управления $U / f^{1/\beta} = const$. Следуя этим условиям формируются параметры питающего напряжения (рис. 6. U_d^*).

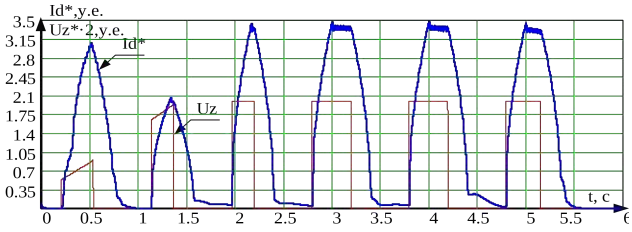


Рис. 7. Действующие значения ток статора

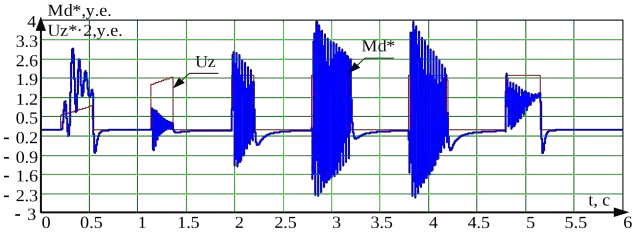


Рис. 8. Формирование момента двигателя

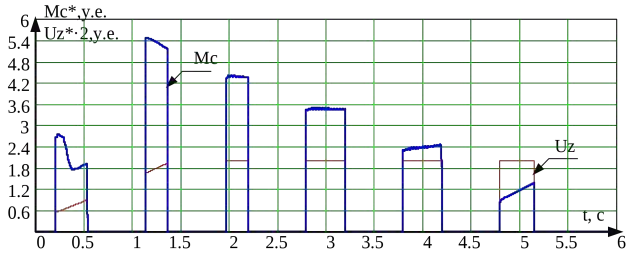


Рис. 9. Момент сопротивления механизма

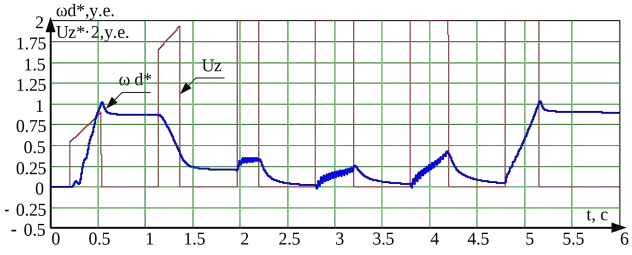


Рис. 10. Угловая скорость двигателя

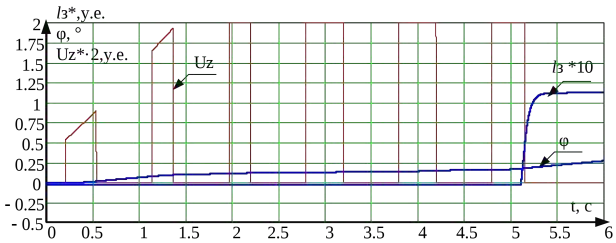


Рис. 11. Угол поворота вала барабана лебедки и перемещение стороны затвора при трогании

На первом импульсе трогания, при выборке зазоров пусковой ток достигает $3I_н$ (рис.7 I_d^*), как и мгновенное значение момента, превышает номинальный почти в 2 раза (рис. 8 M_d^*). Механизм начинает разгон (рис. 10. ω*) происходит поворот вала примерно на 0,5° (рис. 8), момент сопротивления имеет резкий спад (t = 0,4 с.) что соответствует началу движения кинематических пар самого привода (рис. 6. M_c^*).

После натяжении каната значения переменных тока и момента имеют минимальное значение, так как попытка трогания выполняется при номинальных параметрах АД. Движение двигателя прекращается, так как момент сопротивления превышает расчетное в 5 раз. Следующая попытка трогания формируется с моментом, превышающим паспортное значение в зависимости от решения ЭС по эвристическим правилам, которые в ней записаны.

Как видно из рис. 7, рис. 8 с каждой последующей попыткой значение пускового момента, как и значение тока увеличиваются. Каждая последующая попытка трогания уменьшает момент сопротивления технологического механизма, разрушая адгезивные соединения рабочего органа с рабочей средой. На последней попытке происходит начало движения технологического механизма (рис. 11. *l*з) и система останавливает выполнение алгоритма трогания. Дальше ЭС переходит к выполнению программы по синхронному перемещению сторон затвора по направляющих кармана сливной плотины.

Как видно из приведенных графиков модернизированная система выполняет пуск на 1 с. дольше. Однако при анализе токовых характеристик видно, что среднее значение тока за период выполнения трогания в пошаговом режиме составляет $1{,}04I_{н}$, что почти 2 раза меньше чем начальной ЭС, хотя значение амплитуды за импульс могли превышать исходные в 1,7 раза Аналогичная ситуация и с пусковым моментом значение которого при пошаговом режиме превышает исходное в 1,45 раза. Это объясняется повышением пускового момента при каждом последующем импульсе. Как видно из скоростных характеристик при использовании пошагового режима трогания снижаются также и динамические нагрузки в кинематических парах трансмиссии электропривода за счет снятия напряжения в точках соприкосновения вращающихся частей, что снижает износ элементов механизма и повышает его работоспособность.

Выводы: Обоснованно применения теории нечетких множеств для реализации экспертной системы автоматического управления двухдвигательным электроприводом, позволяющей расширить возможности пусковой системы на базе частотно–регулируемого электропривода и эффективно использовать специальные алгоритмы предстартовых операций с целью повышения эффективности выполнения рабочей операции технологическим механизмом.

Модернизированная экспертная система управления обеспечивает трогание, пуск и работу механизма подъема при изменении момента сопротивления в процессе выполнения предстартовой подготовки в пошаговом режиме. Разрушения адгезивных слоев рабочего органа при этом характеризуется меньшими затратами электроэнергии. При этом время выполнения трогания увеличивается 20%, что для данного технологического механизма не имеет значение. Так же модернизированная система выполняет контроль температурных режимов и формирует ток в зависимости от параметров нагрева обмоток статора асинхронной машины. Модернизации ЭС происходит за счет применения специально разработанного алгоритма и не требует значительных материальных и технических средств.

Предложенная структура интеллектуальной системы управляемого трогания может быть использована для различных технологических механизмов, где момент сопротивления при трогании превышает рабочее значение в несколько раз и имеет нелинейный характер.

Список литературы: 1. Хребтова О.А. Особенности трогания кранового электропривода подъема затвора сливной плотины / О. А. Хребтова, А. И. Гладырь // Вестник национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Тематический выпуск № 30 «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – 2009. – 250 с. **2.** Хребтова О.А. Дослідження властивостей системи електропривода механізму підйому затвору зливної греблі / О. А. Хребтова, С. А. Сергієнко // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу – Кременчук: КрНУ, 2012. – Вип. 3/2012 (19). – 660 с. **3.** Хребтова О.А. Управление трогением асинхронного электропривода грузоподъемного механизма / О. А. Хребтова, В. В. Ченчевой, А. И. Гладырь // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2014. – Вип. 3/2014 (27). – С. 27–35. **4.** Хребтова О.А. Електропровід механізму підіймання затвора зливної греблі з керованним процесом рушання / О. А. Хребтова, С. А. Сергієнко // Вісник вінницького політехнічного інституту. Науковий журнал №2 (131). –2017.– 112 с. **5.** Золотухин А. Б. Применение теории нечетких множеств к количественной и качественной оценке риска / А. Б. Золотухин, У. Гудместад // International Journal of Offshore and Polar Engineers (IJOPE). – 2002. – т. 12, № 4 – С. 288–296. **6.** Хребтова О.А. Определение момента асинхронного двигателя при трогании / О. А. Хребтова, В. В. Ченчевой, В. А. Огарь // Електромеханічні і енергозберігаючі системи: щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2013. – Вип. 4/2013 (24). – 106 с.

Bibliography (transliterated): 1. Khrebtova, O.A. and Gladyr, A.I. (2009), "Peculiarities of starting the crane electric drive of the lifting of the gate of the drain dam", Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta "Kharkovskiy politekhni-cheskiy institut", no. 30, 250 p. (in Russian) **2.** Khrebtova, O.A. and Sergienko, S.A. (2012), "Studying the properties of the system electric winders shutter drainage dam", Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy. Tematychnyy vypusk "Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriya i praktyka" naukovo-vyrobnychoho zhurnalu, Vol. 3, no. 19, 660 p. (in Ukrainian) **3.** Khrebtova, O.A., Chenchevoy, V.V.. and Gladyr, A.I. (2014), "Control of starting of an asynchronous electric drive of a load-lifting mechanism", Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy, shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, Vol. 4, no. 27, 106 p. (in Russian) **4.** Khrebtova, O.A. and Sergienko, S.A. (2017), "Elektroprovid mechanism for lifting the shutter drainage dam kerovannym pick-up process", Bulletin of Vinnytsia Polytechnic Institute. Scientific journall, Vol. 2, no. 131, 112 p. (in Ukrainian). **5.** Zolotukhin A. B end Goodmestad W. "Application of the theory of fuzzy sets to quantitative and qualitative risk assessment", International Journal of Offshore and Polar Engineers (IJOPE). - 2002. - Vol. 12, no. 4 - p. 288-296. **6.** Khrebtova, O.A., Chenchevoy, V.V. and Ogar, V.A. (2013), "Determination of the moment of an asynchronous motor at the touching", Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy, shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, Vol. 4, no. 24, 106 p. (in Russian).

Поступила 15.06.2017

УДК 621.34-52

В. П. СТЯЖКІН, канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
В. І. ТЕРЯЄВ, канд. техн. наук, доц., Національний технічний університет України «КПІ»;
С. І. ГАВРИЛЮК, аспірант, Інститут електродинаміки НАНУ, Київ

ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДІВ ЧАСТОТНОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ ДУГОСТАТОРНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ АНТЕН СУДНОВИХ НАВІГАЦІЙНИХ РЛС

Вступ. Суднові навігаційні РЛС використовуються для визначення координат і параметрів руху різних надводних і берегових об'єктів, берегової лінії та інших перешкод, здатних відбивати радіохвилі, які випромінює і приймає антена. Це дозволяє забезпечити безпеку мореплавання в обмежених умовах видимості, безпечне розходження суден, визначення місця судна по відомим береговим або плавучим орієнтирам.

Одним з головних механізмів будь-якої РЛС є антена, обертання якої здійснюється електроприводом (ЕП). ЕП суднової РЛС повинен забезпечити високу стабільність швидкості обертання при різкозмінному вітровому навантаженні, хитавиці судна та в несприятливих кліматичних умовах. Також до електроприводу РЛС висувається ряд вимог, таких як надійність, технічний ресурс роботи понад 20 років, ремонтоздатність, висока точність відпрацювання в секторному режимі, коли в межах одного оберту змінюється швидкість, та інші.

В [1,2] показано доцільність застосування дугостаторного асинхронного двигуна (ДАД) для суднових навігаційних РЛС, статор якого складається з декількох індукторів, а ротор виконаний у вигляді феромагнітного диску з короткозамкненою обмоткою. Основними перевагами ЕП на базі ДАД є простота і надійність, виключення редуктора із кінематичного ланцюга, можливість інтегрування в існуючі РЛС та збільшення потужності за рахунок селективного включення індукторів в роботу. Водночас дугостаторний двигун має ряд особливостей та недоліків – м’які механічні характеристики за рахунок збільшеного повітряного проміжку, низькі коефіцієнти корисної дії та потужності, крайові ефекти, викривлення картини поля, насичення магнітопровода.

Застосування стандартного закону частотного керування для ДАД в нижній частині діапазону регулювання призводить до посилення його недоліків – різкого зменшення критичних зусиль та жорсткості механічних характеристик [3]. **Метою статті** є розробка нових модифікованих методів частотного керування, які враховують особливості дугостаторних двигунів.

Постановка задачі. Особливості характеристик ДАД пов'язані зі специфікою електромагнітних процесів, які викликані розімкнутим магнітопроводом, а також ефектами «входу–виходу» електромагнітного поля, зумовленими переходом елементарних провідних контурів вторинного елемента (ВЕ) з крайової зони в активну і з активної – в крайову [4].

Розімкненість магнітопровода ДАД призводить до відхилення від синусоїдальної форми розподілу потоку в ярмі та індукції в повітряному зазорі. Спотворення картини магнітного поля погіршує тягові та енергетичні характеристики машини. Через нерівномірність розподілу поля уздовж машини котушки обмоток різних фаз знаходяться у неоднакових магнітних умовах, що призводить до асиметрії ЕРС у фазах обмотки індуктора. Це тягне за собою виникнення асиметрії фазних струмів при живленні машини від джерела із симетричною системою напруг. ДАД мають великий повітряний проміжок, що пояснюється особливістю їх конструкції. Ефект послаблення магнітного поля у збільшеному зазорі, а також по товщині ВЕ називається товщинним. Він призводить до збільшення намагнічувального струму ДАД у порівнянні зі звичайними обертовими двигунами. Вторинне магнітне поле, обумовлене струмами вторинного елемента, значно впливає на сумарний магнітний потік в зазорі машини. Навіть при русі ВЕ з синхронною швидкістю відносно поля, в ньому виникають струми і втрати, викликані наявністю границь індуктора, тобто явищами «входу–виходу». Виникаючі при цьому зусилля можуть бути як гальмівними, так і рушійними [4].

Особливості роботи ДАД, обумовлені реакцією ВЕ, отримали назву вторинного поздовжнього крайового ефекту, а особливості, що мають місце при відсутності реакції вторинної частини – первинного крайового ефекту. В цілому сукупність розглянутих особливостей електромагнітних процесів у машинах з роз'єднаними магнітопроводами отримала назву поздовжнього крайового ефекту (ПКЕ). Найбільший вплив мають ПКЕ, особливо для ДАД з малим числом полюсів і великим значенням відношення реактивності намагнічуючого контуру до приведеного вторинного опору – електромагнітної добротності машини. Це призводить до появи додаткових складових струмів і вторинних втрат біля країв осердя, подальшого зниження ККД і тягового зусилля машини [4].

Зазначені вище особливості електромагнітних процесів ДАД необхідно приймати до уваги при розробці та дослідженні законів керування ним. Можна сформулювати наступні критерії вибору методу керування ДАД, які враховують його конструктивні особливості та умови використання для електропривода РЛС:

- переважна робота на низьких швидкостях та частотах;
- необхідність збільшення жорсткості механічної характеристики та критичного моменту, особливо в нижній частині діапазону регулювання;
- врахування впливу насичення магнітного ланцюга ДАД при синтезі алгоритмів методів керування;

© В.П. Стяжкін, В.І. Теряєв, С.І. Гаврилюк, 2017

▪ застосування методів регулювання, які не потребують безпосереднього керування складовими магнітного потоку;

▪ енергозбереження в умовах обмежених енергоресурсів джерела живлення;

▪ забезпечення полоси пропускання привода, достатньої для відпрацювання пульсуючого знакозмінного моменту навантаження РЛС.

У зв'язку з обмеженою технологічною можливістю зменшення зубцевого кроку та полюсного ділення ДАД та відсутністю можливості використання редуктора, єдиним способом отримання низьких робочих швидкостей для ДАД є живлення напругою зниженої частоти. Тому буде доцільно розглянути методи частотного керування АД і визначити границі їх застосованості відносно ДАД.

Матеріали досліджень. Класифікація основних методів частотного керування представлена на рис. 1 [3].

Розглянемо можливості застосування існуючих методів частотного керування [3, 5] для дугостаторного асинхронного електропривода.

Компенсація впливу активного опору індуктора (*IR*–компенсація). При скалярному керуванні АД на частотах в діапазоні 0÷10 Гц реактивний опір його обмоток зменшується ($X_L = 2\pi fL$) і відповідно зменшується спад напруги на індуктивності, а вплив активної частини опору відносно збільшується. Це призводить до ослаблення магнітного поля і, як наслідок, зменшення жорсткості механічної характеристики та перевантажувальної здатності двигуна. Рівняння електричної рівноваги індуктора записується за другим законом Кірхгофа:

$$U_1 = E_1 + I_1 r_1 = E_1 + \Delta U, \qquad (1)$$

де $\Delta U = I_1 r_1$ – додаткова напруга, необхідна для компенсації спаду напруги на активному опорі індуктора.

Рис. 1 Класифікація методів частотного керування АД

Даний метод дозволяє регулювати кутову швидкість АД з критичним моментом і статизмом, близькими до природної механічної характеристики в діапазоні близько 10:1. Для забезпечення більшої жорсткості характеристики і діапазону регулювання необхідно застосовувати зворотній зв'язок за швидкістю.

Через завищений повітряний проміжок ДАД у порівнянні з АД доводиться суттєво збільшувати намагнічуючу силу обмоток статора, щоб подолати великий магнітний опір зазору. В результаті цього магнітна система ДАД знаходиться у насиченому стані. Як наслідок ще більше зменшується питома доля реактивних опорів статора і ротора у порівнянні з відповідними активними опорами. Тому можна говорити про доцільність застосування методу *IR*–компенсації для ДАД, однак потрібно враховувати вплив крайових ефектів.

Компенсація впливу повного опору індуктора (*IZ*–компенсація). Для компенсації спаду напруги на обмотках АД збільшують вхідну напругу залежно від навантаження.

Метод включає наступні модифікації [5]:

компенсація в скалярній формі:

$$\Delta u_1 = \Delta u_{1\alpha} = i_1 z_1 = i_1 \sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma ном}\alpha)^2}, \qquad (2)$$
$$\Delta u_{1\beta} = 0;$$

компенсація в векторній формі:

$$\Delta u_1 = i_1 z_1 \Rightarrow \begin{matrix} \Delta u_{1\alpha} = i_{1\alpha} r_1 - i_{1\beta} x_{1\sigma ном}\alpha \\ \Delta u_{1\beta} = i_{1\beta} r_1 - i_{1\alpha} x_{1\sigma ном}\alpha \end{matrix}. \qquad (3)$$

де i_1 – струм обмотки статора, r_1 – активний опір обмотки статора, $x_{1\sigma ном}$ – індуктивність розсіювання обмотки статора, $\alpha = f_1 / f_н = \omega_1 / \omega_н$ – частота струму статора.

Принциповою відмінністю режиму *IZ*–компенсації є відсутність насичення магнітопроводу при будь-яких частотах і навантаженнях, тому що напруга кола намагнічування підтримується постійною і рівною напрузі в режимі холостого ходу.

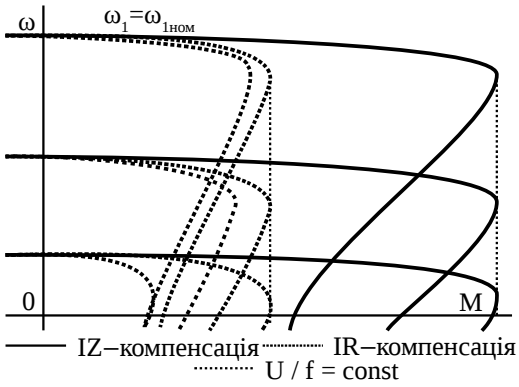


Рис. 2 Механічні характеристики АД при різних модифікаціях частотного керування

Для стабілізації потоку у всьому діапазоні зміни частоти і моменту необхідно збільшувати напругу живлення приблизно в два рази, що не завжди можливо в силу технічних характеристик двигуна. Щоб стабілізувати електромагнітний потік необхідно вимірювати напругу чи струм статора або потік в повітряному проміжку, що дещо ускладнює реалізацію даного метода. Для підвищення жорсткості характеристик та одержання більшого діапазону регулювання використовують зворотний зв'язок за швидкістю.

Метод компенсації впливу повного опору індуктора може застосовуватися і для ДАД за умови врахування крайових ефектів. Оскільки в ДАД переважний вплив на характеристики двигуна має активна складова опору статора, а даний метод значно складніший у реалізації, більш доцільно буде застосовувати метод компенсації активного опору індуктора. На рис. 2 представлені механічні характеристики АД при застосуванні частотного керування з *IR*- та *IZ* – компенсацією [5].

Використання натуральної орієнтації по вектору потокозчеплення ротора ґрунтується на представленні АД в динамічній формі з використанням другого методу Ляпунова.

Формування заданого потокозчеплення статора дозволяє модифікувати механічні характеристики частотно-

керованого АД залежно від заданої кутової швидкості. Значення заданого потоку двигуна, при якому перевантажувальна здатність зберігається на номінальному рівні, дорівнює [6]:

$$\psi^* = \psi^*_н \sqrt{\frac{\omega^* p_н z\left(\alpha_1^2 + \omega_{0н}^2\right)}{\omega_{0н} z_н \left(\alpha_1^2 + \left(\omega^* p_н\right)^2\right)}} \quad , \tag{4}$$

де коефіцієнт $\alpha_1 = r_1 / L_1$; ω^*, ψ^* – задані значення кутової швидкості і модуля потокозчеплення статора; $p_н$ – число пар полюсів; z, $z_н$ – повні опори; $\psi^*_н$ – номінальне потокозчеплення, $\omega_{0н}$ – швидкість холостого ходу.

Даний метод дозволяє підтримувати значення критичного моменту частотно–керованого АД на номінальному рівні шляхом формування заданого потокозчеплення статора залежно від заданої кутової швидкості. Реалізація даного методу керування може бути здійснена без використання спеціалізованих датчиків регульованих координат на основі спостерігачів. В той же час внаслідок насичення магнітопроводу ДАД складові магнітного потоку стають малокерованими, що ускладнює реалізацію даного метода.

Компенсація ковзання. В АД має місце ефект ковзання – відставання швидкості обертання ротора від магнітного поля, що створюється обмотками статора. При чому цей ефект присутній і в режимі реального холостого ходу, а зі збільшенням навантаження його величина зростає. Режим компенсації ковзання полягає у зміні частоти живлення АД в залежності від навантаження на валу, тобто, фактично від струму статора. Даний метод дозволяє підвищити жорсткість механічної характеристик АД та збільшити діапазон регулювання швидкості до значення 20:1. Може застосовуватися у поєднанні з іншими методами, наприклад, з *IR*–компенсацією.

Для ДАД режим компенсації ковзання полягає в усуненні похибки робочого ковзання при одночасній компенсації впливу кінцевих ефектів і активного опору індуктора. З цією метою у рівняння динаміки ДАД та схему заміщення вводиться функція $f(Q)$, яка враховує вплив кінцевих ефектів на основі моделі Данкана [7, 8]:

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q}; \; Q = \frac{lR_2}{vL_2}; \tag{5}$$

де l – довжина індуктора; v – швидкість ВЕ; r_2, L_2 – активний опір та індуктивність вторинного елемента. Для роботи алгоритму керування ДАД необхідне вимірювання швидкості, коефіцієнта потужності, струму індуктора, а також відомості про активний опір і індуктивність індуктора та активний опір вторинного елемента.

Після огляду різних модифікацій методу частотного керування для АД можна зробити висновок, що для ДАД доцільно буде застосовувати комбіновані методи, які враховують розглянуті вище його конструктивні особливості.

Для побудови функціональної схеми комбінованого частотного керування ДАД скористаємося залежностями для стандартного АД. Такий підхід можна пояснити тим, що в алгоритмі керування ДАД буде застосовано метод компенсації впливу активного опору обмотки статора r_1, а також компенсація крайових ефектів на основі моделі Данкана. Механічна характеристика АД при відсутності компенсації опору обмотки статора представляється у вигляді уточненої формули Клосса [5]:

$$M = 2M_k \cdot \left[\left(1 + \frac{r_1}{r_2}\right) / \left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2 s_k \frac{r_1}{r_2}\right) \right] \quad , \tag{6}$$

де $s_к$ – критичне ковзання, $M_к$ – критичний момент, r_2 – активний опір обмотки ротора, приведений до обмотки статора.

За наявністю компенсації впливу опору обмотки статора приймемо $r_1 = 0$. Тоді для ДАД залежність (6) прийме спрощений вид:

$$M = 2M_k \cdot \left[1 / \left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}\right) \right] \quad , \tag{7}$$

Якщо у формулу (7) замість M і $M_к$ підставити номінальні значення $M_н$, $s_н$, то можна отримати вираз для розрахунку критичного ковзання [5]:

$$s_к = s_н \left(\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}\right) \quad ; \tag{8}$$

де $\lambda = M_к / M_н$ – перевантажувальна здатність двигуна.

Для рушійного режиму роботи формула (8) матиме вид:

$$s_к = s_н \left(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1}\right) \quad ; \tag{9}$$

Критичному ковзанню $s_к$ відповідає електрична частота ВЕ:

$$f_2 = f_{1н} s_к \quad ; \tag{10}$$

Враховуючи (7) і (10), f_2 можна переписати:

$$f_2 = f_{1н} s_к \left(\left(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1}\right)\right) \quad ; \tag{11}$$

Механічний момент на валу ДАД можна визначити за співвідношенням:

$$M_c = \frac{P}{\omega} \quad , \tag{12}$$

де P – активна потужність, яка передається від індуктора до вторинного елемента через повітряний проміжок; ω – фактична кутова швидкість ротора ДАД.

Потужність P можна представити у вигляді [8]:

$$P = 3U_1 I_1 \cos\varphi(1 - f(Q)) - I_1^2 r_1 \; ; \quad (13)$$

де U_1, I_1 - фазні напруга і струм індуктора, cosφ коефіцієнт потужності, r_1 активний опір статора

Оскільки в системі ЕП РЛС використовується зворотній зв'язок за швидкістю, (5) можна переписати:

$$Q = \frac{lR_2}{vL_2} = \frac{lR_2}{\omega R_Д L_2} \quad , \qquad (14)$$

де $R_д$ – радіус дуги двигуна.

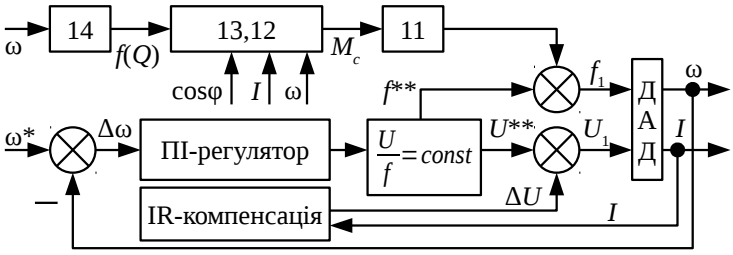


Рис. 3 Функціональна схема частотного керування ДАД

На основі (1,7÷14) була побудована функціональна схема комбінованого методу частотного керування ДАД з урахуванням крайових ефектів та з компенсацією активного опору індуктора, представлена на рис. 3. Вихідною величиною є кутова швидкість ω, яку потрібно підтримувати на заданому рівні, що реалізується на базі звичайного ПІ-регулятора. Оскільки для ЕП навігаційних РЛС ключовими вимогами є висока стабільність швидкості та точність визначення кутового положення [2], використання зворотнього зв'язку за швидкістю є необхідним. Напруга та частота з індексами (**) являються сформованими величинами за законом $U / f = const$. У верхній частині схеми, цифрами всередині блоків, вказані номери формул, які розраховуються.

Для реалізації даного алгоритму окрім кутової швидкості ротора, потрібно вимірювати фазні струми та напруги індукторів. Щоб розрахувати потужність за формулою (13) потрібно знати коефіцієнт потужності *cosφ*. Його можна визначити шляхом вимірювання часу переходу синусоїди струму та напруги через нуль, або розрахувати аналітичним методом з формули потужності. Також необхідно знати активний та індуктивний опір індукторів та ВЕ (ротора).

Висновки. В статті проведено аналіз ефективності застосування існуючих методів частотного керування для дугостаторного електропривода суднової навігаційної РЛС. Представлено критерії вибору методу частотного керування, спираючись на специфіку ДАД та вимоги до РЛС. В ДАД мають місце крайові ефекти, обумовлені розімкнутим магнітопроводом, насиченням магнітопроводу, збільшеним повітряним проміжком, ефекти «входу–виходу» електромагнітного поля, які призводять до викривлення картини магнітного поля в зазорі, асиметрії струмів у фазах індукторів і, як наслідок, до зменшення енергетичних та експлуатаційних показників електропривода. Тому при синтезі законів керування ДАД необхідно враховувати його конструктивні, а відповідно і електромеханічні особливості. Було запропоновано функціональну схему частотного керування для ДАД з урахуванням крайових ефектів та з компенсацією активної складової опору обмоток статора.

Список літератури: 1. *Волков І.В.* Безредукторная электромеханическая система с дугостаторным электроприводом для радиолокационной станции. *Волков І.В., Стяжкин В.П., Милько Р.Э., Доманский Г.В.* // Електротехнічні комплекси та системи / Тематичний випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика".- Київ, 2011. – Випуск 03 (79). – С. 248-252. **2.** *Стяжкін В.П.* Автоматизована система керування безредукторними електроприводами суднових навігаційних РЛС / *В.П. Стяжкін, С.І. Гаврилюк* // Електроніка та зв'язок. Науково-технічний журнал. – Київ: Том 21, №4 (93), 2016. **3.** *Теряєв В.І.* Особливості частотного керування лінійними асинхронними електродвигунами // *В.І. Теряєв, М.В. Михайлов, М.А. Хитько*. - Доповіді за матеріалами Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. – Київ: "Політехніка", 2014. – с. 248-249. **4.** *Сарапулов Ф.Н.* Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения / Ф.Н. Сарапулов, С.Ф. Сарапулов, П. Шымчак. Екатеринбург: Изд-во УГТУ-УПИ, 2001. - 236 с. **5.** *Усольцев А.А.* Частотное управление асинхронными двигателями // А.А. Усольцев; СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с. **6.** *Пересада С.М.* Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 2: результаты тестирования. *Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Онанко А.Ю.* // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип. 2/2011 (14). – С. 17 – 21.* **7.** *J. Duncan.* Linear induction motor equivalent circuit model. *J. Duncan.* // Proc. Inst. Elect. Eng. B—Elect. Power Appl., vol. 130, no. 1, pp. 51–57, Jan. 1983. **8.** *Теряєв В.І.* Алгоритм скалярного керування лінійним асинхронним двигуном із компенсацією впливу кінцевих ефектів / *В.І. Теряєв, М.О. Островерхов* // Електротехнічні та комп'ютерні системи. Науково-технічний журнал. – Київ: "Техніка", 2011. - с.32-34.

Bibliography (transliterated): 1. *Volkov I.V.* Bezreduktornaya elektromehanucheskaya sustema s dugostatornyum elektropruvodom dlya raduolokatsuonnoy stantsuu. *Volkov I.V., Stiazhkin V.P., Mylko R.E., Domanskyi H.V.*// Elektrotekhnichni kompleksy ta systemy / Tematychnyi vypusk "Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriia i praktyka". – Kyiv, 2011. – Vypusk 03 (79). – S. 248-252. **2.** *Stiazhkin V.P.* Avtomatyzovana systema keruvannia bezreduktornymy elektropryvodamy sudnovyh navihatsiinyh RLS // *V.P. Stiazhkin, S.I. Gavryluk* // Elektronika ta zviazok. Naukovo-tekhnichnyi zhurnal. – Kyiv: Tom 21, №4 (93), 2016. **3.** *Teryaev V.I.* Osoblyvosti chastotnoho keruvannia liniinymy asynkhronnymy elektrodvyhunamy / *V.I.Teryaev, M.V.Mykhailov, M.A.Khytko.* – Dopovidi za materialamy Mizhnarodnoi naukovo-tekhnichnoi konferentsii molodykh uchenykh, aspirantiv i studentiv. Suchasni problemy elektroenerhotekhniky ta avtomatyky. – Kyiv: «Politekhnika», 2014. – s. 248-249. **4.** *Sarapulov F.N.* Matematycheskye modely luneynux unduktrornuh mashyn na osnove skhem zameshchenyia // *F.N. Sarapulov, S.F. Sarapulov, P.Shumchak.* Ekaterynburh: Yzd-vo UHTU-UPY, 2001. - 236 s. **5.** *Usoltsev A.A.* Chastotnoe upravlenye asynhronnumy dvyhateliamy / *A.A. Usoltsev*; SPb: SPbHU YTMO, 2006. – 94 s. **6.** *Peresada S.M.* Obobshchennuy alhorytm chastotnoho upravlenuya asynkhronnumy dvyhatelyamy. Chast' 2: rezultatu testyrovanuya. *Peresada S.M., Kovbasa S.N., Onanko A.Yu.* // Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy. – Kremenchuk: KrNU, 2011. – Vyp. 2/2011 (14). – C. 17 – 21. **7.** *J. Duncan.* Linear induction motor equivalent circuit model. *J. Duncan.* // Proc. Inst. Elect. Eng. B—Elect. Power Appl., vol. 130, no. 1, pp. 51–57, Jan. 1983. **8.** *Teryaev V.I.* Alhorytm skaliarnoho keruvannia liniinym asynkhronnym dvyhunom iz kompensatsiieiu vplyvu kintsevykh efektiv / *V.I. Teryaev , M.O. Ostroverkhov* // Elektrotekhnichni ta kompiuterni systemy. Naukovo-tekhnichnyi zhurnal. – Kyiv: «Tekhnika», 2011. - s. 32-34.

Надійшла 19.06.2017

УДК 621.313.332

N. ZACHEPA, assistant, Kremenchuk National University;
IU. ZACHEPA, assoc. prof., Kremenchuk National University.

VIRTUAL GAGE FOR ANALYSIS OF ENERGY CONVERSION QUALITY IN ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

Problem statement. Uninterrupted power supply is a very important issue today, especially in cases where technically impossible or economically inefficient use centralized power.

As most universal autonomous power supply using electromechanical generators, which are complex energy system that is characterized by non-linear elements and devices of accumulation.

Emergency situation and disruptions of energy systems can lead to substantial consequences for industrial and municipal enterprises [1]. Refers to the root causes of increasing voltage on the findings of the stator windings, which can lead to breakdown of isolation and the emergence of a multiphase generator short circuits. Dangerous for the isolation voltage increase is a consequence of the disappearance of the magnetic flux of the stator and increased reaction speed of rotation of the unit that occurs when disconnecting the load.

In this regard recently become increasingly popular autonomous diesel generator complex (DGC), in which the non-contact three-phase AC generator. Currently, the most commonly used synchronous generator (SG). Asynchronous generators (AG) compared with synchronous have a simple and reliable design, lower weight and cost in the range of powers to 100 kW [2]. However, the widespread use of DGC AG remain poorly understood issues determining handling capacity of the latter, qualitative and quantitative measures of generated energy.

To the sustainability of AG is necessary to provide two conditions – the presence of controlled sources of reactive mechanical energy [3]. First performed by setting the capacitor, second – implementation AG mechanical connection with a diesel engine internal combustion (DE) or other sources of mechanical energy. When determining the handling capacity of the generator focuses on the choice of regulator capacitive excitation current and the number of degrees capacitor. At the same time to minimize the weight and dimensions valuesand increased mobility DGC characterized comparability capacity of DE and AG respective excitation systems, which also sets strict conditions on the stability of the prime mover and the quality and energy produced generator.

Electricity for both autonomous and stationary sources characterized by three parameters: frequency, voltage and form of the curve. Frequency of voltage characteristic are active power balance required for normal functioning of the consumer, and active power generated by the electric power source.

If the active power, which is produced sources not less than the required electric power receivers, the frequency of the voltage in electricity the system is 50 Hz. In case of shortage of active power frequency voltage in the system is reduced and reached steady state at reduced frequency. Voltage in DGC with AG is a measure of the balance of reactive power. If the system there is a storage of reactive power, the voltage at consumers is less than nominal, while its excess – voltage higher than the nominal value. Reactive power is conventionally divided into generated and consumed. Reactive power in DGC with AG generated – reactive power capacitors. Consumption of reactive power – reactive power induction motors or synchronous machines excited enough as major consumers connected to the terminals of the generator. In view of the above, are actual research process quality indicators autonomous power generation energy sources at the AG. The purpose is to develop indicators overseer energy modes asynchronous generator based on virtual models in the software environment LabVIEW.

Experimental part and results obtained. The most convenient methods of energy processes in different modes autonomous generator complex based on an analysis of the electrical signals, including analysis of the spectra of instantaneous power [2]. The most convenient methods of energy processes independent modes of generator complex based on an analysis of the electrical signals, including analysis of the spectra of instantaneous power [5]. Effective use of this approach should make the equation balance capacity or energy electrical elements of the complex.

The balance of power is the result Telledzhena theorem: The sum of the product of voltage and current of all branches of the circuit which satisfy Kirchhoff's laws equal zero [5]. The product of $U_i(t)\cdot I_i(t)$ is an instant-power $P_i(t)$ of i branch [6] therefore the sum capacity of all branches of the circle is zero. For DGC with AG balance of power are as follows: The amount of power produced AG, is the amount of power consumed by all connected users, which in turn and create branch circuit. In general block diagram of battery power generating units (BPGU) is shown in Fig. 1, comprising: a primary source of mechanical energy (SoME) converter electricity – asynchronous generator (AG) with capacitive excitation system (CES) and power consumers of electricity: single-phase and three-phase alternating current and direct current connectivity through the rectifier. Block control devices contains three groups of sensors.

For analog signals phase voltages a nd currents at the output of the generator serve as sensors VS1–VS3 and CS1–CS. Using sensors VS4–VS6, CS4–CS6 and VS7–VS9, CS7–CS9 ear needed depending on the time of electrical quantities SoME and at the clamps of consumer. Analog to Digital Converter (ADC) transmits the data from the sensors to formation block power of signal (FBPS) function of FBPS is getting signals of instantaneous power [5÷6] as sum of current input signals and abuse of appropriate sensors, converted to Fourier series [7].

© N. Zachepa, Iu. Zachepa, 2017

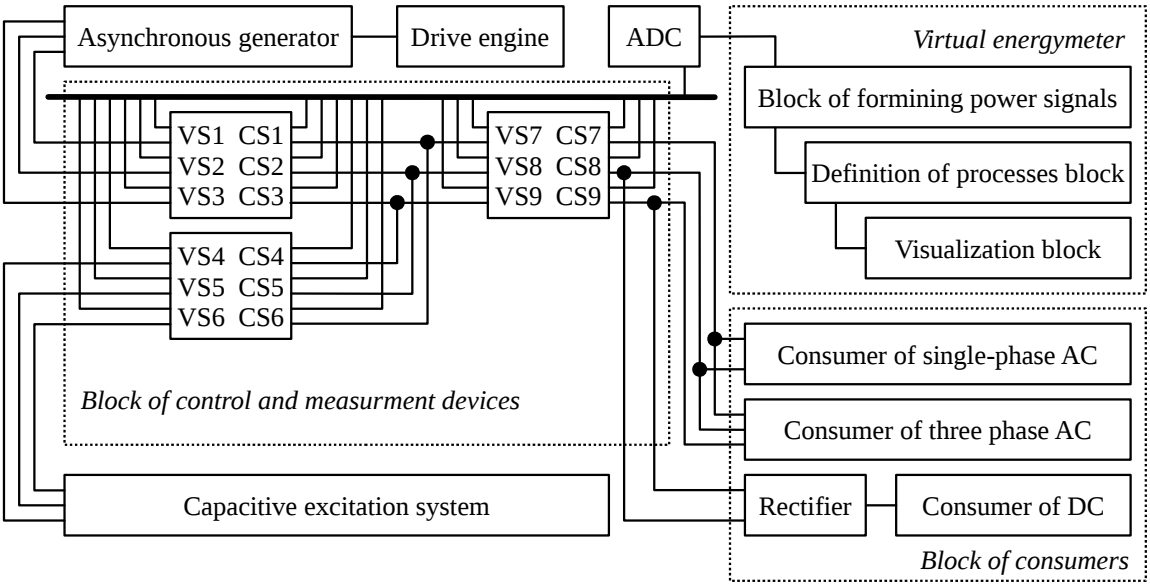


Figure 1 – Block of diagram autonomous energy management plant

Block formation signal power and block identification of indicators energy processes (BIIEP) output for results directly through the power of visualization are part of energy gage which analyzes general quality indicators of electric power at all cell transformation. Definition of indicators of energy processes in AYE performs block DEPB, it enables explore the complex indicators of the voltage $U(t)$, current $I(t)$, and their multiplication, power $P(t)$, namely: Harmonious composition of, effective and average value coefficients distortion signals [8].

Algorithm evaluation processes in an autonomous energy conversion power generating installation is based on the mathematical tools of instantaneous power method, under which the EG is, in general shown in Fig. 2.

Initially performed reading time sensor signals voltage $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$ and currents $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ and representing time signals in frequency as the sum of orthogonal components [9].

For three–phase system of field harmonic voltage and current signals phase A generator can be represented dependencies form:

$$\begin{aligned} u_A(t) &= \sum_{n=1}^{N} U_n \cos(\Omega_n t - \phi_n) = \sum_{n=1}^{N} U_{na} \cos(\Omega_n t) + \sum_{n=0}^{N} U_{nb} \sin(\Omega_n t); \\ i_A(t) &= \sum_{m=1}^{M} I_{na} \cos(\Omega_m t - \psi_m) = \sum_{m=0}^{M} I_{ma} \cos(\Omega_m t) + \sum_{m=0}^{M} I_{mb} \sin(\Omega_m t), \end{aligned} \quad (1)$$

where n, m – number of harmonic voltage and current: N, M – number of harmonic components of voltage and current, φ , ψ – phase angles of voltage and current signals ; Ω_n , Ω_m – angular frequency change of voltage and current signals; $U_{na} = U_n \cos \varphi_n$, $U_{nb} = U_n \sin \varphi_n$ orthogonal cosine and sine components of the signal voltage; $I_{ma} = I_m \cos \psi_m$, $I_{ma} = I_m \sin \psi_m$ – orthogonal cosine and sine components of the signal current.

Presentation time function of power phase A with (1) as a harmonic ortohonal components according to $pA(t) = uA(t) \cdot iA(t)$ will look:

$$p_A(t) = \sum_{k=1}^{K} P_{k0} + \sum_{k=1}^{K} P_{ka} \cos(\Omega_k t) + \sum_{k=1}^{K} P_{kb} \sin(\Omega_k t) \quad ; \quad (2)$$

where $\sum_{k=1}^{K} P_{k0}$ – total permanent component power; $\sum_{k=1}^{K} P_{ka}$ – cosine component of total capacity; $\sum_{k=1}^{K} P_{kb}$ – the total sinus component of power; Ω_k – circular frequency of k harmonic power ($\Omega_k = | \Omega_n \pm \Omega_m |$); k – number of harmonic components of power.

The total capacity of the three–phase system supplied to the stator winding of the generator capacity is the sum of individual phases:

$$p(t) = p_A(t) + p_B(t) + p_C(t) \quad , \quad (3)$$

where p_B, p_C – time function facilities phases B and C.

Analysis of energy processes executed on the virtual laboratory complex (VLC) [10, 11]. Research autonomous power sources based on asynchronous generator with capacitive excitation, that developed in LabVIEW graphical programming environment [12÷16].

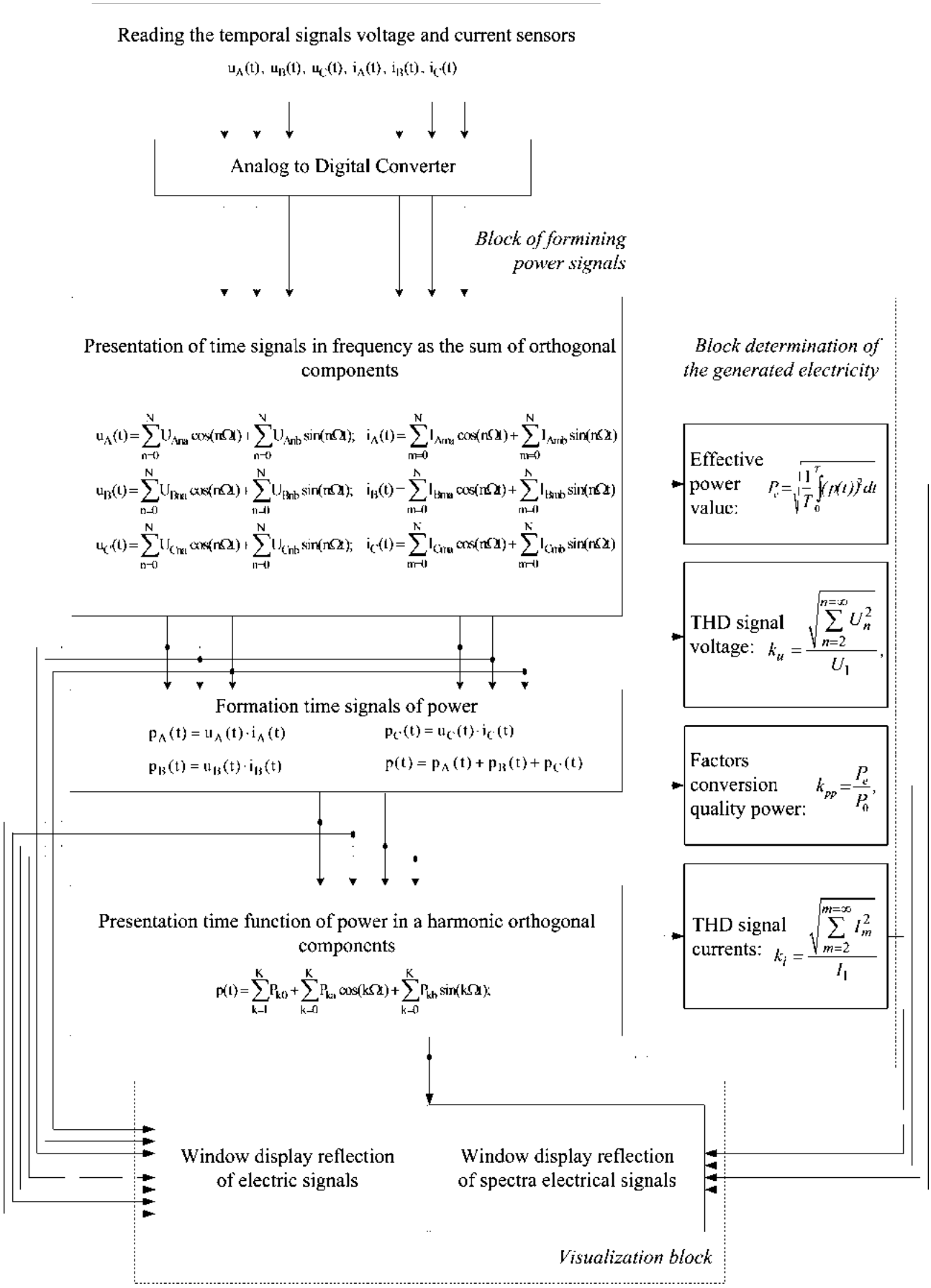


Figure 2 – Algorithm evaluation process energy conversion in the autonomous power generation complex

On the top are displayed in real time depending on changes in signal phase voltages $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$, currents $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$, powers $p_A(t)$, $p_B(t)$, $p_C(t)$, and the curve of the total electric power $p(t)$ that is supplied to the generator stator (fig. 3).

Also on the panel displays numeric coefficients of nonlinear distortion signal current and voltage, and for the power displayed: effective power value, utilization of active and reactive power, nonlinear coefficient of signal power.

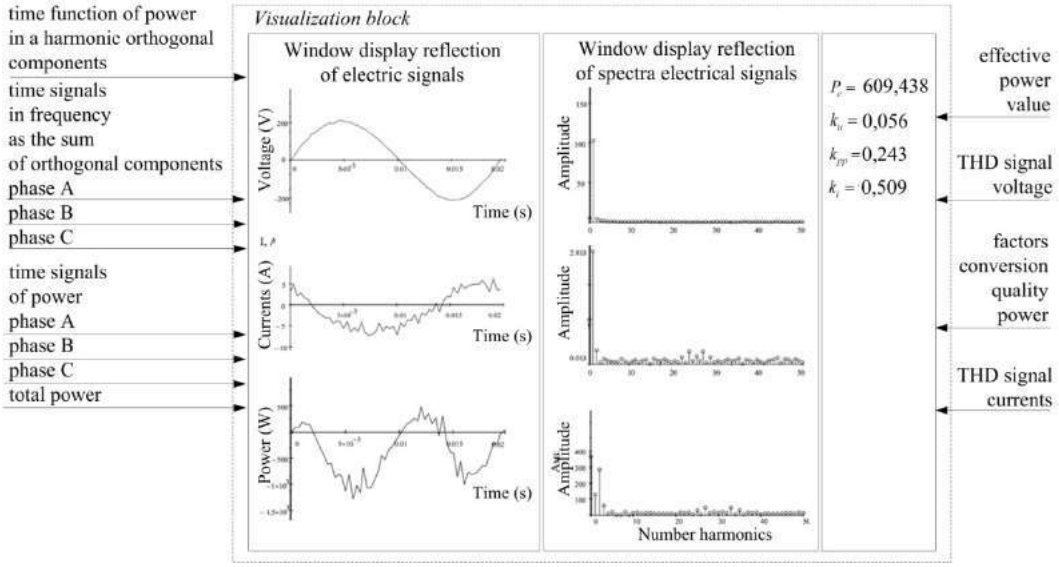


Figure 3 – Display of electrical signals and their spectrum

Designed power warden is a software block whose functionality is the analysis of energy processes in different modes autonomous generator complex.

As mathematical tools used method of instantaneous power, allowing maximum display processes of generation and energy recovery between the power source and the consumer. Defining performance energy conversion processes electrical signals is to obtain dependence of voltage and current and their product – instantaneous power, and the definition of permanent and alternating sinus and cosine components of power effective values of instantaneous power. Research energy processes arising in the power system, allows assessing the quality of energy conversion.

Bibliography (transliterated): 1. Toroptsev, N. F. Asinhronnye generatory dlya avtonomnykh elektroenergeticheskikh ustanovok. Moscow: Energoprogress, 2004. Print. **2.** Zubkov Yu. D. Asinkhronnyye generatory s kondensatornym vozbuzhdeniyem. Kazakhstan: Alma-Ata, 2004. Print. **3.** Grigorash, O. V. "Modern condition and prospects of application of asynchronous generators in the autonomous power." Promyshlennaya energetika, No. 3. 1995. 29–32. Print. **4.** Lukutin, B. V. and Sipaylov, G. A. Ispolzovaniye mekhanicheskoy energii vozobnovlyayemykh prirodnykh istochnikov dlya elektrosnabzheniya avtonomnykh potrebiteley. Frunze: Izd. «Ilim», 1987. Print. **5.** Rodkin D.I. "Sostavlyayushchiye mgnovennoy moshchnosti poligarmonicheskikh signalov." Elektrotekhnika, No. 3. 2003. 39–44. Print. **6.** Rodkin D.I. "Osobennosti primeneniya energeticheskogo metoda identifikatsii dvigateley peremennogo toka pri psevdopoligarmonicheskikh signalakh." Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy, Kremehchuk, KrNU, No. 5. 2009. 7–20. Print. **7.** Rodkin D.I. "Energo Protsessy v trekhfaznoy dvigatel'noy nagruzke s nesinusoidal'nym napryazheniyem pitaniya." Problemy stvorennya novykh mashyn i tekhnolohiy: naukovi pratsi KDPU, No. 1. 1998. 23–35. Print. **8.** Korenkova T.V., Kravec A.M., Serdyuk A.A., Boyko M.B., Mokryy A.Yu. "Struktura ênergonablyudatelya v sostave fizicheskoy modeli êlektrogidravlicheskogo kompleksa." Elektromekhanichni ta enerhetychni systemy, metody modelyuvannya ta optymizatsiyi. Zbirnyk naukovykh prats′ XII Mizhnarodnoyi naukovo-tekhnichnoyi konferentsiyi molodykh uchenykh i spetsialistiv, Kremenchuk, April 10–11. 2014. 77–78. Print. **9.** Zagirnyak M.V., Rodkin D.I., Korenkova T.V. "Otsenka protsessov energo preobrazovaniya s ispol'zovaniyem sostavlyayushchikh mgnovennoy moshchnosti." Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy, Kremehchuk, KrNU, No. 4. 2013. 152–167. Print. **10.** Zachepa Yu.V., Zachepa N.V. and Sergiyenko, S.A. "Software and logical complex for research of diesel generator sets with asynchronous generators." Vísnik Natsíonalnoho tekhníchnoho unívesitetu «Kharkívskiy polítekhníchniy ínstitut», No. 12.1121. 2015. 330–333. Print. **11.** Zachepa, Yu.V. "Mathematical model of autonomous power supplies generated on the basis of diesel generator." Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy: shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, No. 1.29. 2015. 26–37. Print. **12.** Trevis, Dzh. LabView dlya vsekh. Moscow: DMK Press; PriborKomplekt, 2005. Print. **13.** Yevdokimov, Yu.K. and Kirsanov, A.Yu. "Organization of a typical remote automated laboratory using LabVIEW-technology in a technical college." Obrazovatelnyye, nauchnyye i inzhenernyye prilozheniya v srede LabVIEW i tekhnologii National Instruments: Sb. trudov Mezhdunarodnoy konferentsii, Moscow. November 14–15 (2006): Available at: http://www.ict.edu.rux/lib /index.php?id_res=3630. **14.** Batovrin, V.K. and Bessonov, A.S. LabView: praktikum po osnovam izmeritelnykh tekhnologiy: uchebnoye posobiye dlya vuzov. Moscow: DMK Press, 2005. Print. **15.** Batovrin, V.K., Bessonov, A.S. and Moshkin, V.V. "Experience in the development of open educational resources based on virtual instrumentation." Otkrytoye obrazovaniye, No. 5. 2009. 117–124. Print. **16.** Petrov M.N. and Belekhov M.N. "Building a virtual interface meter Postroyeniye interfeysa virtualnogo izmeritelnogo pribora." Vestnik Novgorodskogo gosudarstvennogo universiteta. No. 23. 2003. 96–99. Print.

Received 19.06.2017

УДК 622.625.28-83

А. Б. СЁМОЧКИН, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
В. А. ФЕДОТОВ, ст. преп., Криворожский национальный университет;
Л. В. СМЕНОВА, ст. преп., Государственная академия железнодорожного транспорта, Харьков.

О СТРОЕНИИ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ФУНКЦИИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ШАХТНЫХ ЭЛЕКТРОВОЗОСОСТАВОВ ДЛЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ВАГОНЕТОК

Введение. В последнее десятилетие в Украине возобновлены ожидаемые горнорудной промышленностью научно-изыскательские работы по созданию новых видов и типов шахтных электровозов и, что особенно важно, на базе современных энергоэффективных тяговых электромеханических комплексов (ТЭМК) с автоматизированными системами управления (АСУ) [1-4].

Актуальность исследований. Уровень функционирования АСУ ТЭМК во многом определяется конструкцией алгоритма управления. Последний, в свою очередь, должен предполагать реакцию системы на поведение ТЭМК во всех режимах функционирования. Как установлено, ТЭМК шахтных электровозов, работающих в железорудных шахтах более 50% времени цикла движения электровозосоставов находятся в переходных неустановившихся режимах функционирования. Естественно, что эти режимы вызывают нежелательные колебания всего электромеханического комплекса, которые влияют на динамику поведения состава, а, следовательно, и на ТЭМК, и, безусловно, должны быть учтены путем их минимизации самой системой в соответствии алгоритма управления. Для этого эти колебания, а точнее их динамику, необходимо оценить.

Материал исследований. В условиях большинства отечественных железорудных шахт в составе электровозосоставов используются вагонетки типа ВГ-4.5. Изначально, ранее, эти вагонетки конструктивно оборудовались сцепными устройствами с стальными витыми пружинами. В последствии эти конструкции были подвергнуты дальнейшей доработке, которая заключалась в замене пружин на резиновые демпферы, что естественно повлекло за собой изменение жесткости сцепных устройств, а следовательно, и динамики поведения состава. Как показали «рамочные» исследования последствие такой замены привело к изменению поведения электровозосостава особенно в периоды пуска и торможения [5].

В более ранних исследованиях [6] величина жесткости витой пружины сцепного устройства принималась на уровне 100000 Н/м, Указанная величина исходила из условия, что при усилии 10 кН деформация пружины достигала величины 0,1 м, то есть:

$$C=\frac{F}{x}=\frac{10000}{0,1}=100000 \text{ Н/м}. \quad (1)$$

Оценим приблизительно значение параметров резинового демпфера. Известно, что резиновый демпфер имеет форму в виде диска толщиной 10 см и диаметром 20 см. Марка резины и ее свойства неизвестны. Но мы располагаем полной документацией немецкой фирмы GMT, которая специализируется исключительно на производстве резинотехнических изделий для промышленности, в частности, крановых буферов. Крановые буфера выбраны не случайно, они так же, как буфера вагонеток, могут подвергаться постоянным упругим ударам, и физико-химический свойства, такие как упругость и износостойкость, с высокой долей вероятности будут близки как для крановых буферов, так и для сцепных устройств вагонеток. Так, ниже приведено описание наиболее подходящего для наших случая, кранового буфера с фундаментной плитой. Материал – эластомер: – натуральный каучук (НК), устойчив к старению, применим при температуре от –30° С до +70° С, твёрдость – 70 ± 3°по Шору А.

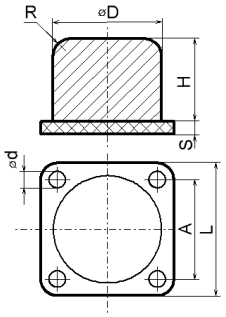


Рис. 1 Геометрические размеры буфера

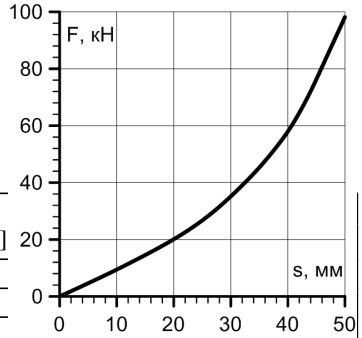


Рис. 2 Графические характеристики демпфирования:

Таблица 1 – Ряд артикулов крановых буферов с фундаментной плитой

Артикул	*D* [мм]	*H* [мм]	*L* [мм]	*A* [мм]	*d* [мм]		
554901	40	34	50	40	5,5		
554902	50	42	63	50	6,5		
554903	63	53	80	63	6,5		
554904	80	66	100	80	9		
554905	100	84	125	100	9		
554906	125	104	160	125	11		
554907	160	131	200	160	11	32	6
554908	200	166	250	200	13	40	6
554909	250	208	315	250	13	50	8

© А.Б. Сёмочкин, В.А. Федотов, Л.В. Сменова, 2017

Из таблицы 1 выбираем наиболее подходящий (по толщине) артикул 554906, у которого толщина примерно соответствует нашему случаю (H = 104 мм), но диаметр заметно отличается – 125 мм (0,125 м), то есть опорная площадь буфера составит:

$$S=\frac{\pi\cdot R^2}{2}=\frac{\pi\cdot 0{,}125^2}{2}\approx 0{,}0122\ \text{м}^2. \quad (2)$$

Опорная площадь буфера вагонетки составит:

$$S=\frac{\pi\cdot 0{,}2^2}{2}\approx 0{,}063\ \text{м}^2, \quad (3)$$

Это примерно в 5 раз больше, чем площадь выбранного нами артикула.

Так как характеристика демпфирования артикула известна (показана на рис. 2), то становится ясным, что при увеличении площади буфера в 5 раз характеристика демпфирования сожмется по оси абсцисс в 5 раз, то есть испытательное усилие 100 кН приведет к деформации не 50 мм, а уже 10 мм.

Полученную при сжатии характеристику аппроксимируем по точкам выражением второго порядка.

Составим таблицу точек для аппроксимации (таблица 2).

Таблица 2 – Точки аппроксимации

$S_{кон}$, мм	0	2	4	6	8	10
$S_{нач}$, мм	0	10	20	30	40	50
$F_{исп}$, кН	0	10	20	36	58	100

Получим выражение для силы упругости резины:

$$F=1{,}412+0{,}559\cdot s+0{,}897\cdot s^2 \quad (4)$$

Коэффициент упругости приблизительно (если линеаризовать характеристику упругости, будет равен:

$$C=\frac{F}{s}=\frac{100000}{0{,}01}=10000000\ \text{Н/м}. \quad (5)$$

Оценим, как изменится характер переходных процессов электровозосостава из 4 вагонеток с электровозом при увеличении жесткости при переходе с пружинных на резиновые амортизаторы.

К сожалению, как показано далее, значительное увеличение жесткости резинового амортизатора практически неизбежно приводит к высоким ударным значениям упругого усилия при столкновении вагонеток. В нашем случае единственный очевидный способ снизить силу ударов – максимально снизить величину скорости электровоза. Очевидно, что за это приходится расплачиваться возрастание времени передвижения вагонетки.

Для моделирования переходных процессов при заданных условиях использовался пакет прикладных программ Matlab. Структура модели представлена на рис. 3.

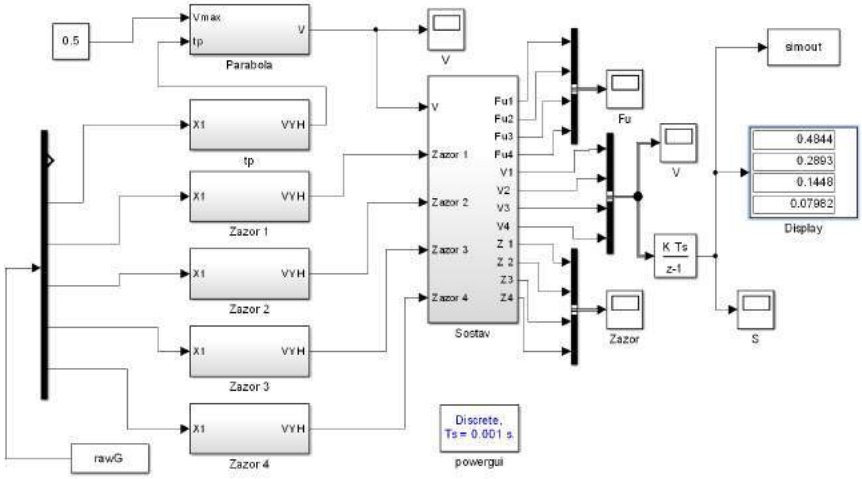


Рис. 3 Структура модели для исследования переходных процессов и планирования экспериментов.

Допустим для примера, что электровоз двигался с небольшой скоростью 0,05м/с произвольных 22 секунды, по тахограмме скорости, показанной на рис. 4. Тогда скорость соответственно первой, второй, третьей и четвертой вагонеток электровозосостава, будут изменяться, соответственно, как это изображено на рис. 5÷8.

Несмотря на хаотическое на первый взгляд движение вагонеток, графики их перемещения обладают достаточно высокой степенью геометрического порядка (рис. 13). При этом согласно рис. 9÷12 следует отметить, что упругие усилия в сцепках вагонеток по амплитуде спадают от «головы» до «хвоста» электровозосостава. Амплитудные значения в первой сцепке достигают величины в 40 кН, что не более чем в два раза превышает номинальное значение тяги электровоза (25 кН), что вполне допустимо в практике.

Оценим возможность точного перемещения вагонеток с помощью теории планирования экспериментов на примере разгрузки вагонеток в опрокидывателе. Ясно, что точность нужна будет в передвижении всего лишь одной вагонеток из электровозосостава, а именно той, что идет под разгрузку. Точное перемещение всех остальных вагонеток оценивать нет смысла. Другими словами, нам нужно получить функцию управления (отклика) для первой вагонетки из состава полностью груженых 4-х вагонеток, для второй вагонетки из состава с пустой первой вагонеткой, для третьей из состава с первыми двумя пустыми вагонетками, и так далее.

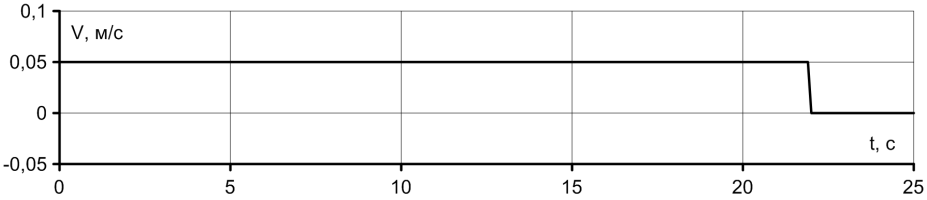


Рис. 4. График скорости электровоза

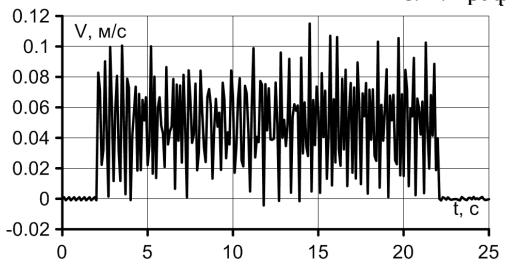


Рис. 5. Скорость первой вагонетк

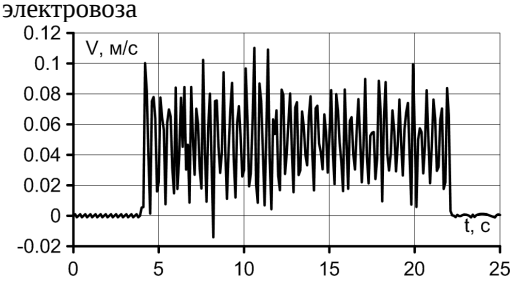


Рис. 6. Скорость второй вагонетки

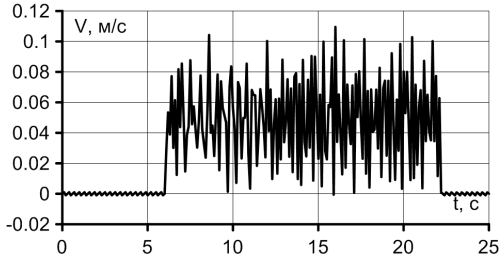


Рис. 7. Скорость третьей вагонетки

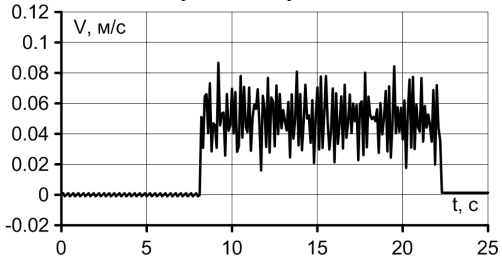


Рис. 8. Скорость четвертой вагонетки

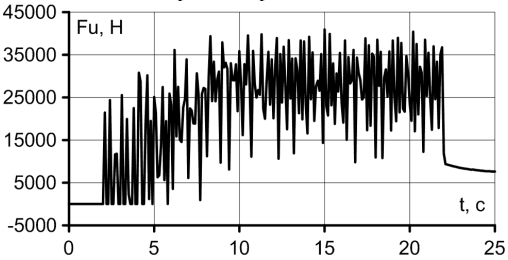


Рис. 9. Упругое усилие в первой сцепке

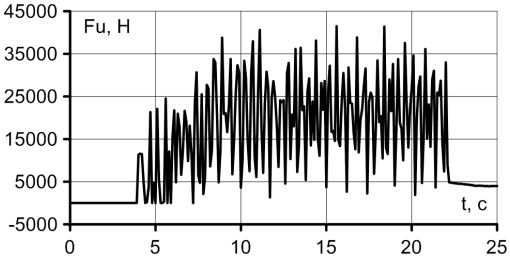


Рис. 10. Упругое усилие во второй сцепке

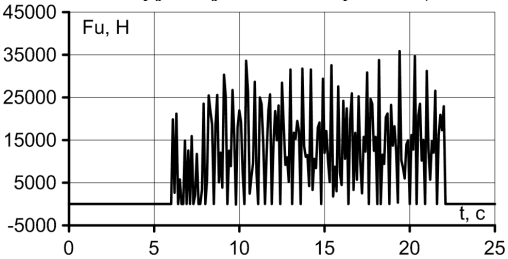


Рис. 11. Упругое усилие в третьей сцепке

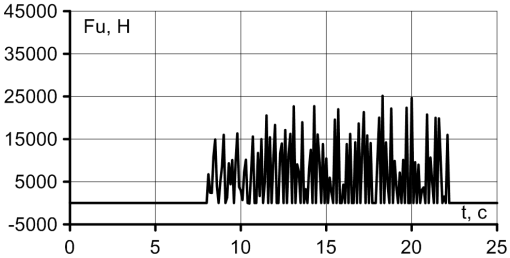


Рис. 12. Упругое усилие в четвертой сцепке

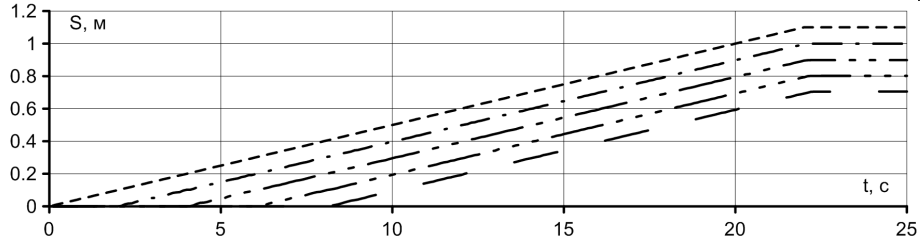


Рис. 13. Перемещение вагонеток с электровозом

Используя методики теории планирования экспериментов, с помощью модели рис. 4 получены все необходимые функции отклика (управления) для пятифакторного эксперимента (факторами которого являются время перемещения электровоза и начальные зазоры в сцепных устройствах состава). При этом скорость движения электровоза была принята неизменной – 0,05 м/с, разгон и торможение электровоза идет импульсно, величина перемещения вагонеток задается временем перемещения в диапазоне 10÷34 с, диапазон изменения зазоров во всех сцепках ±0,1 м.

В качестве примера получена полная управляющая функция для второй вагонетки (с первой пустой вагонеткой):

$$S_2 = 0{,}8999 + 0{,}388\,Tp + 0{,}065\,Z_1 + 0{,}065\,Z_2 + 0{,}0001\,Z_3 - 0{,}000079\,Z_4 + 0{,}0001\,Tp^2 - 9{,}2\cdot10^{-5}\,Z_1^2$$
$$-8{,}5\cdot10^{-5}\,Z_2^2 + 2{,}2\cdot10^{-5}\,Z_3^2 - 5{,}7\cdot10^{-5}\,Z_4^2 + 0{,}0001\,TpZ_1 + 2{,}9\cdot10^{5}\,TpZ_2 + +0{,}0001\,TpZ_3 - 0{,}0001\,TpZ_4 \quad (6)$$
$$+6{,}1\cdot10^{5}\,Z_1Z_2 + 2{,}7\cdot10^{5}\,Z_1Z_3 + 0{,}0001\,Z_1Z_4 + 0{,}0002\,Z_2Z_3 - 6\cdot10^{5}\,Z_2Z_4 + 9{,}3\cdot10^{5}\,Z_3Z_4$$

Для этой функции максимальная ошибка позиционирования по сравнению с экспериментальными данными составляет – 0,2 см, средневзвешенная – 0,06 см. Если упростить это громоздкое выражение, отбросив малозначащие члены, согласно методики теории планирования экспериментов, то мы получим следующее простейшее выражение:

$$S_2 = 0{,}8999 + 0{,}388\,Tp + 0{,}065\,Z_1 + 0{,}065\,Z_2 \quad (7)$$

Для полученного выражения максимальная ошибка составит – 0,3 см, средневзвешенная – 0,068 см, то есть использование простейшего выражения, практически не ухудшит точность позиционирования по сравнению с полным выражением управляющей функции. Аналогично были получены все остальные три управляющие функции для остальных трех вагонеток (таблица 3).

Таблица 3 – Управляющие функции

	1-я вагонетка	2-я вагонетка	3-я вагонетка	4-я вагонетка
Функция управления (отклика)	S_1 = 0.9988+ +0.388·Tp+ 0.065·Z_1	S_2 = 0.8998+ +0.388·Tp+ +0.065·Z_1+0.065·Z_2	S_3 = 0.8018+ +0.388·Tp+0.065·Z_1 +0.065·Z_2+0.065·Z_3	S_4 = 0.7038+0.387·Tp +0.065·Z_1+0.065·Z_2+ +0.065·Z_3+0.065·Z_4
Максимальная ошибка позиционирования	0,05 см	0,3 см	0,26 см	0,3 см
Средневзвешенная ошибка позиционирования	0,03 см	0,068 см	0,11 см	0,143 см
Максимальная величина перемещения	1,45	1,42 м	1,38 м	1,35

Между тем, для реализации точного позиционирования вагонеток необходимо знать начальные величины зазоров сцепок, что является серьезным недостатком, так как предусматривает дополнительную установку датчиков положения или расстояния, что крайне нежелательно в условиях железорудных шахт.

Для реализации точного перемещения вагонеток от привода требуется только точное поддержание требуемой величины «ползучей» скорости. Вполне возможно использовать для этого и устаревшие системы релейно-контакторного управления, если настроить первую ступень скорости на указанную величину скорости.

Рассмотрим, как меняются зазоры в сцепках при транспорте вагонеток электровозом на ползучей скорости. Из графика (рис. 14) видно, что электровоз передвигает вагонетки практически с полностью натянутыми сцепными устройствами, чему свидетельствуют пульсации зазоров около значения 0,1 м (именно этому значению соответствует полностью выбранный зазор). Интересно отметить, что при останове электровоза со скорости 0,05 м/с зазоры для первых двух сцепок составляют около 0,1007 м, для третьей сцепки 0,1 м, и для четвертой сцепки 0,095 м. То есть, в первых двух сцепках резиновые амортизаторы остались слегка сжатыми, в третьей сцепке зазор полностью выбран без деформации резинового демпфера, а в четвертой сцепке возникает легкая слабина зазора на уровне 0,005 м (0,5 см). Это подтверждается графиками упругих усилий в сцепках (рис. 15).

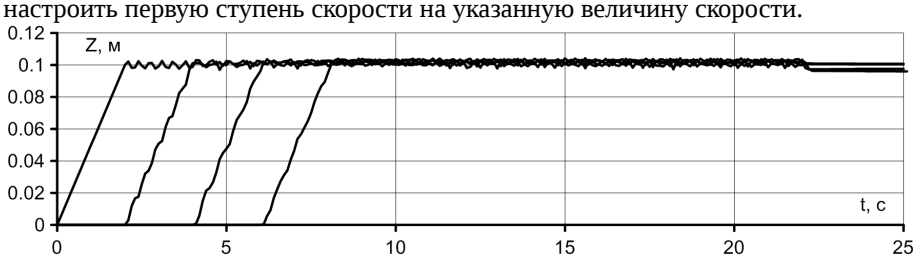


Рис. 14 Величины зазоров в сцепных устройствах при ползучей скорости электровоза

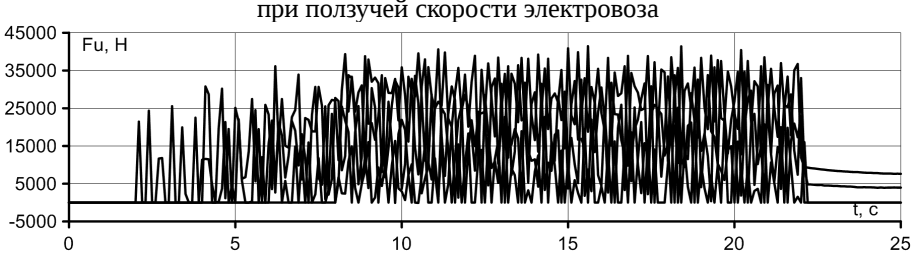


Рис. 15 Величины упругих усилий в сцепках

Видно, что действительно, для первых двух сцепок начиная с 30-й секунды упругое усилие остается на уровне 7 кН, а для третьей и четвертой сцепок упругого усилия нет, что очевидно. Так как при останове электровоза с «ползучей» скорости зазоры сцепок остаются все практически в области значений около 0,1 м, очевидно, что при следующем перемещении электровоза можно принять все начальные условия на том же уровне - около 0,1 м.

Проверим, насколько изменится точность позиционирования вагонеток, если все зазоры считать предварительно натянутыми (то есть 0,1 м), и упругие усилия в них – нулевыми. При этом примем в дальнейшем при моделировании, что диапазон начального разброса по зазору составит от 0,095 до 0,101 м. Аналогичным путем, с помощью теории планирования экспериментов, получим все четыре характеристики управления (таблица 4).

Таблица 4 – Функции управления

	1-я вагонетка	2-я вагонетка	3-я вагонетка	4-я вагонетка
Функция управления (отклика)	$S_1 = 1.098+$ $+0.388 \cdot Tp$	$S_2 = 1.096+$ $+0.388 \cdot Tp$	$S_3 = 1.095+$ $+0.387 \cdot Tp$	$S_4 = 1.096+$ $+0.387 \cdot Tp$
Максимальная ошибка позиционирования	0,02 см	0,47 см	0,54 см	0,55 см
Средневзвешенная ошибка позиционирования	0,02 см	0,27 см	0,3 см	0,39 см
Максимальная величина перемещения	1,5 м	1,5 м	1,5 м	1,5 м

Оценив данные, представленные в таблице 4, можно сделать дальнейшее упрощение. Так как разница между 1,098 и 1,095 м составляет всего 0,003 м (3 см), то если такая ошибка будет на критична при позиционировании, то для всех вагонеток можно использовать единую управляющую функцию вида:

$$S_{1,2,3,4} = 1{,}0925 + 0{,}3875\,Tp\ . \qquad (8)$$

Другими словами, ясно, что при столь маленькой скорости перемещения электровоза не имеет значения вес и количество вагонеток. Имеет значение только тяговые возможности электровоза – стабильность поддержания скорости и способность создавать достаточную силу тяги. Увеличить скорость электровоза невозможно – при столь жестких резиновых демпферах резко возрастут величины упругих ударов в сцепках.

Выводы: 1. Проводимые в практике эксплуатации электровозосоставов рудных шахт изменения конструкций сцепных устройств вагонеток заменой пружинных на резиновые демпферы резко увеличило величину упругих ударов, что приведет к снижению сроков службы сцепок и значительно повысит возможность точного управления системой управления ТЭМК электровоза позиционированием вагонеток. **2.** Достижение требуемого уровня точного позиционирования вагонеток под разгрузкой возможно осуществлением с помощью единственной управляющей функции. При этом электровоз должен «вытянуть» состав, чтобы предварительно выбрать зазоры в сцепках. **3.** Ползучую скорость электровоза возможно реализовать и на устаревших релейно-контакторных системах, настроив соответствующим образом первую ступень командоконтроллера. Правда при этом значителен расход электроэнергии и нестабильность скорости движения электровоза. **4.** Избежать такой ситуации можно путем «вытягивания» зазоров электровозосостава на ползучей скорости электровозосостава. При этом движение электровозосостава должно начинаться с ползучей скорости, пока не «вытянутся» все зазоры. **5.** Наличие датчиков положения вагонеток или расстояния между вагонетками при их точном позиционировании не требуется, что является значительным достоинством системы автоматизации. Остается проблема – каким образом определить, на какое расстояние следует передвинуть вагонетку. В качестве решения возможен вариант останова вагонетки по сигналу ее прибытия на точку разгрузки, без использования функции управления. Как показывают модельные исследования – выбег с такой низкой скорости не реален. **6.** Исходя из полученных результатов, можно предположить, что вышеизложенную идею управления можно использовать для шахтных электровозосоставов состоящих из любого количества вагонеток, вплоть до максимально допустимых по технологии – восьми.

Список литературы: 1. Материалы сайта www.amplituda.com.ua. **2.** *Синчук О. Н.* Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов. Научное издание / *О. Н. Синчук, И. О. Синчук, Н. Н. Юрченко, А. А. Чернышов, О. А. Удовенко, О. В. Пасько, Э. С. Гузов* – К.: ІЕД НАН України 2006. – 252 с. **3.** *Синчук О.Н., Шокарев Д.А., Скапа Е.И., Гузов Э.С., Караманиц Ф.И.* Синергетический тяговый асинхронный электротехнический привод для контактно-аккумуляторного двухосного электровоза // Електромеханічні та енергозберігаючі системи. - 2011. - Вип.4(16). – С.65-68. **4.** *Степаненко В.П.* Особенности организации локомотивной откатки с использованием комбинированных электровозов. Научное сообщение ИГД им. Скочинского./Горная механика, рудничный транспорт, техническое обслуживание и ремонт ГШО. –М.:,1988. С.130-138. **5.** *Синчук О.М.* Шахтный электровозный транспорт. Теория, конструкции, электрооборудование / *О.Н. Синчук, Э.С. Гузов, В.Л. Дебелый, Л.Л. Дебелый*; под ред. докт. техн. наук, проф. *О.Н. Синчука*. – Кривой Рог - Донецк: ЧП Щербатых А. В., 2015. – 296 с. **6.** *Синчук О.Н., СёмочкинА.Б., Федотов В.А.* Оценка влияния факторов на предельную величину ударного усилия в сцепном устройстве при перемещении пары «электровоз-вагонетка» при различных способах управления электровозом // Вестник НТУ "ХПИ" – Выпуск 12 (1121) - Харьков, 2015. – С.251-256.

Bibliography (transliterated): 1. www.amplituda.com.ua. **2.** Sinchuk O. N. *Kombinatorika preobrazovateley napryazheniya sovremennyih tyagovyih elektroprivodov rudnichnyih elektrovozov. Nauchnoe izdanie* / O. N. Sinchuk, I. O. Sinchuk, N. N. Yurchenko, A. A. Chernyishov, O. A. Udovenko, O. V. Pasko, E. S. Guzov – K.: IED NAN Ukrayini 2006. – p. 252. **3.** Sinchuk O.N, Shokarev D.A., Skapa E.I., Guzov E.S., and Karamanits F.I. *Sinergeticheskiy tyagovyiy asinhronnyi elektrotehnicheskiy privod dlya kontaktno-akkumulyatornogo dvuhosnogo elektrovoza* [Synergistic Asynchronous Traction Drive for Electrical Contact and Battery Electric Biaxial], (2011), Elektromehanichni ta energozberigayuchi sistemi, Kremenchuk, Ukraine, KNU, Vip. 4/2011 (16), pp. 65-68. **4.** Stepanenko V.P. *Osobennosti organizatsii lokomotivnoy otkatki s ispolzovaniem kombinirovannyih elektrovozov. Nauchnoe soobschenie* IGD im. Skochinskogo./Gornaya mehanika, rudnichnyiy transport, tehnicheskoe obsluzhivanie i remont GShO. – M.:,1988. pp.130-138. **5.** Stepanenko V.P. *Nauchnye soobshcheniya* IGD im. Skochinskogo. Gornaya mekhanika, rudnichnyy transport, tekhnicheskoe obsluzhivanie i remont GShO (Transactions of the Skochinsky Institute of Mining. Rock mechanics, mine transport, mining equipment maintenance and repair), Moscow, 1988, pp. 130–138. **6.** Sinchuk O.N., SyomochkinA.B., Fedotov V.A. *Ocenka vliyaniya faktorov na predel'nuyu velichinu udarnogo usiliya v scepnom ustrojstve pri peremeshchenii pary «ehlektrovoz-vagonetka» pri razlichnyh sposobah upravleniya ehlektrovozom* // Vestnik NTU "HPI" – Vypusk 12 (1121) - Har'kov, 2015. – S.251-256.

Поступила 29.05.2017

УДК 621.314

J. ZAŁĘSKI, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
P. KAPUSTA, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
P. MŁODZIKOWSKI, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
V. V. BILONOZHKO, PhD, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
B. L. KOPCHAK, PhD, Associate Professor, National University «Lvivska Polytechnika», Ukraine

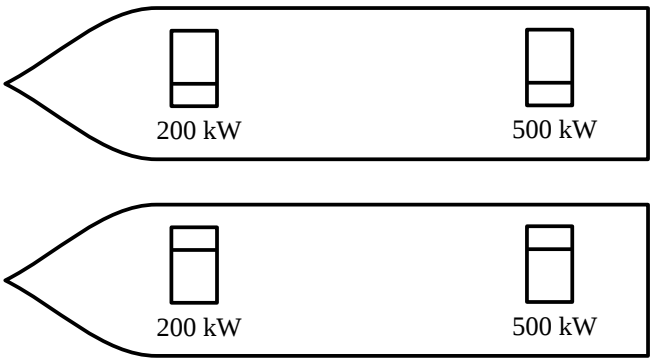
APPLICATION OF A MFC1000ACR FREQUENCY CONVERTER IN A MARINE VESSEL PROPULSION SYSTEM

Introduction. Designed and built by Zakład Energoelektroniki «TWERD», a set of four power electronic frequency converters of MFC1000AcR type with total capacity of 1.4 MW was applied to power four motors (main and maneuvering drives) of a research catamaran named «Oceanograf» and built at «Nauta SA» shipyard for the purposes of the Institute of Oceanography of Gdansk University in 2016. The ship is intended for biological, chemical, geological, magnetic and seismic research of the Baltic Sea environment. It is also suitable for boat fishing and plankton hunting [1,2].

The MFC1000AcR frequency converter is a modern modular four-quadrant device with water cooling, which enables configuration of inputs / outputs number and type. The converter incorporates 10 digital inputs 0 / (15…24) V, Rin ≥ 3 kOm and, if necessary, can further exploit up to 30 inputs via multiplexers (6 per one slot) [3].

The purpose of this work is to do research into working conditions of frequency converters set in the ship control system as well as to provide research procedures, required for obtaining permits and certificates of Polish Ship Register and carried out at the request of «TWERD» in Marine Engineering Laboratory in Gdynia.

Materials of the research. Four frequency converters of 2 × 500 kW and 2 × 200 kW capacity, located in cubicles with additional auxiliary devices, were used on the ship. Each of the four frequency converters exchanges information with the power control system (PCS) of the ship. The system has been developed by Praxis Automation Technology B.V. The system automatically determines the power level for each converter, which makes it possible to maneuver and automatically maintain ship's location according to GPS signals by using electric motors placed on the bow of the ship (fig. 1).



a) b)

Fig.1. The exterior of «Oceanograf» ship (a) and placement of motor drives (b) [1,2]

A set of each frequency converter consists of two three−phase two−stage converters (fig. 2):
− converter of network AC / DC (3) and control board (7);
− converter of DC / AC supplies of the electric drive motor (5) with control board (8);
− intermediate DC link (4).

Intermediate DC link (4) is placed between the converters. Power supply voltage is fed to AC / DC network converter via LCL−filter (1) and causes battery capacitor charging of intermediate DC link. The charge is provided by a resistor limiter rectifier (6).

At first power supply voltage is supplied to the unit of an initial charge through K2 relay. When a DC voltage reaches the normalized value, control board turns on K1 relay and turns off K2. Control board 9 is responsible for the work of the converter as a whole, provides connection with external objects by using signals from the input/output and control panel (10). The converter and additional auxiliary devices are installed in the cubicle, shown in fig. 3.

© J. Załęski, P. Kapusta, P. Młodzikowski, V.V. Bilonozhko, B.L. Kopchak, 2017

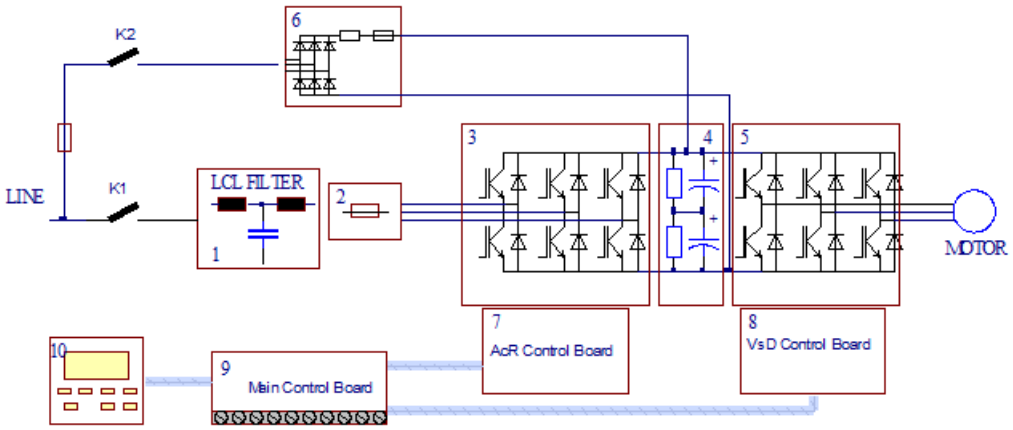


Fig. 2. A simplified block diagram of a converter

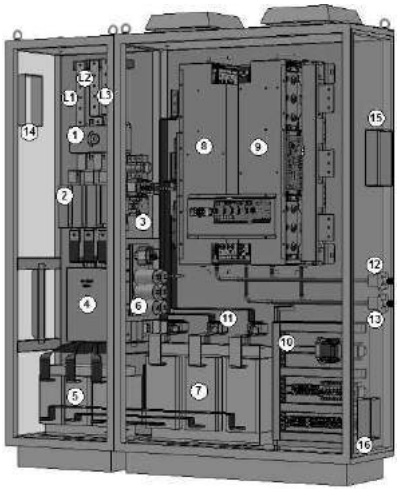


Fig. 3. Cubicle with the converter and additional elements 500kW

The following elements are installed in the 500 kW–power cubicle:

L1, L2, L3 – input bus line;
1 – disconnector,
2 – K1main switch,
3 – K2 initial charge switch;
4 – RFI filter;
5,6,7 – LCL filter;
8 – AcR converter;
9 – MFC1000AcR converter;
10 – automation and protection block board;
11 – F1, F2, F3 rapid fuses;
12, 13 – cooling connecting;
14 – EMS framework for input cables;
15 – EMS frame for output (motor) cables;
16 – EMS frame for control signals cables.

Testing for permission to use frequency converters in the system of the ship was conducted in the research Laboratory of Marine Engineering in Gdynia [4,5,6,7] and included the following experiments:

1. Climate tests (in accordance with the norms PN-EN 60068-2-1:2009 Test by the environment. Part 2-1 «Cold» part 2-2 «Dry, hot», part 2-3 «Wet, hot, cycle».

In «Wet, hot, cycle» tests a powered device placed in a climate chamber is exposed to +55°C high temperature, with humidity being not lower than 95% for 3 hours. The upper temperature value was maintained for 9 hours at a humidity of 93%. Later the temperature was reduced to +25°C for 6 hours at a humidity of not less than 95%. The device was powered under such conditions for 6 hours, after which it was switched off and the cycle was repeated. Device functions were tested within the first cycle for the last two hours at a temperature of +55°C, and insulation was checked after 8-hour testing.

During «Dry, hot» test relative humidity was maintained at a level lower than 50%, the temperature was increased to 70°C with 1°C / min speed. The device was powered under these conditions for 8 hours to provide constant temperature of all components of the device and then the device was powered for another 2 hours at the aforementioned conditions.

During «Cold» test the device was switched off. The temperature in the climatic chamber was set at +5°C with the speed of 1°C / min. The device was powered under these conditions for 8 hours to provide constant temperature of all components of the device and then for another 2 hours at the aforementioned conditions. After the first hour the device was switched on to have its functioning verified, after which the device was off again.

2. Mechanical tests (resistance to mechanical influences) (following the requirements of norms PN-EN 60068-2-6: 2008 Test by the environment. Part 2-6: Test Fc: Vibration (sinusoidal). Testing was conducted for operating factors on the facility in three mutually perpendicular directions for X, Y, Z axes (Fig. 4). The tests were performed in the frequency range from 2,0 Hz to 13,2 Hz on a vibration stand, which maintained oscillations with constant amplitude of displacement d = 1 mm. Constant amplitude of oscillations acceleration a = 0,7g. was maintained in the frequency range from 13,2 Hz to 100,0 Hz. Speed of changing the frequency was equal to 1 octave per minute. The effects of vibration on the device functioning were not observed during the test. Afterwards, the device was subjected to vibration at the frequency of 30Hz within 90 minutes in each of three perpendicular planes.

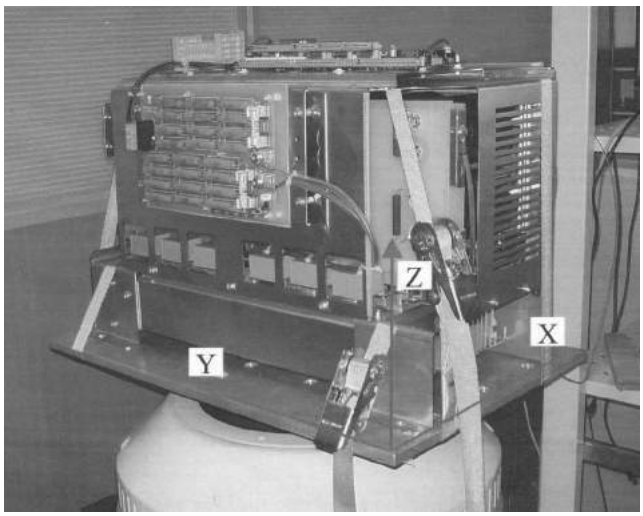


Fig. 4. Converter on vibration stand

3. For the purposes of electromagnetic compatibility testing there were performed measurements of the emission of electromagnetic disturbances conducted in the frequency range from 150 kHz to 30 MHz (in accordance with the norms PN-EN 55016-2-1) to measure the level of harmonic and interharmonic voltage.

Figure 5 shows demo results of testing the range of voltage disturbances on power terminals in the frequency range of 150 kHz – 30 MHz. Acceptable level is marked with a red line (1). Given the level of background level indicated on the graph as AVG Tlo (4), the results can be classified as acceptable. Performed measurements of harmonic and inter harmonic voltage levels showed that maximum relative harmonic content in the first 50 harmonics is 2,03%, while the maximum rate of harmonic content from 51 to 200 harmonics is 0,96%. The above results were classified as positive.

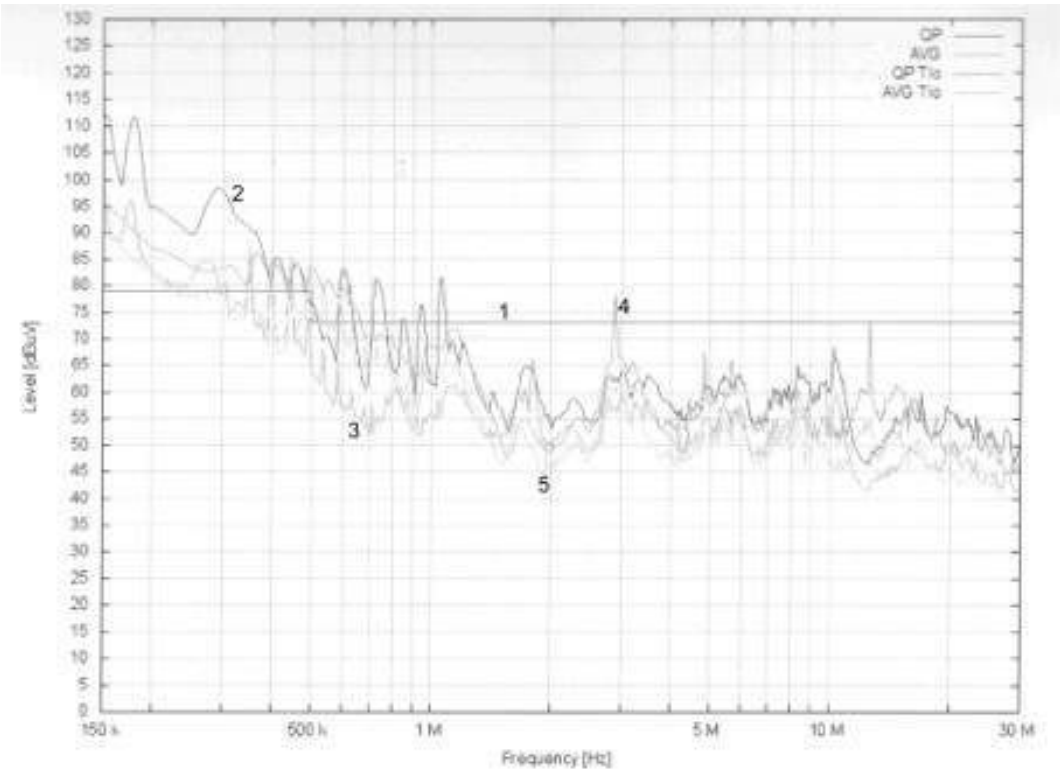


Fig. 5. The levels of voltage disturbances at the power terminals in the frequency range from 150 kHz to 30 MHz for L1 with 100% load of two stern motors and two bow motors [6]:
1 – acceptable level, 2 – QP (quasi-peak voltage disturbances), 3 – AVG (average level voltage disturbances), 4 – QP Tlo (quasi-peak background voltage disturbances), 5 – AVG Tlo (average level of background voltage disturbances)

The converter was also tested for radiation of electromagnetic disturbances at frequencies of 10 kHz-30 MHz (in accordance with PRS 11/P p 2.21 requirements) – Fig. 6.

The converter was also tested for resistance to impulses in the frequency range of 150 kHz-80 MHz and resistance to low frequency disturbances of 50 Hz-10 kHz. The studies were conducted properly on the basis of requirements of PN-EN 61000-4-5: 2010 PN-EN 61000-4-6: 2009 norms and the publication of the Polish Register of Shipping (PRS) (PRS 11/P p.218 p.2.17, p.2.19).

After receiving a permit from the PRS Twerd company employees participated in extensive hours-long testing with varying load sample which reflects the research expedition, with the goal to test cooling system of the converters as well as to test the electrical power supply system of the ship.

Conclusions: 1. Practical application of four MFC1000AcR converters with total capacity of 1.4 MW to power four motors (main and maneuvering drives) of a ship has been demonstrated. **2.** Climatic, mechanical and electromagnetic compatibility tests of frequency converters in the control system of a ship, conducted in accordance with the above-described research procedures, have displayed full compliance of all the requirements.

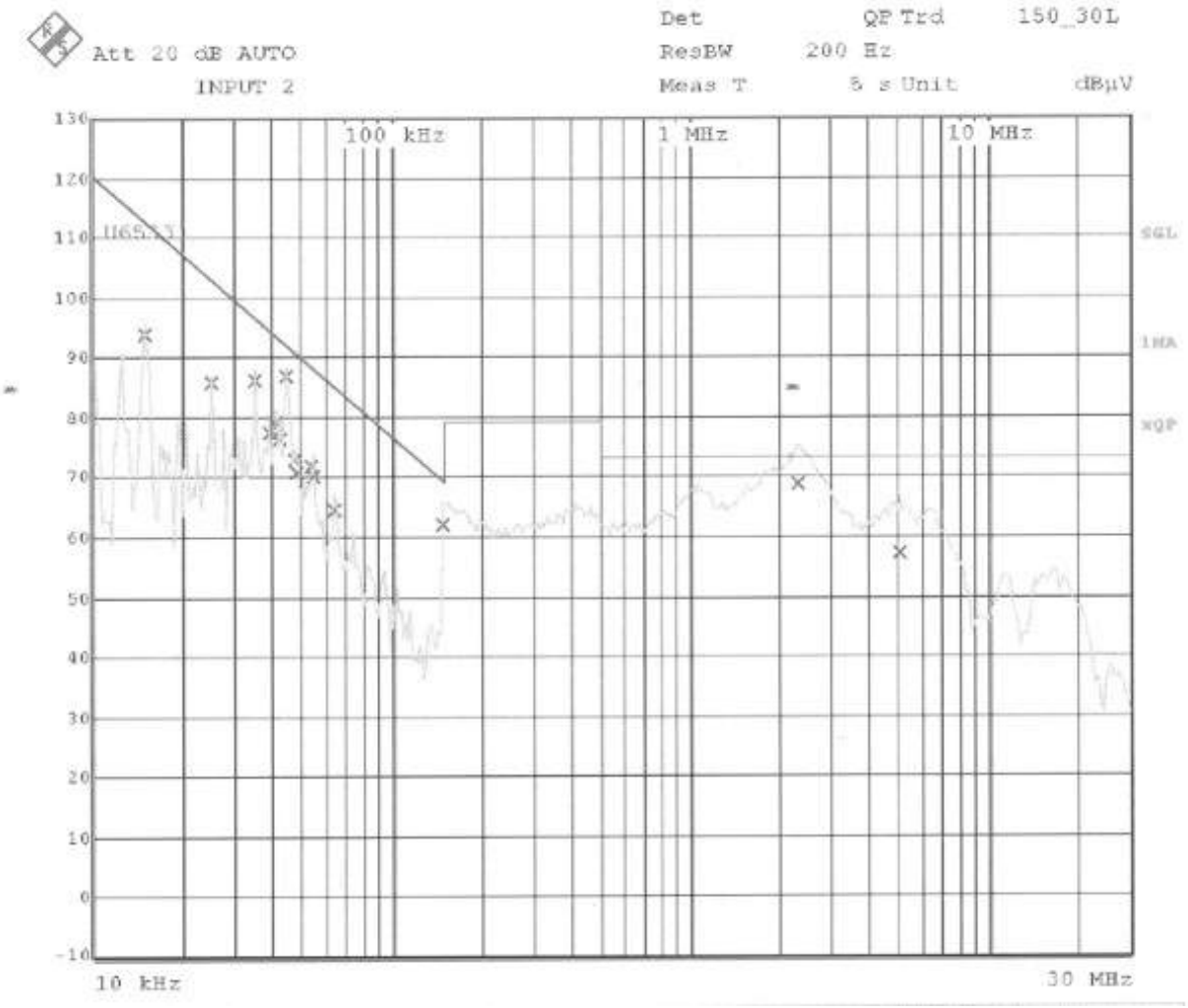


Fig. 6. Measurement of electromagnetic disturbances at frequencies from 10 kHz-30 MHz [7]

Список літератури: **1.** Statek «Oceanograf» [Електронний ресурс]. – Режим доступу : http://www.ocean.ug.edu.pl/pages/pl/o-instytucie/statek-oceanograf.php **2.** *Charążka T.* Przekształtniki do zasilania pędników okrętowych. [Електронний ресурс] // Rynek elektryczny 12/2016. – Режим доступу : http://www.rynekelektryczny.pl/2016/12/14/zespol-przeksztaltnikow-energoelektronicznych-o-mocy-14-mw-do-zasilania-pednikow-okretowych/ **3.** ZAKLAD ENERGOELEKTRONIKI «TWERD» [Електронний ресурс]. – Режим доступу : http://www.twerd.pl **4.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/099/16 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **5.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/058/15 Badania Odporność urządzenia na narażenia mechaniczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **6.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/059/15 Badania Klimatyczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia **7.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/505/15 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia

Bibliography: **1.** Statek «Oceanograf» [Electronic resource]. – Access mode: http://www.ocean.ug.edu.pl/pages/pl/o-instytucie/statek-oceanograf.php **2.** *Charążka T.* Przekształtniki do zasilania pędników okrętowych. [Electronic resource] // Rynek elektryczny 12/2016. – Access mode: http://www.rynekelektryczny.pl/2016/12/14/zespol-przeksztaltnikow-energoelektronicznych-o-mocy-14-mw-do-zasilania-pednikow-okretowych/ **3.** ZAKLAD ENERGOELEKTRONIKI «TWERD» [Electronic resource]. – Access mode: http://www.twerd.pl **4.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/099/16 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **5.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/058/15 Badania Odporność urządzenia na narażenia mechaniczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **6.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/059/15 Badania Klimatyczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia **7.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/505/15 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia

Received 31.05.2017

УДК 629.424.4

В. Н. ШАМАРДИНА, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;
С. М. ЛЕМЕШКО, ст. научн. сотр. ГП «Завод «Электротяжмаш», Харьков.

МОДЕЛИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН В УСЛОВИЯХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НА МАНЕВРОВЫХ ТЕПЛОВОЗАХ С ПООСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ТЯГИ

Введение. Для тяговой электропередачи (ТЭП) переменно-постоянного тока четырехосного маневрового тепловоза ТЭМ23В рассматриваются как перспективные следующие варианты. Первый вариант: локомотив оснащен двумя дизелями Cummins одинаковой мощности 2×400 кВт или разной мощности – на 200 и 400 кВт [1]. Пример: создание в 2013 г. компанией «ТМХ Балтия» на базе «Вильнюсского локомотиворемонтного депо» (Литва) [2] опытного образца шестиосного маневрового тепловоза ТЭМ33. Разработана ТЭП в кооперации с электротехническими компаниями «CZ LOKO a.s» (Чехия, система управления ТЭП), «EVPÚ a.s.» (Словакия, тяговые и вспомогательные преобразователи) и «Электротяжмаш» (Украина, тяговый генератор с системой возбуждения). С дизелем Cummins QST30-L2 в 2016 г. произведено два маневровых локомотива ТЭМ28. Характеристики дизеля позволяют существенно увеличить вес поездов при манёврах в парках и на горках по сравнению с эксплуатируемыми серийными локомотивами типа ТЭМ18, а также снизить расход топлива в тяговом режиме работы на 30…50 %, а в режиме холостого хода – до 45 %.

Второй вариант: тепловоз с одним дизелем Wärtsilä W4L20LA (Финляндия) мощностью 800 кВт (1088 л.с.) и силовой установкой в составе тягового (ТГ) ГС572У2 и вспомогательного генератора (ВГ) ГС1100У2. Ключевая особенность такого варианта – наличие поосного регулирования тягового усилия, а также исключение ослабления возбуждения ТЭД. Это первый маневровый локомотив с поосным регулированием. Обоснование индивидуального управления тяговыми электродвигателями (ТЭД) для маневровых тепловозов приведено в [9,10]. О тепловозах без ослабления возбуждения в литературе сведений не найдено.

Материалы и результаты исследований. I.Анализ ключевых особенностей тяговой электропередачи.

В первую очередь, требуют решения следующие задачи:

1. Разработка системы автоматического управления (САУ) для ТГ и ВГ и системы поосного регулирования (ПР) для ТЭД на базе четырехканального тягового управляемого выпрямителя. Для такой САУ актуален синтез ПИД-регуляторов, адаптивных к изменению нагрузки, частоты вращения и других параметров ТЭП. САУ может быть настроена на расчетные и экспериментальные характеристики ТГ и ТЭД [12]. Синтез выполняется с учетом электромеханических и тепловых моделей электрических машин (ЭМ). Система ПР касательной силы тяги обеспечивает выравнивание нагрузок, в сочетании со следящим внешним каналом управления напряжением ТГ это снижает вероятность возникновения и развития нестационарных процессов в электромеханической системе (ЭМС) тепловоза по задающему и возмущающему воздействиям.

2. Обеспечение требуемых тяговых и скоростных характеристик при полном возбуждении ТЭД, исключая ослабление возбуждения ТЭД. В основном маневровые тепловозы работают с низкими скоростями до 30…40 км/ч, в продолжительном режиме тяги – на скоростях 7...13 км/ч (конструкционная скорость в диапазоне 80…100 км/ч). Обеспечение полной мощности дизеля во всем диапазоне скоростей является не всегда целесообразным. Приведем анализ параметров ТГ четырехосного маневрового тепловоза ТЭМ103 с ТЭД типа ЭД133К с двумя ступенями ослабления возбуждения [4]. Штатное выпрямленное напряжение ТГ – 660 В, при скорости 80 км/ч реализуется сила тяги 2 тс. Сохранение полной мощности тепловоза на этой скорости, но без ослабления возбуждения ТЭД, вынуждает применить ТГ с напряжением питания 1200 В, это увеличило бы его массу на 50…70 %. Если не требуется сохранение полной мощности тепловоза в диапазоне скоростей (0…100 км/ч), ТГ имеет меньшие габариты. На железных дорогах при маневрах скорость движения не более 60 км/ч, поэтому целесообразно поддержание полной мощности обеспечить для диапазона (0…60 км/ч). Отсутствие ослабления возбуждения повышает коммутационную способность ТЭД, исключает броски моментов ТЭД при переходах, провоцирующие возникновение боксования.

3. Определение компоновки ТЭД. При проектировании ТЭП возможно последовательно-параллельное соединение ТЭД и параллельное. Для реализации поосного регулирования с каналами выравнивания коэффициентов тяги по осям тепловоза принят вариант параллельного соединения ТЭД с питанием от ТГ через две выпрямительные установки. Каждая выпрямительная установка состоит из двух несимметричных управляемых трёхфазных мостов якорных преобразователей с общими катодными (КГ) и раздельными анодными группами (АГ), к каждой из которых подключён один ТЭД. Такая схема характеризуется малой величиной пульсаций выпрямленного напряжения и малыми потерями от высших гармонических составляющих фазного тока ТГ.

II. Математическое описание ТГ. В качестве ТГ применен генератор типа ГС572, разработанный для маневрового тепловоза ТЭМ19 с газопоршневой силовой установкой. ТГ представляет собой двенадцатиполюсную синхронную машину с независимым возбуждением и явно выраженными полюсами ротора [6]. Обмотка статора выполнена в виде двух трехфазных звезд, смещенных друг относительно друга на 30 эл. градусов, отсутствует демпферная обмотка.

© В.Н. Шамардина, С.М. Лемешко, 2017

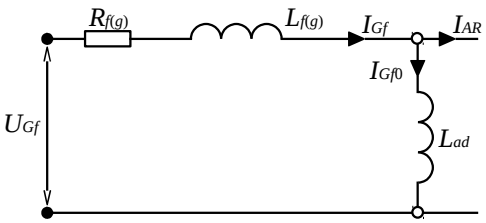
Таблица 1 – Электрические параметры тягового генератора ГС572

Наименование параметра	Параметры ТГ в режиме тепловозов	
	ТЭМ19	ТЭМ23В
Мощность на клеммах, кВт	800	760
Напряжение линейное, В	160 / 310	160 / 420
Ток фазный, А	2×1600 / 2×830	2×1520 / 2×580
Частота вращения, об/мин	1000	1000
Число фаз	6	6
Частота напряжения, Гц	100	100
Напряжение выпрямленное, В	210 / 400	210 / 510
Ток выпрямленный, А	3800 / 2000	3560 / 1480
Ток выпрямленный пусковой в течение 2 минут, А	5700	4520

Для синтеза регуляторов предложены линеаризованные модели ТГ (табл. 2) в режимах работы тепловоза: тяговый при полном возбуждении, испытательные режимы нагрузки на водяной реостат (НВР) и на тормозные резисторы (НТР) и режим электродинамического торможения (ЭДТ). Тормозные резисторы в режиме ЭДТ подключаются к якорям ТЭД, обмотки возбуждения (ОВ) соединены последовательно и подключены к выпрямительной установке (ВУ). Последовательно с ОВ ТГ и встречно выходу тиристорного преобразователя возбуждения ТГ подключается выпрямительная установка, образуя жесткую отрицательную обратную связь по напряжению ТГ для обеспечения динамически устойчивой работы САУ в режиме ЭДТ.

В табл. 2 приведены передаточные функции (ПФ) для ТГ (выходная координата – выпрямленное напряжение), полученные при допущениях: не учитывается влияние вихревых токов в магнитопроводе ТГ, гистерезис и активное сопротивление статорной обмотки; звезды обмотки статора имеют одинаковые параметры.

Таблица 2 – Определение передаточных функций ТГ

Схема замещения	Режим работы	Передаточная функция ТГ
	Тяговый (полное возбуждение)	$K_G\frac{1+T_l p}{(1+T_G p)\cdot(1+T_{G1} p)}$ (1)
	Испытательный (НВР, НТР)	$K_G\frac{1}{1+T_G p}$ (2)
	ЭДТ	$K'_G\frac{1+T_{f(g)} p}{(1+T'_G p)\cdot(1+T'_{G1} p)}$ (3)

Для (1): $K_G=\frac{nK_f}{R_{f(g)}(1+K_l)}$, $K_l=\frac{nK_f K_{AR}}{R_l}$, $T_G,T_{G1}=\frac{A}{2}\left[1\pm\sqrt{1-\frac{B^2}{(A/2)^2}}\right]$, $A=T_{f(g)}+\frac{T_{ad}+T_l}{1+K_l}$, $B^2=\frac{T_{d0}T_l}{1+K_l}$.

Для режима с нагрузкой на реостат (2): $K_G=\frac{nK_f}{R_{f(g)}(1+K_l)}$, $T_G=T_{f(g)}+\frac{T_{ad}}{(1+K_l)}$.

Для режима ЭДТ (3): $K'_G=\frac{1}{1+1/K_G}$, $T'_G,T'_{G1}=\frac{A_1}{2}\left[1\pm\sqrt{1-\frac{B_1^2}{(A_1/2)^2}}\right]$, $A_1=\frac{A}{1+K_G}+\frac{T_{f(g)}}{1+1/K_G}$, $B_1^2=\frac{B^2}{1+K_G}$,

где n – частота вращения ТГ, $Rf_{(g)}$, $Lf_{(g)}$ – сопротивление и индуктивность ОВ, L_{ad} – индуктивность реакции якоря по продольной оси, I_{Gf0} – ток намагничивания (ток возбуждения в режиме холостого хода (х.х.)), I_{AR} – ток реакции якоря, K_f – коэффициент, определяемый по характеристике х.х. ТГ, K_{AR} – коэффициент реакции якоря, определяемый по нагрузочным характеристикам $U_d = \varphi(I_{Gf}, I_d)$, T_{d0} – постоянная времени ОВ при разомкнутой обмотке статора.

ЭМ, представленная двухфазной моделью в системе координат d, q, вращающейся со скоростью ротора, предполагает управление проекциями вектора напряжения статора либо целесообразна при моделировании и анализе нестационарных переходных процессов, время протекания которых более чем на порядок больше периода напряжения питания ВУ. Упрощенная модель с учетом нелинейности характеристик х.х. и нагрузочных характеристик ТГ приведена на рис. 1.

III. Математическое описание ТЭД. На тепловозах магистральных (2(3)ТЭ116У,-Д,-Р,-М, 2(3)ТЭ25К,-М) и маневровых (ТЭМ103, ТЭМ-ТМХ, ТЭМ7, ТЭМ9, ТЭМ14, ТЭМ28) для привода колесных пар широко используется ТЭД постоянного тока ЭД133 (табл. 3) [11].

При синтезе регуляторов, обеспечивающих тепловозную, предельную тормозную, а также промежуточные характеристики на позициях контроллера машиниста, выходная координата ПФ линеаризованной модели ТЭД – ток. Анализ нештатных переходных процессов осуществляется на базе системы уравнений ТЭД с выходной координатой – частота вращения. Модель ТЭД и ЭМС «электрооборудование – экипаж – рельсы» позволяет исследовать разгон тепловоза с составом без боксования и при нестационарных режимах боксования и юза.

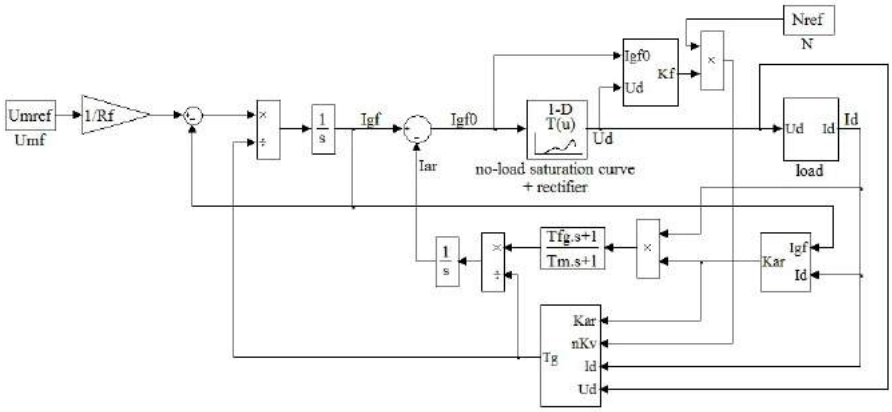


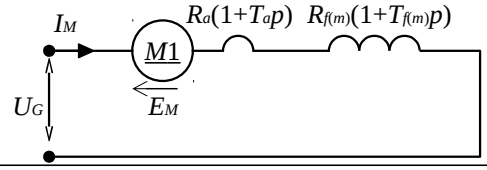
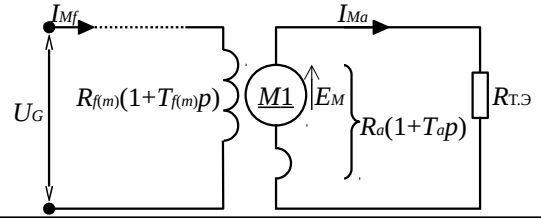
Рис. 1 – Нелинейная модель ТГ с выпрямителем и нагрузкой на ТЭД

При этом необходимо обеспечить получение информации о высших гармонических составляющих электромеханических координат.

Таблица 3 – Электромеханические параметры ЭД133(А, Б, К)

Наименование параметра	Номинальный режим	Параметры ТЭД в режиме тепловозов		
		ТЭМ9КИ, ТЭМ14	ТЭМ103	ТЭМ23В
Мощность на валу, кВт	414	172	103	156
Напряжение, В	506 / 780	228 / 510	172 / 330	213 / 510
Ток, А	890 / 577	890 / 398	725 / 380	890 / 370
Частота вращения, об/мин	600 / 2320	250 / 2320	205 / 1860	240 / 2320
КПД, %	91,8	84,4	82,2	82,1
Момент на валу, Нм	6592	6592	4800	6592
Ток максимальный, А	1130	1160	1035	1120

Таблица 4 – Определение передаточных функций ТЭД

Схема замещения	Режим работы	Передаточная функция ТГ
	Тяговый (полное возбуждение)	$W_M = K_M \frac{1}{1+T_l p}$ (4)
	ЭДТ	$\begin{cases} W_{M.f} = K_M \frac{1}{1+T_{f(m)} p} \\ W_{M.a} = \frac{K_M}{1+T_{f(m)} p} \cdot \frac{K_{Ma}}{1+T_{aн} p} \end{cases}$ (5)

В режиме тяги ПФ (4): $K_M = \frac{1}{R_l}$, $T_l = \frac{L_d}{(mR_l)}$, $R_l = \frac{U_G / I_G}{\chi_f} + \frac{R_d}{m}\left(1 - \frac{1}{\chi_f}\right)$, $L_d = L_a + L_{ip} + \frac{W_f}{N/2a} \cdot \frac{E/n}{\chi_f I_{Mf}}$, где R_l – сопротивление нагрузки ТГ, R_d, L_d – сопротивление и индуктивность обмоток якоря, дополнительных полюсов и ОВ ТЭД, χ_f – коэффициент жесткости нелинейной характеристики $\frac{E}{n} = \varphi(I_{Mf}, I_M)$.

В режиме ЭДТ (5): по ПФ для тока возбуждения $K_M = \frac{1}{mR_{f(m)}}$, по ПФ для тока якоря $K_{Ma} = \frac{1}{\chi_f} \cdot \frac{I_{Ma}}{I_{Mf}}$; $T_{aн} = \frac{R_a}{R_{Т.Э}} \cdot T_a$, где R_a – сопротивление якоря и дополнительных полюсов ТЭД, $R_{Т.Э}$ – эквивалентное сопротивление цепи тормозных резисторов, m – число параллельно соединенных ТЭД.

Нелинейную модель ТЭД (рис. 2) получим, используя расчетные или экспериментальные характеристики ТЭД (скоростные характеристики $n = \varphi(I_M)$ при $P_{КЛ}$ = const или при U_M = const, кривые намагничивания $\frac{E}{n} = \varphi(F_{MF})$, нагрузочные характеристики ТЭД $\frac{E}{n} = \varphi(I_{MF}, I_M)$.

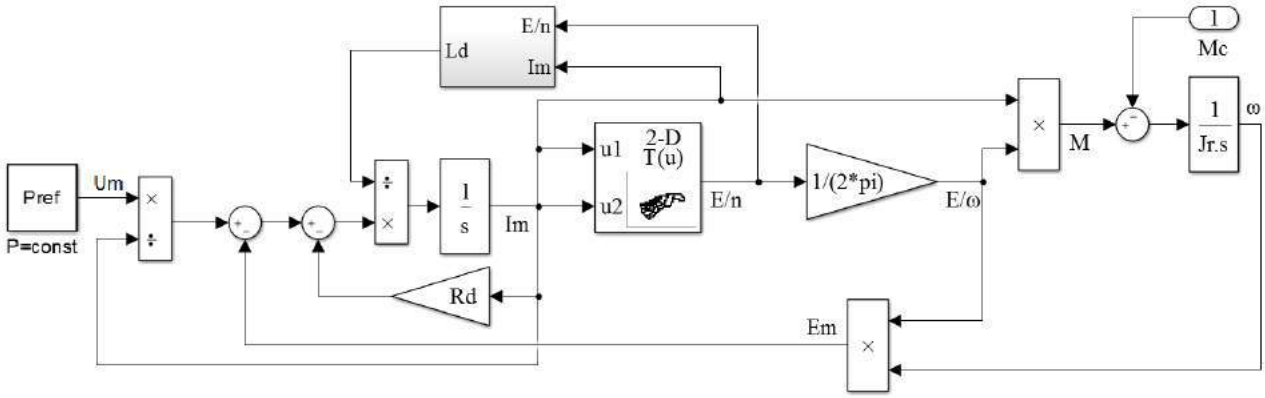


Рис. 2 – Нелинейная модель ТЭД последовательного возбуждения

Выводы. В ходе анализа ключевых особенностей маневрового тепловоза ТЭМ23В обозначены основные параметры тягового электрооборудования, позволяющие выполнить требования по построению ТЭП и обеспечению тягово-тормозных характеристик тепловоза и ЭМС электропередачи. Синтезированы и представлены линеаризованные математические модели ТГ и ТЭД, удобные для расчетов регуляторов многоканальной системы автоматического управления. Для исследования качественных переходных процессов совместно с тяговой выпрямительной установкой и преобразователем возбуждения ТГ предложены нелинейные модели ЭМ.

Список литературы: 1. *Шамардина, В. Н.* Анализ схемы электропередачи тепловоза с двумя дизелями и общей тяговой нагрузкой [Текст] / В. Н. Шамардина, Г. И. Яровой, С. М. Лемешко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – Київ : Техніка. – 2014. – № 15 (91). – С. 136–139. – ISSN 2221-3937. **2.** *Карянин, В. И.* Знакомьтесь: тепловоз ТЭМ33 [Текст] / В. И. Карянин // Локомотив. – 2015. № 3. – С. 38–39. – ISSN 0869-8147. **3.** *Тарасов, А. Н.* Знакомьтесь: тепловоз ТЭМ14 [Текст] / А. Н. Тарасов // Локомотив. – 2011. № 10. – С. 36–37. – ISSN 0869-8147. **4.** *Никоненко, Д. В.* Электропередача маневрового тепловоза ТЭМ-103 с электрическим тормозом [Текст] / Д. В. Никоненко, Г. И. Яровой // Електромашинобуд. та електрообладн. – 2006. – Вип. 66. – С. 153–154. – ISSN 0132-392X. **5.** *Шугаев, А. Н.* Тепловоз ТЭМ18В с дизелем Wartsila [Текст] / А. Н. Шугаев // Локомотив-информ. – 2012. № 8 (74). – С. 10–11. – ISSN 1994-2338. **6.** *Васюков, Е. С.* Маневровый газотепловоз ТЭМ19 [Текст] / Е. С. Васюков // Локомотив-информ. – 2013. № 11 (89). – С. 25–26. – ISSN 1994-2338. **7.** *Колесник, И. К.* Электропередачи тепловозов на переменно-постоянном токе [Текст] / И. К. Колесник, Т. Ф. Кузнецов, В. И. Липовка и др. – М.: ИКЦ «Академ-книга», 2005. – 156 с. – ISBN 5-94628-209-3. **8.** *Соколовский, Г. Г.* Электроприводы переменного тока с частотным регулированием [Текст] : учеб. для студ. высш. учеб. заведений / Г. Г. Соколовский ; М. : Академия, 2006. – 265 с. – ISBN 978-5-7695-4505-4. **9.** *Шамардина, В. Н.* Повышение противобоксовочных свойств маневрового тепловоза средствами группового управления двигателями тяговой электропередачи [Текст] / В. Н. Шамардина, С. М. Лемешко // Зб. наук. праць XVII Міжн. наук.-техн. конф. [«Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика»], Кременчук, 17-19 трав. 2016 р. / МОН України, КрНУ [та інші]. – Кременчук : КрНУ, 2016. – Вип. 1/2016 (4). – С. 119–122. – ISSN 2221-5160. **10.** *Лемешко, С. М.* Повышение противобоксовочных свойств маневрового тепловоза средствами индивидуального управления двигателями тяговой электропередачи [Текст] / С. М. Лемешко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – Київ : Техніка. – 2016. – № 22 (98). – С. 49–55. – ISSN 2221-3937. **11.** *Шайда, В. П.* Пути модернизации тягового двигателя постоянного тока ЭД133 для привода колесных пар тепловозов [Текст] / В. П. Шайда, Е. С. Рябов, Я. А. Сябрук // Тези доп. 23-ї Міжнар. наук.-практ. конф. "Інформаційні технології : наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я" (MicroCAD–2015), 20-22 травня 2015 р. – Харків : НТУ "ХПІ", 2015. – Ч. 2. –С. 123. **12.** *Шамардина, В. Н.* Синтез регуляторов тяговой электропередачи маневрового тепловоза [Текст] / В. Н. Шамардина, С. М. Лемешко // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. − № 4(1). − С. 123–128. − ISSN 2074-272X.

Bibliography (transliterated): 1. Shamardina, V. N., G. I. Yarovoy and S. M. Lemeshko. "Analiz skhemy elektroperedachi teplovoza s dvumya dizelyami i obshchey tyagovoy nagruzkoy." *Elektrotekhnichni ta komp"yuterni systemy* 15 (91) (2014): 136–139. Print. **2.** Karyanin, V. I. "Znakom'tes': teplovoz TEM33." *Lokomotiv* 3 (2015): 38–39. Print. **3.** Tarasov, A. N. "Znakom'tes': teplovoz TEM14." *Lokomotiv* 10 (2011): 36–37. Print. **4.** Nikonenko, D. V. and G. I. Yarovoy. "Elektroperedacha manevrovogo teplovoza TEM-103 s elektricheskim tormozom." *Elektromashynobuduvannya ta elektroobladnannya*. No. 66. 2006. 153–154. Print. **5.** Shugaev, A. N. "Teplovoz TEM18V s dizelem Wartsila." *Lokomotiv-inform* 8 (74) (2012): 10–11. Print. **6.** Vasyukov, E. S. "Manevrovyy gazoteplovoz TEM19." *Lokomotiv-inform* 11 (89) (2013): 25–26. Print. **7.** Kolesnik, I. K., et al. *Elektroperedachi teplovozov na peremenno-postoyannom toke*. Moscow: Akadem-kniga, 2005. Print. **8.** Sokolovskiy, G. G. *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym regulirovaniem. Dlya studentov vysshikh uchebnykh zavedeniy*. Moscow: Akademiya, 2006. Print. **9.** Shamardina, V. N. and S. M. Lemeshko. "Povyshenie protivoboksovochnykh svoystv manevrovogo teplovoza sredstvami gruppovogo upravleniya dvigatelyami tyagovoy elektroperedachi." *Zb. nauk. prats' XVII Mizhn. nauk.-tekhn. konf. "Problemy enerhoresursozberezhennya v elektrotekhnichnykh systemakh. Nauka, osvita i praktyka"*. Kremenchuk: KrNU, 2016. 119–122. Print. **10.** Lemeshko, S. M. "Povyshenie protivoboksovochnykh svoystv manevrovogo teplovoza sredstvami individual'nogo upravleniya dvigatelyami tyagovoy elektroperedachi." *Elektrotekhnichni ta komp"yuterni systemy* 22 (98) (2016): 49–55. Print. **11.** Shayda, V. P., E. S. Ryabov and Ya. A. Syabruk. "Puti modernizatsii tyagovogo dvigatelya postoyannogo toka ED133 dlya privoda kolesnykh par teplovozov." *Tezy dop. 23-yi Mizhnar. nauk.-prakt. konf. "Informatsiyni tekhnolohiyi : nauka, tekhnika, tekhnolohiya, osvita, zdorov'ya" (MicroCAD–2015)*. Kharkiv: NTU "KhPI", 2015. 123. Print. **12.** Shamardina, V. N. and S. M. Lemeshko. "Sintez regulyatorov tyagovoy elektroperedachi manevrovogo teplovoza." *Elektrotekhnika i elektromekhanika* 4 (1) (2016): 123–128. Print.

Поступила 30.05.2017

УДК 620.179.14

Б. М. ГОРКУНОВ, докт. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
С. Г. ЛЬВОВ, канд. техн. наук, доц., НТУ «ХПИ»;
А. А. ТИЩЕНКО, канд. техн. наук, ст. преп., НТУ «ХПИ»;
АББАСИ ЖАББАР, аспирант, НТУ «ХПИ».

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ БЕСКОНТАКТНЫМ МЕТОДОМ

Введение. В ассортименте продукции, выпускаемой промышленностью, важное место занимают ферромагнитные материалы, контроль физико-механических свойств которых является актуальной задачей потому, что именно прочностные свойства определяют надежность и долговечность изделий. В связи с этим, важное значение приобретает разработка и исследование методов и устройств для определения механических параметров материалов и изделий. При этом, наиболее важными являются неразрушающие методы контроля, при которых используется корреляционная связь между механическими и электромагнитными параметрами ферромагнитных материалов. На современном этапе широкое развитие получили электромагнитные методы и устройства для определения механических напряжений и деформации материалов изделий, а также измерение силы, давления, веса, момента и т.д.

Практический интерес представляет дальнейшее развитие методов в направлении расширения диапазона контроля механических напряжений, упрощение расчетных функций преобразования, которые объединяют механические параметры изделия с выходными сигналами датчика, повышение точности и чувствительности.

В этом плане важным результатом является то, что появляется возможность прогнозирования границ текучести и прочности материала без его разрушения. В работе экспериментально определены функциональные связи параметров сигналов первичного преобразователя с механическими напряжениями в пластине [1-3].

Цель статьи. Исследовать возможности применения бесконтактного метода определения предельно допустимого значения механического напряжения без разрушения металлического изделия.

Материалы и результаты исследований. На рис. 1 показана схема экспериментальной установки для измерения механических напряжений при растяжении образцов механическим устройством. Схема включает в себя генератор синусоидальных сигналов Г, вольтметры В1-В3, трансформаторный электромагнитный проходной преобразователь с двумя обмотками W_1 и W_2 образец О и образцовое сопротивление R_0, вспомогательный (опорный) преобразователь, для измерения фазы сигнала фазометром Ф.

Амплитудный метод. С помощью генератора Г устанавливают определенное значение частоты и амплитуды намагничивающего тока, регистрируемого путём измерения вольтметром В1 падения напряжения на сопротивлении R_0, и по нему определяют ток I_m, а значит и напряженность поля. С помощью вольтметра В2 определяют величины э.д.с измерительной обмотки Е и E_0 при наличии и отсутствии образца О в преобразователе. Частоту и амплитуду намагничивающего тока в процессе растяжения того или иного образца поддерживают постоянными. В схеме использовались генератор Г3 - 118, вольтметры типа Ф 534.

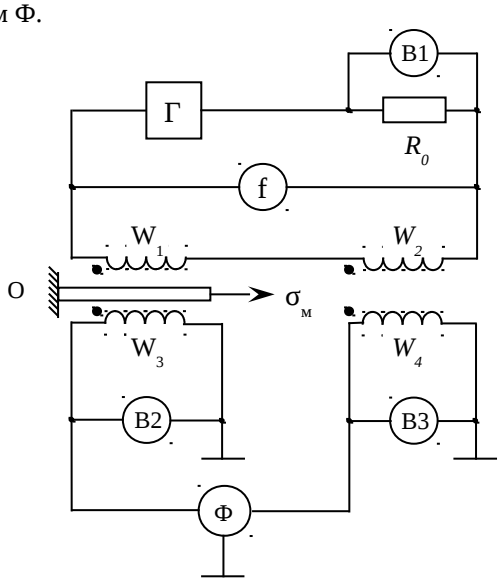


Рис. 1 Схема устройства для измерения механических напряжений амплитудным и переменно-частотным методами

Эксперименты проводились на образцах, выполненных из нержавеющей стали ЭП-450 и железа рафинированного типа ЖР.

Геометрические параметры образца из стали ЭП-450: $h = 3.58 \cdot 10^{-3}$ м; $d = 3.8 \cdot 10^{-4}$ м; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м. Размеры образца из ЖР: $h = 3.58 \cdot 10^{-3}$ м; $d = 4.84 \cdot 10^{-4}$ м; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м. Параметры преобразователя, размещённого на образце ЖР: $W_1 = 120$; $W_2 = 52$; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м; на образце ЭП-450: $W_1 = 675$; $W_2 = 56$; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м.

Максимальное амплитудное значение намагничивающего тока составляло 0,17 А, что соответствовало наибольшей внешней напряженности магнитного поля $H_0 \approx 400$ А/м.

Оба образца перед экспериментами проходили отжиг (для ЖР температура отжига $t = 750$°С, время отжига 45 минут); для ЭП-450 сначала проводили закалку при $t = 1150$°С в течение 45 минут с быстрым охлаждением, а затем – отпуск при $t = 730$°С за 1 час.

Начальные значения относительной магнитной проницаемости μ_r и удельной электрической проводимости σ рассматриваемых образцов измеряли баллистическим и мостовым методами при отсутствии механических напряжений в образцах. При этом для образцов из стали ЭП-450 $\mu_{r0} = 60$ и $\sigma = 0{,}14 \cdot 10^7$ См/м, а из ЖР $\mu_{r0} = 70$ и $\sigma = 0.84 \cdot 10^7$ См/м.

© Б.М. Горкунов, С.Г. Львов, А.А. Тищенко, Аббаси Жаббар, 2017

Эксперименты проводились при следующих дискретных значениях частоты зондирующего поля: 10; 8; 6 кГц. Механические напряжения $\sigma_м$ изменялись в пределах от $\sigma_м = 0$ Мпа вплоть до разрушения образца.

Хотя между измерительной обмоткой и образцом существует небольшой воздушный зазор, воздействие магнитного потока в таком зазоре на результаты измерений э.д.с E весьма мало, поскольку основной вклад в эту э.д.с даёт магнитный поток в образце (за счёт большого значения μ_r).

На рис. 2 представлены экспериментальные зависимости нормированных значений э.д.с E/E_0 от механических напряжений, возникающих в двух образцах ЭП-450 и ЖР (см. кривые 1 и 2 при различных частотах зондирующего образец магнитного поля).

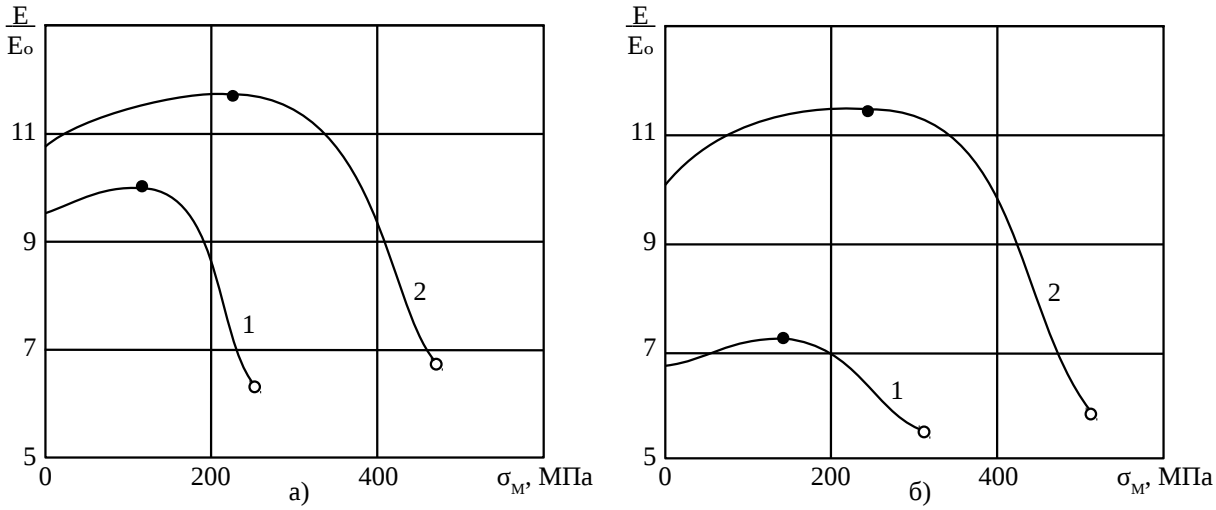


Рис. 2 Зависимость нормированных значений э.д.с преобразователя от механических напряжений в пластинах для образца из стали ЭП-450 (1); для образца типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Фиксированное значение тока (0,12 А) позволило получить указанные амплитудные значения напряжённости магнитного поля и μ_r, соответствующие участкам кривых индукции (эти участки для данных сталей близки к линейным). При этом, максимальные значения магнитной проницаемости $\mu_{r\,max}$ составляют для образца из ЖР – 620, а для образца из ЭП-450 – 810.

Известно [2], что механическое напряжение в ферромагнитных сталях и сплавах в существенной мере изменяет магнитную проницаемость μ_r, а величина σ практически остаётся неизменной (в пределах малого изменения размеров образца). Учитывая этот факт, можно перестроить экспериментальные зависимости нормированной э.д.с E/E_0 для разных величин $\sigma_м$ при известных геометрических параметрах преобразователя в зависимости μ_r от $\sigma_м$. Величины удельной электрической проводимости использовали те, что были измерены мостовым методом.

На рис. 3 показаны зависимости μ_r от $\sigma_м$, соответствующие тем же режимам работы преобразователя, что и на рис. 2. Различие кривых для одного и того же образца при разных фиксированных значениях частоты связаны с анизотропией магнитных свойств в сечении образца, вызванные искажением кристаллической структуры образца такой механической обработкой, как штамповка. Известно, что штамповка является наиболее сильнодействующим фактором, влияющим на искажение кристаллической структуры материала образцов. В связи с этим, по-видимому, используемый режим отжига не полностью нормализует магнитные характеристики материалов образцов и оставляет некоторую анизотропию магнитных параметров в сечении изделий. Естественно, найденные величины μ_r являются усреднёнными по определенным глубинам проникновения, соответствующим фиксированным частотам. Таким образом, при наличии анизотропии магнитной проницаемости в сечении образца, рассчитываемые величины μr будут разными для различных частот.

На кривых рис. 2, 3 показаны точки, характеризующие пределы текучести и прочности. Из этого рисунка следует, что по поведению изменения нормированной э.д.с (E/E_0) при изменении $\sigma_м$, можно предсказать прочностные характеристики ферромагнитного материала, прошедшего отжиг по указанному режиму. Самое большое различие между значениями E/E_0 для исследуемых образцов наступает при f = 6 кГц. Это связано с высокой чувствительностью преобразователя к частоте намагничивающего поля.

Погрешности измерения в основном обуславливались погрешностями определения $\sigma_м$ на разрывном устройстве и частотным диапазоном. При частотах 2 кГц ≤ f ≤ 6 кГц результирующая погрешность указанных параметров не превышала 5%. Чувствительность сигнала преобразователя к механическому напряжению максимальна при f = 6 кГц.

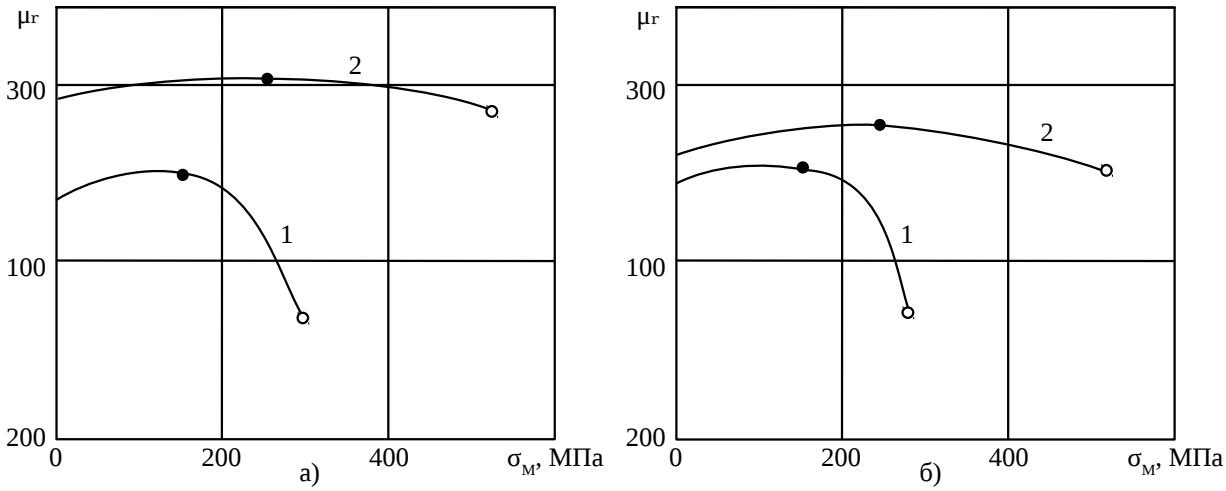


Рис. 3 Зависимость магнитной проницаемости нагружаемых пластин от механических напряжений для образца из стали ЭП-450 (1); для образца типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Фазовый метод. Описание работы схемы (см. рис. 1) при использовании фазового метода аналогично представленному в амплитудном методе. По показаниям фазометра определяется фазовый угол φ э.д.с E преобразователя при изменении $\sigma_м$.

Эксперименты проводились, как и в предыдущем опыте, на образцах, выполненных из ферромагнитной нержавеющей стали ЭП-450 и железа рафинированного типа ЖР. По результатам, полученным в экспериментах, были построены графические зависимости изменения фазового угла от приложенных механических усилий (см. рис. 4), как видно из зависимостей, разрешающая способность этого метода оказалась низкой, особенно на начальном участке, который используется для прогнозирования.

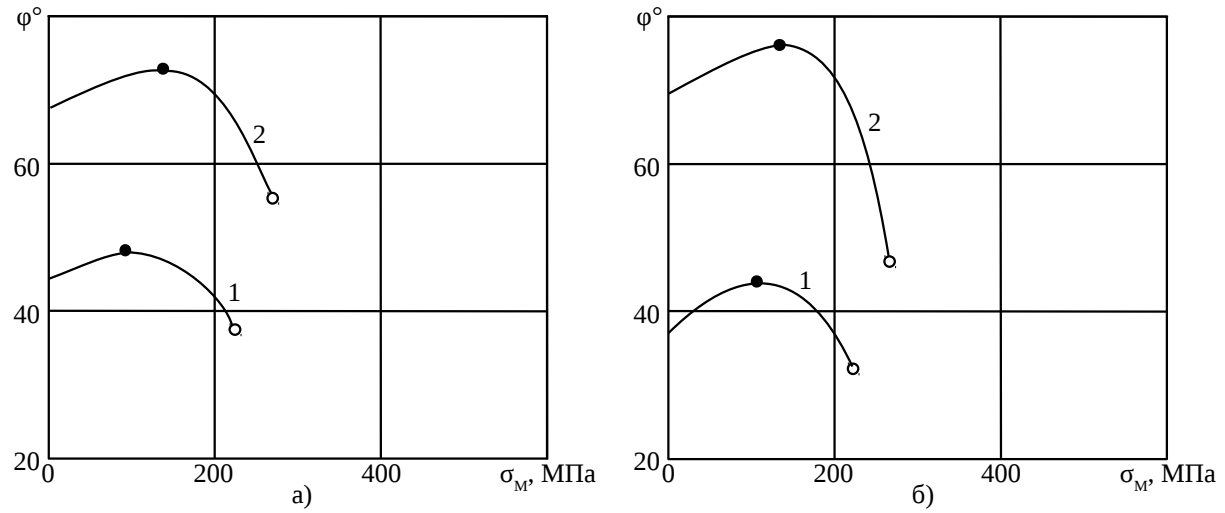


Рис. 4 Зависимость значений фазы э.д.с преобразователя от механических напряжений в пластинах для стали ЭП -450 (1); для материала типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Переменно-частотный метод. Схему устройства для измерения амплитудным методом механических напряжений рис. 1 можно использовать и для переменно-частотного метода. Однако порядок работы будет несколько другим. С помощью генератора Г устанавливают начальное значение частоты и напряженности (тока) зондирующего поля и фиксируют значение э.д.с Е на из мерительной обмотке, регистрируемое вольтметром В2. В процессе приложения внешней нагрузки изменяются показания вольтметра В2, и за счёт изменения частоты намагничивающего тока добиваемся возврата этих показаний к установленным первоначально.

В экспериментах использовались те же образцы, что при амплитудном и фазовом методах. Механические напряжения $\sigma_м$ менялись в пределах от $\sigma_м = 0$ вплоть до разрушения образца. На рис. 5 представлены экспериментальные зависимости изменения частоты f от механических напряжений, возникающих в двух образцах ЭП-450 и ЖР (см. кривые 1 и 2) при различных значениях E и f.

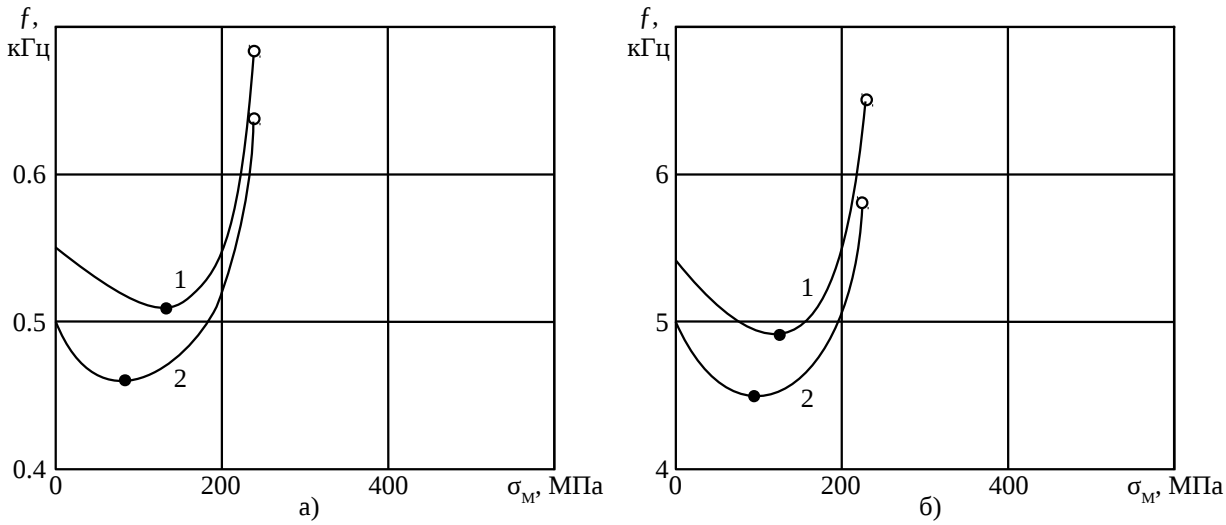


Рис. 5 Зависимость изменения частоты намагничивающего тока f от механических напряжений в пластинах для образца типа ЖР (1); для образца из стали ЭП-450 (2); а) E = 0,08 В; б) E = 0,6 В; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Выводы. Как показал эксперимент, для данных материалов стали ЭП-450, железа рафинированного типа ЖР разрешающая способность фазового метода оказалась недостаточной. В диапазоне изменения механических напряжений $\sigma_м$ от 0 до 100 мПа, фаза э.д.с измерительной обмотки изменилась всего на 6° при частоте намагничивающего тока f = 6 кГц. То есть в среднем при увеличении нагрузки на 1 Мпа разрешающая способность метода оставляет 0.06°. Амплитудный метод имеет разрешающую способность при частоте намагничивающего тока 6 кГц для ЖР ≈ 0.004 В, для ЭП-450 ≈ 0.013 В при изменении механического напряжения на 1 МПа на линейном участке.

Переменно-частотный метод обладает более высокой разрешающей способностью (это видно при сравнении графиков). Например, при поддержании э.д.с измерительной обмотки равным E = 0,6 В, его средняя разрешающая способность при начальной частоте f = 5 кГц составляет 8 Гц на единицу (1 Мпа) изменения приложенного усилия. Но на каждое отдельное измерение затрачивается большее количество времени, чем при амплитудном или фазовом методе.

Из вышеизложенного следует, что метод измерения механических напряжений в плоских ферромагнитных материалах в каждом из случаев зависит от требований, предъявляемых к материалу и технологическому процессу его обработки. Однако для более точного определения $\sigma_м$ следует использовать их попарно, либо все три вместе. При быстротечных процессах (например отжиг), лучше применять амплитудный метод, с помощью которого можно получить значение $\sigma_м$ практически «мгновенно» в любой момент времени. При медленно протекающих процессах (пример старение материала) следует применять переменно-частный метод, так как он обладает высокой чувствительностью к изменениям физико-механических характеристик ферромагнитных материалов.

Поскольку все три метода реализованы практически по одной схеме, то они легко поддаются автоматизации. Амплитудный и фазовый методы удобно использовать в режимах допускового контроля работы преобразователя.

Список литературы: 1. *Горкунов Б.М.* Электромагнитный преобразователь для контроля напряженно-деформированного состояния узлов оборудования электропривода / *Б.М. Горкунов*, *А.В. Кипенский*, *С.Г. Львов* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тем. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу – Кременчук: КрНУ, 2012. – Вип. 3/19. – С.182 –185. **2.** *Бида Г.В.* Неразрушающий контроль механических свойств стального проката (обзор). Контроль прочностных и пластических свойств / *Г.В. Бида* // Дефектоскопия. –2005. –№5. – С.39–53. **3.** Горкунов Б.М. Вихретоковый двухпараметровый контроль ферромагнитных цилиндрических изделий / Б.М. Горкунов, И.В. Тюпа // Вестник НТУ «ХПИ».– 2004. – №5. – С. 93-99.

Bibliography (transliterated): 1. Gorkunov, B.M., A.V. Kipenskiy and S.G. Lvov. "Elektromagnitnyiy preobrazovatel dlya kontrolya napryazhenno-deformirovannogo sostoyaniya uzlov oborudovaniya elektroprivoda." *Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi. Ser.: Problemyi avtomatizirovannogo elektroprivoda*. No. 3.19. 2012. 182–185. Print. **2.** Bida, G.V. "Nerazrushayuschiy kontrol mehanicheskih svoystv stalnogo prokata (obzor). Kontrol prochnostnyih i plasticheskih svoystv." *Defektoskopiya*. No. 5. 2005. 39–53. Print. **3.** Gorkunov, B.M. and I.V. Tyupa. "Vihretokovyiy dvuhparametrovyiy kontrol ferromagnitnyih tsilindricheskih izdeliy."*Vestnik NTU "HPI"*. No. 5. 2004. 93–99. Print.

Поступила 29.05.2017

УДК 621.314

О. Н. СИНЧУК, докт. техн. наук, проф., Криворожский национальный университет;
В. А. КОЛЬСУН, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
О. А. УДОВЕНКО, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
Д. В. РЫЖЕНКОВ, аспирант, Криворожский национальный университет;
В. Н. МАКОДЗЕБ, аспирант, Криворожский национальный университет.

ГАРМОНИКИ СЕТЕВОГО ТОКА ДВУХЗВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Вступление. Развитие промышленности государства отслеживается интенсивным внедрением новых технологий, которые зачастую тесно связаны расширением сферы использования электроприводов. К последним выдвигаются высокие показатели относительно быстродействия, диапазона регулирования скорости, точности регулирования, энергоэффективности и т.д. Большинству указанных характеристик соответствуют системы электропривода, построенных на базе преобразователей частоты. Наибольшей популярностью в промышленности пользуются двухзвенные преобразователи частоты с неуправляемы выпрямителем и инвертором напряжения. Несмотря на то, что вопросам энергоэффективности преобразователей частоты посвящен ряд работ, в том числе [1,2,5], но ряд вопросов так и остается малоисследованным.

Постановка проблемы. На промышленных объектах часто встречаются случаи, когда на отдельном участке питающей сети подключено несколько преобразователей частоты (ПЧ) (рис.1). Вопросы электромеханической и энергетической связи территориально-разбросанных электроприводов и оценки их взаимовлияния очень важны для мощных агрегатов, питающихся от одной питающей сети. Режимы работы отдельно взятых электроприемников влияют на соседние, что приводит к определенным последствиям относительно качества поддержания технологического процесса. Основная задача, выдвигаемая авторами, заключаются в изучении отдельных ПЧ на питающую сеть. Учитывая то, что первичное звено преобразователей относительно сети имеет одинаковую структуру (рис.1) (фактически все преобразователи по отношению к сети представляют собой обычный многофазный (однофазный) выпрямитель с емкостной нагрузкой), их суммарное влияние на сеть, с определенной степенью точности, можно анализировать обычным суммированием составляющих мощности, гармоник тока. Таким образом, дальнейший анализ энергетики, а именно гармонического состава сетевого тока отдельного преобразователя, поможет сделать адекватную оценку совместной работы группы таких преобразователей на питающую сеть.

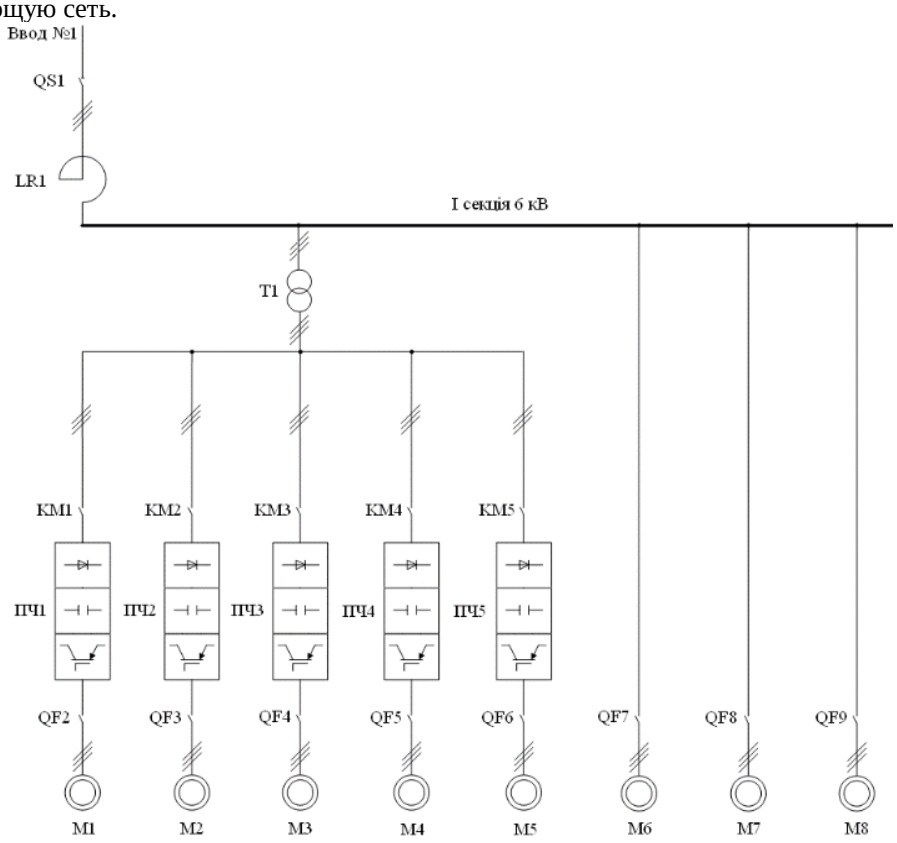


Рис. 1. Однолинейная схема питания секции 1 подстанции №22 РОФ–2 ПАО «АрселорМиттал Кривой Рог»

© О.Н. Синчук, В.А. Кольсун, О.А. Удовенко, Д.В. Рыженков, В.Н. Макодзеб, 2017

Обзор источников относительно анализа влияния ПЧ на питающую сеть показал, что авторы либо вообще избегают этого вопроса, либо приводят результаты экспериментальных исследований [2] (рис.2), либо результаты, полученные посредством моделирования [4], либо математические выражения, основанные на спектральном анализе [3], не уделяя внимания аналитическому изложению. Такие подходы, понятным делом скрывают ряд интересных аспектов, с точки зрения понимания протекания электромагнитных и электроэнергетических процессов в разных нагрузочных режимах работы ПЧ.

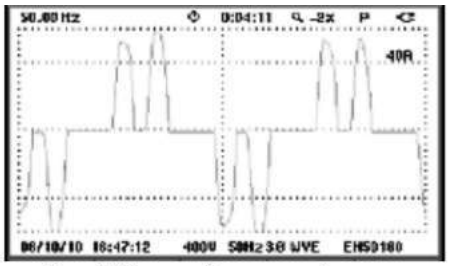


Рис. 2. Сетевой ток трехфазного двухзвенного преобразователя частоты

Результаты исследований. Как отмечено выше, наибольшего массового внедрения получили ПЧ по структуре: неуправляемый выпрямитель–емкость–инвертор напряжения (рис.1, рис.3,а). Приведенные исследования сосредоточены непосредственно на электромагнитных и энергообменных процессах, происходящих между сетью, неуправлемым выпрямителем, емкостью и нагрузкой. Исследования проводились на усредненной модели инвертора напряжения с асинхронным двигателем.

Даже если рассматривать выпрямитель по трехфазной нулевой схеме, то появляются сложности относительно формирования аналитических выражений, которые предоставили бы возможность провести анализ и сформировать глубокое понимания явлений, происходящих в исследуемой цепи. Так, например, уравнения, описывающие электромагнитные процессы для фазы ***A*** имеют вид:

$$i_A = i_{C_d} + I_{di};$$
$$e_A = L_{Net}\frac{di_A}{dt} + R_{Net} i_A + U_{C_d};$$
$$i_{C_d} = C_d \frac{dU_{C_d}}{dt},$$

где i_A – сетевой ток выпрямителя фазы ***A***; $e_A = U_m \sin\omega t$ – питающее напряжение фазы ***A***; i_{Cd} – ток емкости преобразователя; I_{di} – усредненный ток нагрузки (инвертор напряжения с асинхронным двигателем); U_{Cd} – напряжение на емкости преобразователя частоты; C_d – емкость преобразователя; L_{Net} – индуктивности сети, включая индуктивность сетевых дросселей; R_{Net} – сопротивление сети, включая сопротивление сетевых дросселей.

Решение такой системы уже даже для такого случая дает настолько громоздкие выражения (в статье результирующие выражения не приведены), для которых чрезвычайно сложно применить спектральный анализ, почему и теряется хоть какой-то смысл использования аналитических выражений, и созревают мысли проведения исследований с помощью имитационного моделирования.

Авторы обратились к изданию почти 50-летней давности [7], где тщательно проработан вопрос электромагнитных процессов, протекающих в управляемых выпрямителях на нагрузки с противо-ЭДС в разных режимах: режим непрерывного тока, режим прерывистого тока, режим граничного тока. Естественно, что эта методика неприменима непосредственно к рассматриваемому случаю, поэтому авторы взяли ее за основу, и, учитывая, особенности работы двухзвенного преобразователя частоты, в том числе и неуправляемость выпрямителя, провели соответствующий анализ, изложенный ниже по тексту.

Режим прерывистого тока преобразователя характерен тем, что угловая длительность протекания тока λ оказывается меньшей $2\pi/m$ (m – пульсность преобразователя). В этом случае, противо-ЭДС в цепи нагрузки определяется U_{Cd}. Учитывая рис. 3,б для граничного режима работы преобразователя, что является частным случаем режима прерывистого тока, и принимая за начало отсчета времени момент открывания очередного вентиля, можно записать выражение для мгновенного тока нагрузки

$$i_d = \frac{E_{Net\,m}}{\omega_0(L_d + L_{Net})}\int_0^{\omega_0 t}\sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) d\,\omega_0 t - \frac{U_{C_d}}{L_d + L_{Net}} t = \frac{E_{Net\,m}}{\omega_0(L_d + L_{Net})}\times$$
$$\times\left[\sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) - \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha - \omega_0 t\right)\right] - \frac{U_{C_d}}{L_d} + L_{Net} t, \quad (1)$$

где $E_{Net\,m}$ – амплитуда напряжения питающей сети; $\omega_0 = 2\pi f$, f – частота питающей сети; α – угол срабатывания диодов, обусловленный тем, что диоды будут открываться не во время перехода линейных напряжений через ноль, а в момент равности фазного напряжения и напряжения на емкости и определяется следующим выражением:

$$U_{C_d} = E_{Net\,m}\cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right). \quad (2)$$

Записав уравнение (1) с учетом (2), и не забывая о том, что в момент времени $\omega_{0t} = \lambda$ (λ – длительность тока), мгновенное значение выпрямленного тока выпрямителя $i_d = 0$ [7]:

$$\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \lambda\cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) = 0. \quad (3)$$

После некоторых преобразований, уравнение (3) приобретает вид:

$$\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\left[tg\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\cdot[\cos\lambda - 1] + \sin\lambda - \lambda\right] = 0. \quad (4)$$

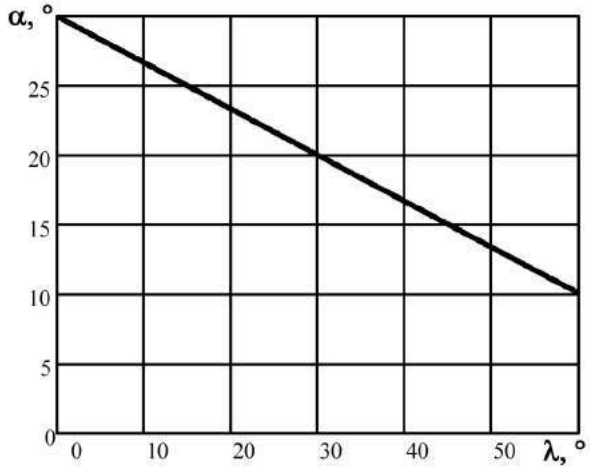


Рис. 4. Зависимость угла открывания диодов выпрямителя от длительности тока (режим прерывистого тока)

Решение (4) относительно α:

$$\alpha_1=\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m};$$
$$\alpha_2=\frac{\pi}{m}-arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right). \qquad (5)$$

Первое решение стоит отбросить, как принципиально-невозможный для такого типа преобразователей, и для дальнейших расчетов остается второе уравнение системы (5), т.е.:

$$\alpha=\frac{\pi}{m}-arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right). \qquad (6)$$

Ниже (рис. 4), приведен график зависимости α(λ), для мостового трехфазного выпрямителя (m = 6).

Как можно увидеть с рис.3, даже для неуправляемого выпрямителя, в режиме прерывистого тока, угол открывания диодов отличается от нуля и колеблется в пределах 10,08–30 (случай трехфазного мостового выпрямителя), что, как можно ожидать, приведет к ухудшению коэффициента сдвига (потреблению реактивной мощности), хотя эти процессы и происходят при низких нагрузках.

Напряжение на емкости определяется с (2) и (6):

$$U_{C_d}=E_{Net\ m}\cos\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right). \qquad (7)$$

Уравнение тока, учитывая (7), (6) и (1):

$$i_d=\frac{E_{Net\ m}}{\omega_0(L_d+L_{Net})}\left[\sin\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right)-\sin\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)-\omega_0 t\right)\right]-\frac{E_{Net\ m}\cos\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right)}{L_d+L_{Net}}. \qquad (8)$$

С учетом выражения (8) построен график сетевого тока преобразователя i_{Net} (рис. 5).

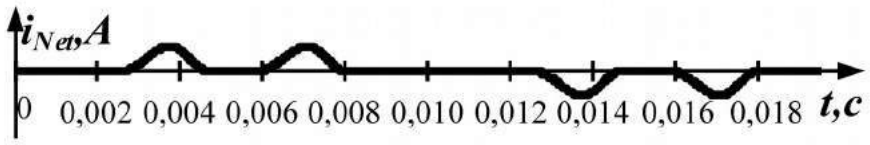


Рис. 5. График сетевого тока выпрямителя преобразователя частоты в режиме прерывистого тока

Предельный режим можно поделить на два режима: режим предельнопрерывистого тока (рис.6, а,б) и режим граничнонепрерывного тока (рис. 6,в,г). Отличие заключается в том, с какой стороны идет приближение к предельному режиму: в первом случае — от режима прерывистого тока, а во втором — от режима непрерывного тока.

Как видно с рис. 6,б,г, форма сетевого тока i_{Net} отличается для предельнопрерывистого и предельнонепрерывного режимов, и таким образом в предельной точкеλπ (λ=2π/m, для мостової схеми λ=2π/6=π/3) функции гармоник тока, коэффициента сдвига, коэффициента искажения, коэффициента гармоник имеют разрыв, изображенный на рис. 5,д,е.

Исследование непрерывного режима тока для подобного класса преобразователей произведены многими авторами, как отечественными, так и зарубежными и фактически гармоники сетевого тока колеблются с небольшой погрешностью в достаточно определенных границах [6].

Выводы.

1) Проанализировав электромагнитные процессы, протекающие между питающей сетью и цепью постоянного тока преобразователя частоты, установлено, что относительные гармоники тока в режиме прерывистого тока значительно превышают уровни, характерные для режима непрерывного тока.

2) В предельном режиме наблюдается разрыв функций гармоник тока и коэффициентов искажения, сдвига и мощности.

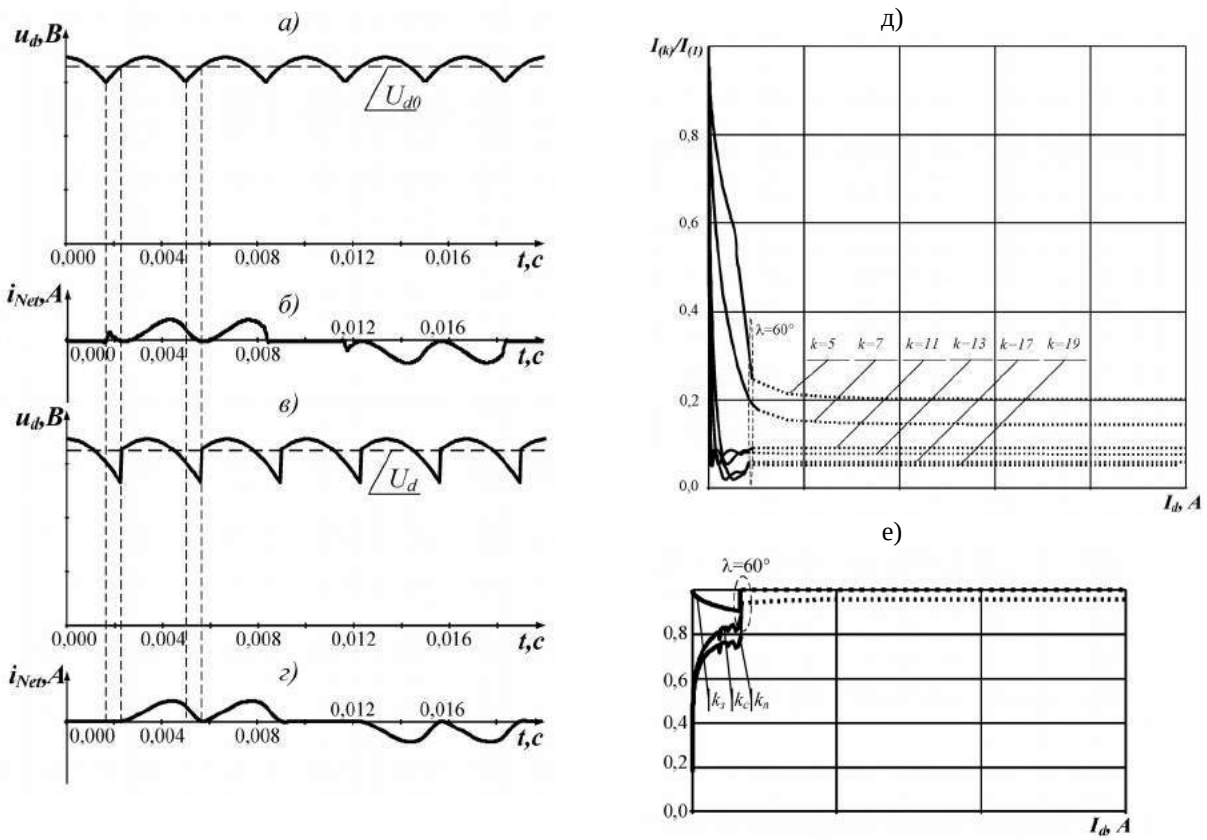


Рис. 6. Диаграммы выпрямленного напряжения преобразователя и сетевого тока для предельнонепрерывного (а,б) и предельнопрерывистого (в,г) режимов, относительные гармоники сетевого тока i_{Net} от уровня нагрузки преобразователя (д) и коэффициент сдвига $k_з$, коэффициент мощности k_n в зависимости от уровня нагрузки (е)

Список литературы: 1. *Авдєєв І.В.* Вплив на показники якості електроенергії вхідної індуктивності мережі, що живить частотно-регульований привод / [*І.В. Авдєєв, О.В. Немикіна, О.М. Климко та ін.*] // Електротехніка та електроенергетика. — №1, 2012. — С. 51–57. **2.** *Барутсков И.Б.* Гармонические искажения при работе преобразователей частоты / *И.Б. Барутсков, С.А. Вдовенко, Е.В. Цыганков* // Главный энергетик. – №6, 2011. – С. 5– 15. **3.** *Жеженленко И.В.* Электромагнитная совместимость потребителей : монография / [*И.В. Жеженленко, А.К. Шидловский, Г.Г. Пивняк* и др.]. – М.: Машиностроение, 2012. – 351. **4.** *Кольсун В.А.* Електроенергетичні характеристики перетворювачів частоти в аспекті розвитку альтернативної енергетики / [*В.А. Кольсун, Д.В. Риженков, В.М. Макодзьоб, О.М. Кулик*] // Матеріали конференції «Розвиток промисловості та суспільства». – Т.1. – 2016. – 271 С. **5**. *Пичкур Е.В.* Управление установкой электроцентробежных насосов с преобразователем частоты по критерию влияния на качество электрической сети / *Е.В. Пичкур, В.В. Козлов* // Вестник кибернетики. — №12, 2013. — С. 37–42. **6.** *Сінолиций А.П.* Аналітичні наближення в розрахунках енергетичних показників / *А.П. Сінолиций, В.А. Кольсун, М.В. Жуйков* // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика»/ Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2007. – С. 562 – 563. **7.** *Шипилло В.П.* Автоматизированный вентильный электропривод / *В.П. Шипилло*. — М.: 1969. — 400 с.

Bibliography (transliterated): 1. *Avdeev I.V.* Influence of input inductance of mains supplying frequency-controlled drive on power quality / [*I.V. Avdeev, O.V. Nemykina, A.N. Klymko etc*]. // Elektrotehnika ta elektroenergetyka. — №1, 2012. — P. 51–57. **2.** *Barutcu I. B.* Harmonic distortion in operating frequency converters / *I. B. Barutcu, S. A. Vdovenko, E. V. Tsygankov* // Glavnyj Energetik. – No. 6, 2011. – P. 5– 15. (Rus.). **3.** *Zhezhelenko I.V.* Electromagnetic compatibility of consumers : monograph / *[I. V. Zhezhelenko, A.K. Shidlovsky, G.G. Pivnyak etc]*. – M.: Mashinostroenie, 2012. – 351 p. (Rus.). **4.** *Kolsun V.A.* Electroenergetics factors of indirect power convertors in aspect of development of alternative energy / *[V.A. Kolsun, D.V. Ryzhenkov, V.M. Makojob, O.M. Kulyk]* // Materialy Konferentsii "Rozvytok promislovosti ta suspilstva". – Vol. 1. – 2016. – 271 p. (Ukr.). **5.** Pichkur Ye.V. The control of an electric submersible pump unit with frequency converter with a focus on influencing. the quality of electric main / *Ye.V. Pichkur, V.V. Kozlov* // Vestnyk kybernetyky. — №12, 2013. — P. 37–42. (Rus.). **6.** *Sinolitsyj A.P.* Analytic approximations in the calculation of energy factors / *A.P. Sinolitsyj, V.A. Kolsun, M.V. Zhuikov* // Zbirnyk naukovyh prac' Dniprodzerzhyns'kogo derzhavnogo tehnichnogo universytetu (tehnichni nauky). Tematychnyj vypusk «Problemy avtomatyzovanogo elektropryvoda. Teorija j praktyka»/ Dniprodzerzhyns'k: DDTU, 2007. – P. 562 – 563. (Ukr.). **7.** *Shipillo V.P.* Automated valve electric drive / *V.P. Shipillo.* — M.: 1969. — 400 p. (Rus.)

Поступила 31.05.2017

УДК 621.314.26

А. А. ШАВЁЛКИН, докт. техн. наук, проф., Киевский национальный университет технологий и дизайна.

СИЛОВОЙ АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ОДНОФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ В ВЫХОДНЫХ ФАЗАХ

Вступление. Вопрос обеспечения качества электрической энергии является одним из ключевых при решении вопросов энергосбережения. К тому же, показатели качества жестко нормируются современными стандартами [1,2]. Решение вопроса связано с применением фильтро-компенсирующих устройств (ФКУ) и силовых активных фильтров (САФ). На данный момент времени в качестве ФКУ для высоковольтных применений основной является схема с использованием тиристорного индуктивного регулятора в сочетании с резонансными LC фильтрами [3]. При этом тиристорный регулятор сам является источником высших гармоник низкого порядка (5-я, 7-я и т.д.) и не может использоваться без соответствующих фильтров. Такое решение предполагает использование громоздких реакторов в схеме индуктивного регулятора и фильтрах. Для подключения необходимо несколько высоковольтных ячеек для регулятора и фильтров. Реакторы размещаются вдали от металлоконструкций на бетонных основаниях. Предлагаются и решения совмещения тиристорных ФКУ с двухуровневым САФ. Перспективным является использование транзисторных схем САФ с использованием многоуровневых преобразователей, подключаемых к сети без трансформатора. Ряд решений с использованием NPC инверторов и каскадных схем с последовательным соединением автономных инверторов напряжения (АИН) декларируется в [4, 5]. Следует отметить, что каскадные многоуровневые преобразователи с последовательным соединением АИН в выходных фазах сейчас являются эталонным решением для высоковольтных электроприводов переменного тока. Схемы таких преобразователей достаточно сложны и, кроме АИН, включают в себя многообмоточный трансформатор с выпрямителями для питания АИН [3]. Отсутствие источников для питания АИН в схеме САФ существенно упрощает его реализацию и снижает стоимость. Достоинством такого решения является возможность использования в схеме низковольтных транзисторов при относительно небольшой частоте модуляции. Применение каскадных схем ориентировано на режим источника напряжения при использовании многоуровневой ШИМ (МШИМ). Вместе с тем, принцип САФ основан на использовании инвертора в качестве источника тока, который при суммировании с током нагрузки обеспечивает заданные показатели тока, потребляемого из сети переменного тока. При этом непосредственное формирование мгновенного значения тока в замкнутой по его отклонению системе регулирования обеспечивает качество отработки заданного значения с максимальным быстродействием. Вопрос использования каскадных схем САФ с последовательным соединением однофазных инверторов напряжения в режиме источника тока изучен недостаточно. При отсутствии изолированных источников постоянного тока для питания инверторов также возникает вопрос обеспечения заряда и стабилизации напряжений конденсаторов на входе АИН, что возможно при идентичной загрузке АИН. Задание режима источника тока для АИН обычно решается использованием релейного регулятора тока [3], однако при этом частота модуляции меняется в широких пределах. В [6] рассмотрен метод PRT, когда частота модуляции стабилизируется в узких пределах, но при этом отсутствует возможность синхронизации во времени работы АИН, которые формируют один ток. Перспективным для применения при последовательном соединении АИН является метод [7, 8] с использованием модулирующих напряжений, обеспечивающий фиксированную частоту модуляции при возможности реализации МШИМ.

Цель работы. Совершенствование принципов реализации параллельного САФ с последовательным соединением АИН в режиме источника тока.

Задачи исследования:

– разработка принципов реализации режима источника тока для последовательного соединения АИН с фиксированной частотой переключения транзисторов, задаваемой модулирующим напряжением при многоуровневой ШИМ;

– разработка структуры силовых цепей и системы управления САФ;

– разработка модели системы «сеть переменного тока – САФ – нелинейная нагрузка» и имитационное моделирование процессов в системе.

Основное содержание работы. Структурная схема каскадного САФ (КСАФ) с подключением к трехфазной сети переменного тока *G* и нелинейной нагрузке НН приведена на рис.1,а и включает в себя линию электропередач с сопротивлением (активно–индуктивным) $Z_{ЛЭП}$, высокочастотный фильтр $R_Ф C_Ф$, датчик напряжения сети ДН, датчик тока нагрузки ДТ, КСАФ с системой управления СУ САФ.

На рис. 1, б приведена структура силовых цепей КСАФ, содержащего в выходных фазах три однофазных мостовых АИН. Подключается КСАФ к сети посредством реакторов *L*, для измерения выходного тока фаз используются датчики тока ДТ. Схема АИН с конденсатором *C* в звене постоянного тока приведена на рис. 1, в. Напряжение u_d одного из АИН в каждой фазе измеряется датчиком напряжения ДН.

Подключается КСАФ через зарядные резисторы, которые после заряда конденсаторов АИН шунтируются контакторами (на рис. 1 не показаны).

© А.А. Шавёлкин, 2017

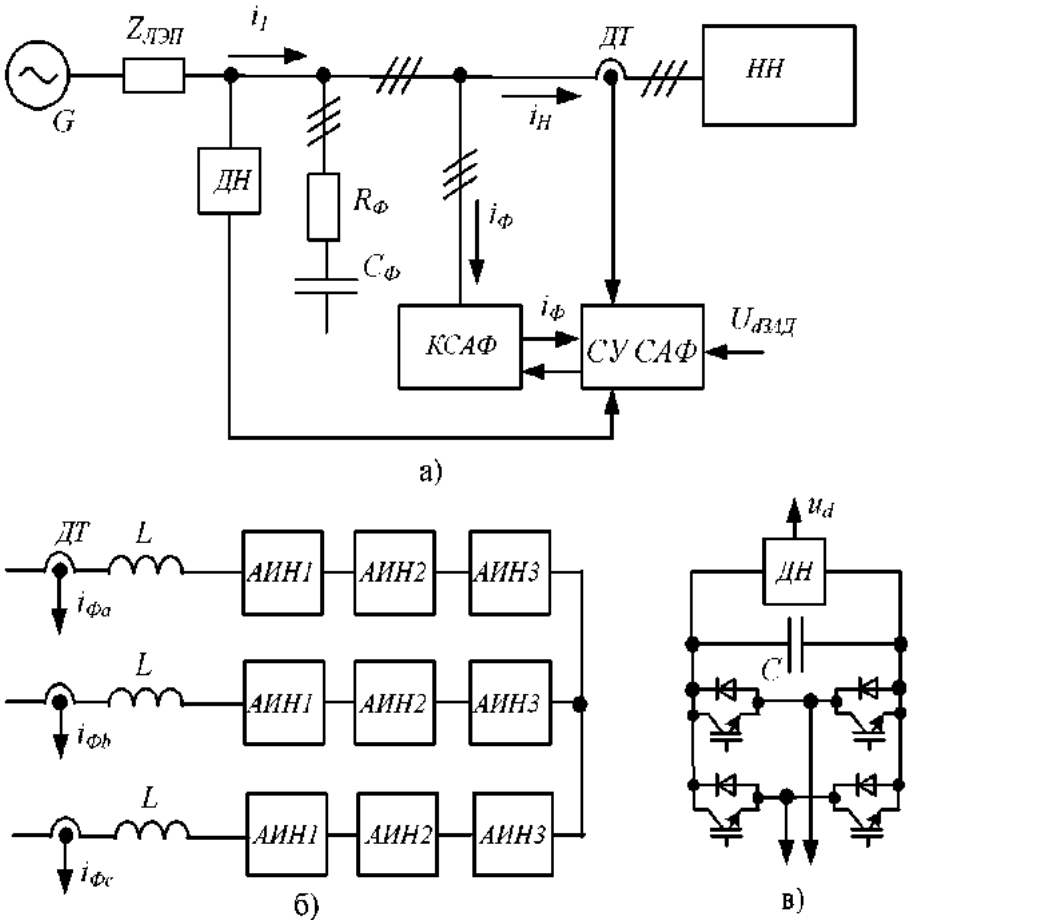


Рис. 1. Структурная схема подключения каскадного САФ (а), структура силовых цепей САФ (б), схема АИН (в)

Принцип работы САФ (при отсутствии нагрузки в цепи постоянного тока) основан на способности схемы АИН отработать практически любую форму тока. При этом поддержание постоянным среднего значения напряжения U_d на конденсаторах АИН исключает потребление или передачу САФ активной мощности.

Сигналы, соответствующие токам фаз нагрузки i_{Ha}, i_{Hb}, i_{Hc}, фильтра $i_{Фa}$, $i_{Фb}$, $i_{Фc}$, фазным напряжениям сети u_{1a}, u_{1b}, u_{1c}, а также напряжениям в цепи постоянного тока одного из АИН фазы u_{da}, u_{db}, u_{dc} посредством соответствующих датчиков вводятся в систему управления САФ (рис. 2). Внешним по отношению к контуру регулирования тока является регулятор напряжения РН (пропорционально – интегральный) в цепи постоянного тока и преобразователь координат ПК, обеспечивающие формирование сигналов тока фаз сети i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} (для каждой из трех фаз САФ).

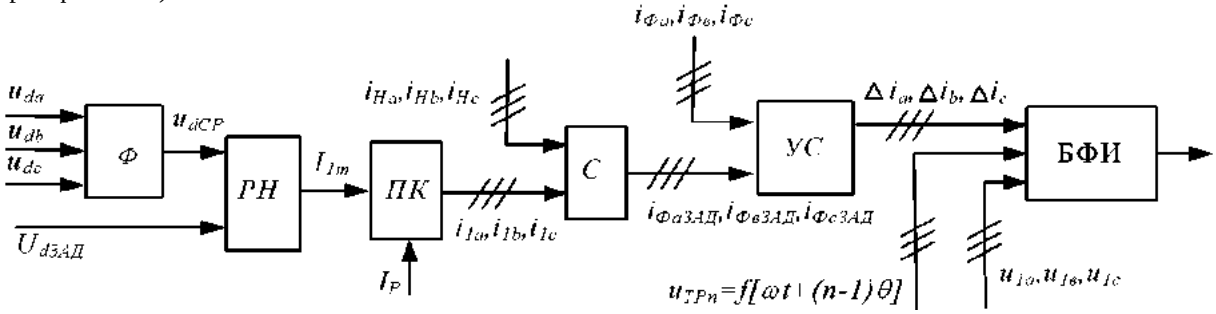


Рис. 2. Структура системы управления САФ

На входы РН подается заданное значение напряжения $U_{dЗАД}$ и его фактическое значение с выхода блока фильтра (Ф). Особенностью предложенного решения является использование в РН сигнала обратной связи по среднему значению напряжений на конденсаторах АИН в трех фазах (блок Ф на рис. 2) $u_d = \frac{u_{d_a} + u_{d_b} + u_{d_c}}{3}$.

Это преследует две функции: возможность реакции на мгновенное отклонение напряжения АИН какой-либо фазы и уменьшение постоянной времени фильтра, поскольку пульсации напряжения АИН с частотой 100 Гц сдвинуты согласно выходным токам на 120° и взаимно компенсируются.

Выходное напряжение РН является заданием амплитуды активной составляющей тока сети I_{1m} и поступает на вход ПК. ПК имеет также вход задания реактивной составляющей тока $I_Р$, что позволяет формировать ток

сети с заданным значением коэффициента мощности. ПК осуществляет преобразование из системы координат *d-q*, где I_d (I_{1m}), I_q ($I_Р$) – соответственно, активная и реактивная составляющие тока, вращающиеся с частотой ω (угловая частота напряжения сети) в неподвижную систему координат *а, в, с*:

$$\begin{aligned} i_{1a} &= I_d \cdot \sin \omega t + I_q \cdot \cos \omega t; \\ i_{1b} &= I_d \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) + I_q \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3); \\ i_{1c} &= I_d \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3) + I_q \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3). \end{aligned} \quad (1)$$

Несоответствие активной составляющей тока сети и нагрузки приводит к циркуляции активной мощности между сетью и цепью постоянного тока САФ и, поскольку нагрузка у него отсутствует, к заряду или разряду конденсаторов АИН (изменению u_d). Работа же РН и заключается в поддержании напряжения на заданном уровне $u_d = U_{d3АД}$.

Значения токов сети i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} поступают на сумматор (С), где формируется задание тока в выходных фазах САФ как разность значения тока фазы нагрузки и значения тока сети $i_{фа3АД} = i_{Нa} - i_{1a}$. Формирование импульсов управления транзисторами САФ осуществляется блоком формирования импульсов (БФИ) в соответствии с сигналом отклонения тока фазы $\Delta i_Ф = i_{фЗАД} - i_ф$ (с выхода узла сравнения УС). БФИ реализует предложенный принцип формирования выходного тока фаз САФ, когда формирование импульсов управления ключами АИН*n* (при биполярной модуляции) осуществляется путем сравнения по уровню напряжения, соответствующего Δi, с модулирующим напряжением u_{TPn} симметричным относительно нуля [7].

При этом напряжение АИН принимает два значения: U_d, если $\Delta i < u_{TP}$, $-U_d$, если $\Delta i \geq u_{TP}$. Модулирующие напряжения АИН ($u_{TP1} \div u_{TPn}$) в выходной фазе сдвинуты на угол $\theta = 2\pi / n$ (*n* – количество последовательно соединенных АИН), в данном случае (*n*=3) на угол 120°.

Для обеспечения равенства нулю среднего за период модуляции значения отклонения тока Δi используется коррекция закона изменения модулирующего напряжения фазы САФ с учетом напряжения данной фазы сети $u_{TP1} = u_{TP} - k \cdot u_1$ ($k = U_{mTP} / U_{1Фm}$, U_{mTP} – амплитуда модулирующего напряжения).

Особенностью данного принципа управления является то, что период $\Delta i(t)$ должен быть не меньше периода модулирующего напряжения. При этом значение частоты модуляции

$$f_M \geq \frac{aU_{1Фm}}{4 \cdot \Delta I_m \cdot L \cdot n^2}, \quad (2)$$

где $a = \frac{nU_d}{U_{1Фm}}$ – относительное значение напряжения в звене постоянного тока АИН, ΔI_m – максимальное значения амплитуды пульсаций выходного тока, *L* – индуктивность реактора.

Значение индуктивности реактора может выбираться из следующих соображений. Увеличение *L* позволяет уменьшить частоту модуляции, но при этом увеличивается падение напряжения на реакторе и увеличиваются габариты реактора. С другой стороны способность отработки произвольных законов изменения тока предполагает высокую скорость изменения тока, при этом следует либо увеличивать напряжение или уменьшать индуктивность. При известных параметрах нагрузки, к которой подключается САФ

$$L = \frac{U_{1Фm}(a-1)}{\left|\frac{di_H}{dt}\right|_{MAX}}, \quad (3)$$

где $\left|\frac{di_H}{dt}\right|_{MAX}$ – максимальное значение скорости изменения тока нагрузки.

Некоторую особенность имеет формирование многоуровневой кривой выходного напряжения КСАФ с последовательным соединением *n* АИН и биполярной модуляцией выходного напряжения. При этом напряжение АИН принимает два значения *U* и *-U*. Максимальное количество уровней результирующего выходного напряжения составляет *K*=*n*+1. Так при *n*=3 и напряжении на входе АИН, равному U_d результирующее напряжение принимает значения $3U_d$, $2U_d$, $-2U_d$, $-3U_d$. Для сравнения в схеме каскадного преобразователя с однополярной модуляцией напряжения АИН [3] *K*=2*n*+1. Т.е. вместо *K*=7 получаем только *K*=4. Но, что касается эквивалентной частоты модуляции результирующего напряжения каскадной схемы, то она, как и при однополярной модуляции увеличивается в *n* раз. Это позволяет пойти на снижение частоты модуляции для АИН. Лучшие показатели могут быть обеспечены при использовании однополярной модуляции, реализация которой имеет определенные особенности и является предметом отдельного исследования.

Результаты моделирования. Для моделирования использован программный пакет Matlab. Разработаны модели отдельного АИН и их каскадного соединения с системой управления. Структура модели системы «сеть переменного тока – САФ – нелинейная нагрузка» выполнена в соответствии со структурой на рис. 1. Частота модуляции 4 кГц. В качестве нагрузки использованы трехфазный тиристорный преобразователь ТП постоянного тока с дросселем в выходной цепи (нелинейная нагрузка) в сочетании с активно–индуктивной нагрузкой ($\cos\varphi$=0.8).

Осциллограммы напряжения в звене постоянного тока одного АИН фазы *а* u_{da1} и среднего значения для трех фаз u_{dCP}, результирующего напряжения фазы САФ $u_{АИН}$ и выходного одного АИН $u_{АИН1}$, а также выходного тока САФ $i_{Фa}$ при нелинейной нагрузке приведены на рис. 3.

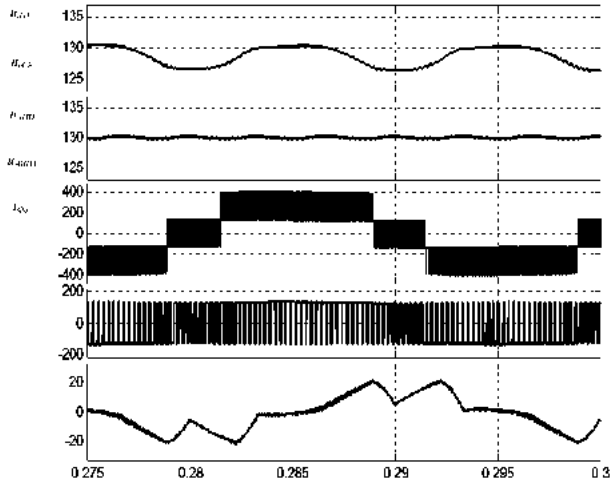


Рис.3. Осциллограммы напряжений и тока САФ

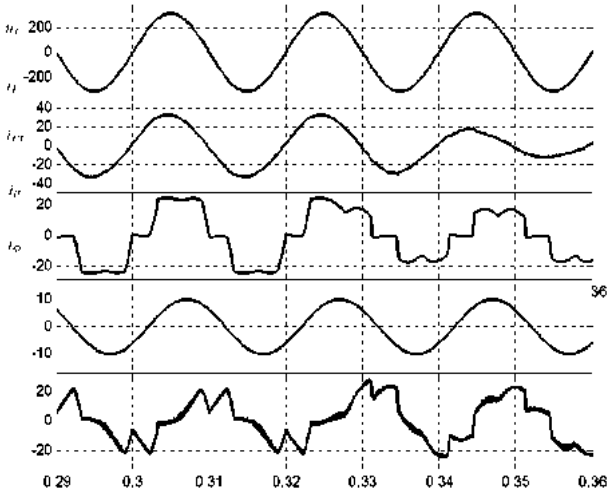


Рис. 4. Осциллограммы напряжения и тока фазы сети, тока ТП, тока активно-индуктивной нагрузки и тока фазы САФ

На рис. 4 приведены осциллограммы напряжения u_1 и тока i_1 фазы сети, тока ТП $i_{ТП}$, тока активно-индуктивной нагрузки $i_Н$ и тока фазы САФ $i_Ф$. В момент времени t=0.325 с угол отпирания ТП изменяется с 10° до 50°. Как видим, это изменение тока отрабатывается практически без переходных процессов в схеме.

Выводы. Предложенные принципы реализации каскадного САФ в режиме источника тока позволяют объединить возможности многоуровневого формирования напряжения с высоким быстродействием, что способствует повышению эффективности работы фильтра при нелинейной нагрузке. Дальнейшим направлением работы является исследование работы САФ при использовании однополярной модуляции и увеличении количества АИН в выходной фазе, что позволит снизить частоту модуляции и напряжение ключей.

Список литературы: 1. EEE Standard 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, Jun. 1992. **2.** ГОСТ13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Госстандарт, 1998.- Введен в Украине с 01.01.2000. **3.** *Шавьолкін О. О.* Енергетична електроніка: навч. посібник / О. О. Шавьолкін; Київський нац. ун-т. технологій та дизайну. – Київ: КНУТД, 2017. – 396 с. **4.** *Шавёлкин А.А.* Использование трехуровневой топологии в силовых активных фильтрах /А.А. Шавёлкин // Проблеми та перспективи розвитку технічних засобів транспорту та систем автоматизації: Матеріали мнтк. – Харків: ХНУМГ ім. О.М. Бекетова, 2014. – С.93-95. **5.** *Пронин М.* Активные фильтры высших гармоник. Направления развития/ М. Пронин// Новости электротехники №2(38) 2006, news.elteh.ru. **6.** Sung-Hun Ko. A Grid-Connected Photovoltaic System with Direct Coupled Power Quality Control / Sung-Hun Ko, Seong-Ryong Lee, Hooman Dehbonei, C.V. Nayar// IEEE Transactions, 2006.- pp.5203-5208. **7.** *Шавёлкин А.А.* Автономные инверторы и устройства на их базе/ Шавёлкин А.А.//. LAP LAMBERT Academic Publishing RU. – 2017. - 405 с. **8.** *Шавьолкін О.О.* Реалізація режиму джерела струму для каскадної схеми з послідовним з'єднанням однофазних інверторів напруги/ О.О. Шавьолкін, Г.П. Росінська // Вісник КНУТД.- К.: КНУТД, 2016. - №6(104). – С. 68-76.

Bibliography (transliterated): 1. EEE Standard 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, Jun. 1992. Print. **2.** GOST13109-97. Elektricheskaya energiya. Sovmestimost' tekhnicheskikh sredstv elektromagnitnaya. Normy kachestva elektricheskoy energii v sistemakh elektrosnabzheniya obshchego naznacheniya. M.: Gosstandart, 1998.- Vveden v Ukraine s 01.01.2000. Print. **3.** Shav'olkín O. O. "Yenergetichna yelektroníka: navch. posíbnik " *Kiívs'kiy nats. un-t. tekhnologíy ta dizaynu.* – Kiív: KNUTD, 2017. – 396 s. Print. **4.** Shavelkin A.A. "Ispol'zovaniye trekhurovnevoy topologii v silovykh aktivnykh fil'trakh" *Problemi ta perspektivi rozvitku tekhníchnikh zasobív transportu ta sistem avtomatizatsíí: Materíali mntk.* – Kharkív: KHNUMG ím. O.M. Beketova, 2014. – S.93-95. Print. **5.** Pronin M. "Aktivnyye fil'try vysshikh garmonik. Napravleniya razvitiya" *Novosti elektrotekhniki* №2(38) 2006, news.elteh.ru. **6.** Sung-Hun Ko, Seong-Ryong Lee, Hooman Dehbonei, C.V. Nayar. A Grid-Connected Photovoltaic System with Direct Coupled Power Quality Control. IEEE Transactions, 2006.- pp.5203-5208. **7.** Shavelkin A.A. Avtonomnyye invertory i ustroystva na ikh baze. LAP LAMBERT Academic Publishing RU. – 2017. - 405 s. **8.** Shav'olkín O.O., Rosíns'ka G.P. "Realízatsíya rezhimu dzherela strumu dlya kaskadnoí skhemi z poslídovnim z'êdnannyam odnofaznikh ínvertorív naprugi" *Vísnik KNUTD.- K.: KNUTD*, 2016. - №6(104). – S. 68-76. Print.

Поступила 01.05.2017

УДК 624.314

А. Ф. ЖАРКІН, чл.-кор. НАНУ, докт. техн. наук, заст. дир. з н.р., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
А. Г. ПАЗЄЄВ, канд. техн. наук., ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
В. О. НОВСЬКИЙ, докт. техн. наук, пров. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
Д. О. МАЛАХАТКА, інж. 1-ї кат., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ.

ЯКІСТЬ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ТРИФАЗНИХ АКТИВНИХ КОРЕКТОРІВ КОЕФІЦІЄНТУ ПОТУЖНОСТІ

Вступ. Одним з напрямків побудови систем електроживлення (СЕЖ) автономних об'єктів та відповідальних споживачів відносно великої потужності є комбінований принцип. За ним живлення окремих пристроїв електронної апаратури здійснюється від низки джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ), які самі живляться від стабільної проміжної мережі постійної напруги. Таку мережу створює спільний для всієї системи вхідний трифазний перетворювач (ВТП). Як зазначено у літературі [1 – 4], до переваг таких систем можна віднести можливість значного підвищення надійності за умови побудови за модульним принципом та введенням незначного резервування та широкі можливості нарощування потужності шляхом підключення додаткових модулів. Крім того, при використанні в якості ВТП трифазних активних коректорів коефіцієнту потужності (АККП), що побудовані на основі однофазних модулів АККП, можливе забезпечення як підвищеної надійності, так і найжорсткіших норм сучасних стандартів по забезпеченню ЕМС напівпровідникових перетворювачів з мережею живлення.

Розглянемо спрощену структурну схему СЕЖ, яку наведено на рис. 1. Живлення СЕЖ здійснюється від первинного джерела електроенергії, в якості якого можуть виступати автономний генератор або мережа напруги загального використання (на схемі представлені трьома джерелами ЕРС E_a, E_b, E_c, що утворюють трифазну систему, та еквівалентними опорами Za – Z0). До первинного джерела безпосередньо підключені однофазні (Z1 -Z3) та трифазне (Z4 - Z6) навантаження і ВТП з системою зворотного зв'язку (СЗЗ). Всі навантаження живляться від ДВЕЖ з вихідними напругами $U_1 – U_n$, необхідного рівня та форми. ДВЕЖ в свою чергу підключені до проміжної мережі постійної стабілізованої напруги $U_{пром}$, що утворюється ВТП.

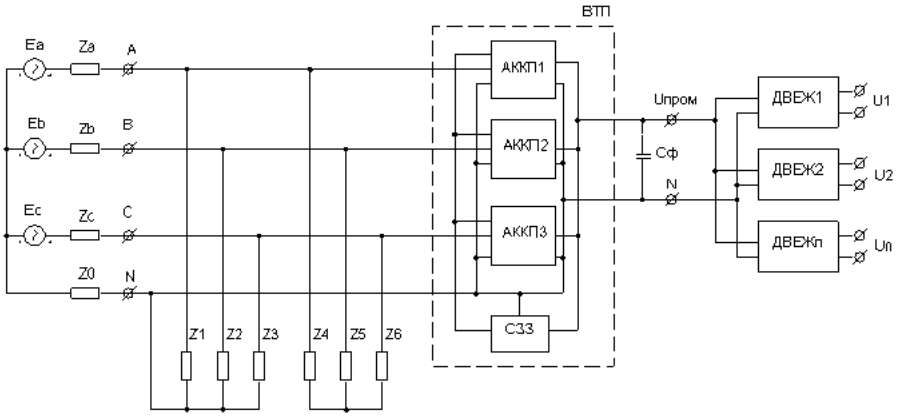


Рис. 1. Структурна схема СЕЖ.

ВТП є трифазним АККП і складається з трьох однофазних модулів АККП1-АККП3, підключених до фазних напруг джерела живлення та з'єднаних паралельно по виходу. Кожен з модулів АККП має свою систему керування (СК) та використовує спільну систему зворотного зв'язку. До виходу ВТП приєднано ємність вихідного фільтру $C_ф$ і навантаження $R_н$ (ДВЕЖ). Так як СЗЗ є спільною для трьох модулів АККП, то при симетричній вхідній мережі, симетричних однофазних і трифазних навантаженнях та однакових параметрах силових елементів модулів та їх СК забезпечується рівномірне навантаження кожного з АККП. В такому випадку трифазний АККП по відношенню до первинного джерела електроенергії є аналогом симетричного активного навантаження, а в СЕЖ мають місце симетричні режими. Наведений в [2] аналіз електромагнітних процесів у ідеальному з точки зору ЕМС з мережею трифазному АККП показав, що коли від симетричної мережі споживаються синусоїдальні, симетричні струми, синфазні з напругами живлення, то по відношенню до мережі такий перетворювач є аналогом активного, лінійного та симетричного навантаження, причому в сталих режимах вхідна потужність перетворювача не залежить від часу, а пульсації вихідної напруги, кратні частоті мережі, відсутні. Тому відпадає потреба у застосуванні фільтруючих елементів зі значними масогабаритними показниками на його виході, що призводить до покращення показників ВТП та СЕЖ в цілому.

Однак навіть при симетричній системі напруг первинного джерела електроенергії в наведеній СЕЖ можливі несиметричні режими, обумовлені неоднаковими навантаженнями фаз. В таких випадках аналіз роботи вхідного трифазного перетворювача з метою вибору значень параметрів елементів та СК і СЗЗ необхідно проводити з урахуванням можливої несиметрії трифазної системи напруг на його вході.

© А.Ф. Жаркін, А.Г. Пазєєв, В.О. Новський, Д.О. Малахатка, 2017

Метою роботи є дослідження впливу параметрів системи керування, системи зворотного зв'язку та вихідного фільтру на якість вихідної напруги трифазних АККП, що побудовані на основі однофазних модулів в стаціонарних симетричних і несиметричних режимах роботи.

Виклад основного матеріалу. Багатомодульний ВТП може бути утворений на основі однофазних АККП з гальванічним зв'язком входу і виходу та вихідною напругою, що може бути обрана на рівні амплітудного значення вхідної напруги, які було запропоновано в [5]. Такі модулі однофазних АККП можуть бути поєднані в багатомодульний трифазний АККП без використання додаткових засобів. Структурна схема трифазного перетворювача наведена на рис. 2. Номінальне значення вихідної напруги обрано близьким до максимального значення амплітуди фазної вхідної напруги, а саме 350В. Так як у ВТП кожен з модулів АККП підключений на фазну напругу, їх робота в частині примусового формування вхідного струму в трифазній схемі не відрізняється від роботи в однофазній схемі. Електромагнітні процеси в однофазних перетворювачах були детально розглянуті в [5, 6], тож зазначимо головне.

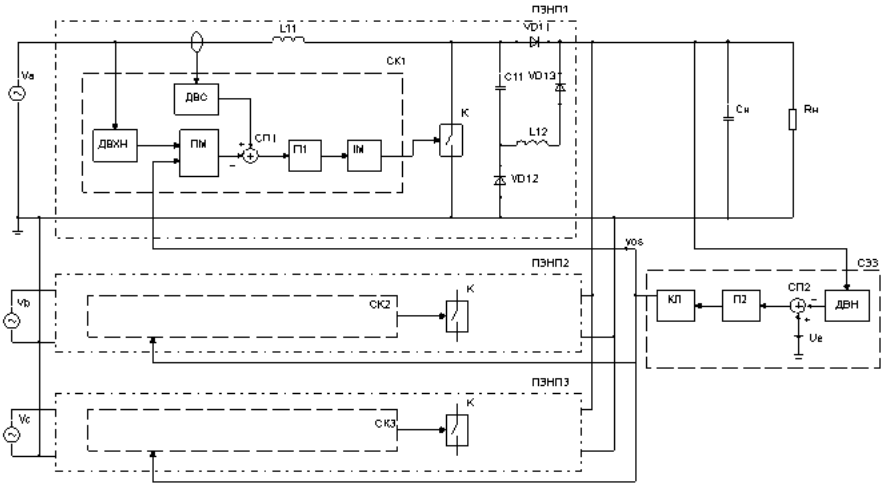


Рис. 2. Структурна схема трифазного АККП.

У СК кожного модуля за еталонний сигнал приймається сигнал з виходу перемножувача ПМ, який утворюється шляхом аналогового перемножування сигналів з ДВХН та СЗЗ. Еталонний сигнал прямо пропорційний відповідній фазній напрузі, а його рівень залежить від сигналу зворотного зв'язку *vos*. Сигнал *vos* виробляється спільною СЗЗ і є однаковим для всіх модулів. У СК порівнюються еталонний сигнал та сигнал з датчика вхідного струму, на основі чого виробляється імпульсна послідовність керування ключем змінного струму К таким чином, щоб сформувати вхідний струм, що близький до еталонного сигналу. Автоматичне керування рівнем еталонного сигналу дає змогу керувати рівнем потужності, що споживається від мережі живлення, а значить і забезпечувати стабілізацію вихідної напруги ВТП. По виходу АККП з'єднані паралельно, та підключені до конденсатору вихідного фільтру $C_н$, який згладжує високочастотні пульсації вихідної напруги, обумовлені імпульсним характером процесів у АККП та пульсацією вхідної потужності при несиметричній вхідній напрузі.

Проведемо аналіз роботи трифазного перетворювача зі стабілізованою вихідною напругою у режимах симетрії та несиметрії вхідної напруги. Дослідження проведемо за допомогою пакету MC9 на імпульсній моделі, схему якої представлено на рис. 3. Вона складається з трьох ідентичних схем імпульсних моделей однофазних перетворювачів, які поєднано у трифазну систему згідно структурної схеми рис. 2. Схеми імпульсних моделей однофазних перетворювачів описані у [7]. Вхідна трифазна система напруг утворена джерелами синусоїдальної напруги V_a, V_b, V_c, які визначаються виразами

$$\begin{aligned} V_a &= k_A U_m \sin \omega t; \\ V_b &= k_B U_m \sin(\omega t + \phi_B); \\ V_c &= k_C U_m \sin(\omega t + \phi_C), \end{aligned} \qquad (1)$$

де k_A, k_B, k_C – коефіцієнти, що відображують відхилення амплітуди напруг фаз A, B, C від номінального значення, φ_B , φ_C – фазовий зсув фаз B та C відносно фази A. Резистори R_a, R_b, R_c та R_{nul} відповідають опорам фазного та нульового проводів мережі. Конденсатори C21 – C23 на виході модулів АККП встановлені для покращення комутаційних процесів, мають ємність у одиниці мікрофарад і суттєво не впливають на характер процесів у вихідних ланцюгах. Резистори R_{2a}, R_{2b}, R_{2c} та R_{out} використовуються як шунти для вимірювання вихідних струмів модулів АККП та сумарного вихідного струму ВТП. Враховуючи, що струм крізь R_{out} має імпульсний характер, для його вимірювання використано інтегруючу ланку з елементів R_{f1}=R_{f2}=1кОм, C_{f1}=0,2мкФ. При R_{out}=0,01Ом сигнал V(CIOUT)×200, рівний напрузі на C_{f1}, дорівнює середньоінтегральному на періоді комутацій значенню вихідного струму. Інші елементи в імпульсній моделі трифазного перетворювача відповідають аналогічним елементам однофазної імпульсної моделі. Вихідний фільтр представлений конденсатором $C_н$, а навантаження – резистором $R_н$. У схемі СЗЗ моделі датчик вихідної напруги ДВН виконаний у вигляді джерела напруги, керованого напругою E4, з коефіцієнтом передачі 1/70; джерело еталонної напруги U_e - у вигляді джерела постійної напруги V1; система порівняння СП2 виконані у вигляді суматора X15 з коефіцієнтами передачі входів «-1» та «1»; підсилювач сигналу зворотного зв'язку П2 виконаний як обмежуюча ланка X14 з коефіцієнтом передачі 40 та рівнями обмеження [-10,10]; корегувальна ланка (КЛ) виконана у вигляді найпростішого фільтру на R_{k1}, $R_{к2}$, $C_{кл}$ (R_{k1}=$R_{к2}$=10кОм); обмежувач сигналу X13 введений для обмеження сигналу зворотного зв'язку

(vos на схемах) у межах [0,1], що моделює можливість фізичної реалізації каналу зворотного зв'язку на реальних компонентах. Абсолютні величини параметрів елементів вказані тут і далі, як приклад, для можливості проведення аналізу за допомогою пакету МС9.

Параметри силових елементів моделі та СК кожного з АККП були обрані на основі аналізу роботи однофазних перетворювачів для мінімізації спотворень вхідного струму [6] та забезпечення необхідної сумарної потужності трифазного перетворювача, що дорівнює потрійній потужності кожного з модулів. Параметри елементів СЗЗ були обрані для забезпечення номінальної вихідної напруги у 350В з роботи [8]. Параметри вихідної ємності та навантаження обирались дискретно, так як метою моделювання було отримати загальні оцінки роботи однофазних АККП, які поєднано у ВТП.

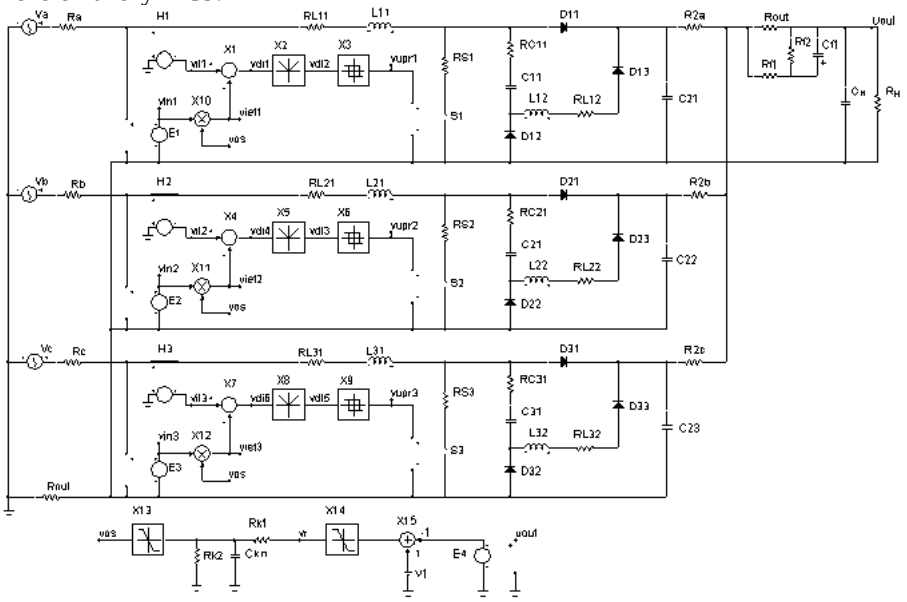


Рис. 3. Схема імпульсної моделі ВТП.

На імпульсній моделі трифазного перетворювача було проведено комплекс розрахунків у пакеті схемо технічного моделювання МС9 для різних вхідних даних. Контролю підлягали вхідні фазні струми (сигнали V(VIL1) – V(VIL3)), сигнали з датчиків вхідної напруги (V(VIN1) – V(VIN3)), вихідна напруга ВТП $U_н$ (сигнал V(UOUT)), струм у нульовому проводі I(Rnul), сигнал зворотного зв'язку v(vos) та сигнал V(CIOUT)×200.

Проведемо дослідження **симетричного** режиму, для якого значення коефіцієнтів k_A, k_B, k_C дорівнюють одиниці, фазові зсуви вхідних напруг фаз В та С дорівнюють $\varphi_B = -2\pi/3$, $\varphi_C = -4\pi/3$. Значення параметрів інших елементів моделі прийняті такими: L_{11}-L_{22}=20 мГн, C_{11}-C_{31}=1 мкФ, коефіцієнти передачі датчиків вхідної напруги E1-E3, які дорівнюють коефіцієнту k_1 , обрані для забезпечення вихідної потужності у 1,5 кВт при найменшій вхідній напрузі.

Звернемось до рис. 4 та рис. 5. На них представлені результати розрахунків величин, що підлягали контролю, для значень ΔI=0,62А, $C_н$=600мкФ, $R_н$=82Ом та значень ємності КЛ $C_{кл}$, що дорівнюють 0,1 мкФ та 5 мкФ.

З порівняння графіків вхідного струму V(VIL1) – V(VIL3) видно, що при менших значеннях ємності $C_{кл}$ вхідні фазні струми зазнають значних спотворень, що обумовлено відносно великою амплітудою пульсацій та несинусоїдальною формою сигналу зворотного зв'язку v(vos). Таку форму сигналу v(vos) при малих значеннях $C_{кл}$ (тобто при слабкій фільтрації низькочастотної складової сигналу різниці *vr*) можна пояснити не ідеальністю АККП та СК у частині формування вхідного струму та імпульсним характером останнього, що призводить до присутності в вихідному струмі ВТП (сигнал V(CIOUT)×200 на граф.) навіть при симетричній вхідній напрузі високочастотної складової, у спектрі якої присутня яскраво виражена гармоніка з потрійною частотою мережі.

З графіків V(UOUT) видно, що у вихідній напрузі перетворювача присутні пульсації на потрійній частоті мережі, рівень яких при незмінній ємності вихідного фільтру залежить від значень ємності КЛ, при цьому при більших значеннях $C_{кл}$ (5мкФ) пульсації менші (рис. 5).

У той же час при ємності $C_{кл}$=0,1мкФ (рис.4) рівень пульсацій вихідної напруги зменшується, але зростають спотворення форми вхідних струмів. Такий перебіг процесів при менших значеннях $C_{кл}$ можна пояснити тим, що при малих $C_{кл}$ фазовий зсув сигналу v(vos) відносно фази

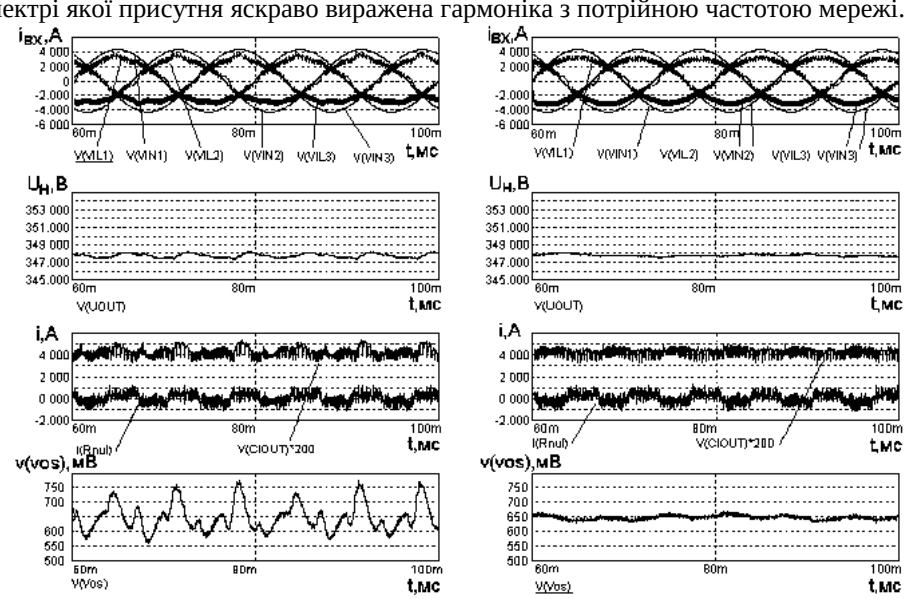


Рис.4. Симетричний режим: $C_{кл}$=0,1мкФ. Рис.5. Симетричний режим $C_{кл}$=5мкФ.

вихідної напруги наближується до 180^0, тож сигнал на виході СЗЗ має таку форму, аби зменшити пульсації напруги за рахунок зміни вихідного струму ВТП, при цьому зазнає спотворення форма вхідного струму.

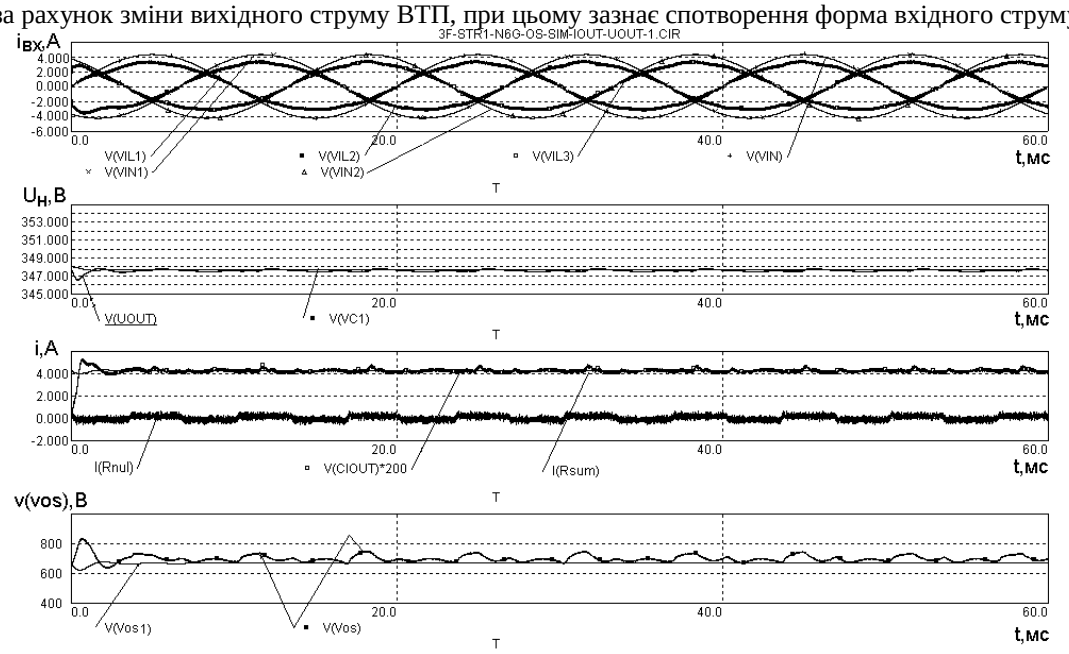


Рис. 6. Симетричний режим: ΔI=0,32А, $C_н$=600мкФ, $C_{кл}$=0,1мкФ.

Для перевірки припущення про значний вплив на описані процеси такого інтегрального показника СК як відхилення вхідного струму від еталону були проведені розрахунки роботи схеми при значеннях ΔI=0,32А, $C_н$=600мкФ та $C_{кл}$=0,1мкФ, результати яких наведено на рис.6. Порівнюючи їх з графіками на рис. 4 (на якому також $C_{кл}$=0,1мкФ) можна побачити, що при зменшенні відхилення вхідного струму від еталону як рівень пульсацій вихідної напруги, так і спотворення вхідного струму зменшуються, вихідний струм ВТП має значно кращу форму, його середньоінтегральне на періоді комутацій значення наближується до постійного в усталеному режимі. Такий результат свідчить про переважаючий вплив не ідеальності СК у частині формування вхідного струму на пульсації вихідної напруги у трифазному перетворювачі в симетричних режимах, а також про можливість забезпечити прийнятні форму як вхідного струму, так і вихідної напруги при відповідному та узгодженому виборі параметрів системи керування та параметрів системи зворотного зв'язку.

Відомо, що за малих значень сталої часу корегувальних ланок у системах зі стабілізацією вихідної напруги значно покращуються такі параметри перехідних процесів, як час встановлення вихідної напруги при перемиканнях навантаження та можливі викиди та провали вихідної напруги. Тож можливість забезпечення малих значень сталої часу корегувальної ланки при збереженні досить низьких значень спотворення вхідного струму, що обумовлені негативним впливом на еталонний сигнал струму системи зворотного зв'язку, є позитивною властивістю трифазних перетворювачів змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності у симетричних режимах вхідної трифазної напруги.

Досягнення оптимальних параметрів СК, значень вихідної ємності та параметрів СЗЗ для вказаного режиму роботи перетворювача виходять за рамки мети роботи і потребують додаткових досліджень.

На рис. 4 – рис. 6 наведено криву струму у нульовому проводі I(Rnul). Порівнюючи графіки відмітимо, що у кривій струму крім високочастотних складових наявні пульсації з потрійною частотою мережі, при чому їх рівень також залежить від значення Δ*I*, і при зменшенні Δ*I* зменшується пропорційно. Так для наведених прикладів розрахунків роботи перетворювача потужністю 1,5кВт рівень пульсацій струму у нульовому проводі на потрійній частоті мережі складає приблизно 0,35А при ΔI=0,62А та 0,27А при ΔI=0,32А.

Розглянемо надалі **несиметричний** режим роботи перетворювача. Аналіз проведемо при розрахунках роботи ВТП на імпульсній моделі, схему якої наведено на рис.3. Приймемо, що фазова несиметрія відсутня, а коефіцієнти k_A, k_B, k_C знаходяться у співвідношенні 1,1:1:0,9, що значно перевищує встановлені стандартом ДСТУ EN50160:2014 норми допустимої несиметрії напруг низьковольтної мережі, але цілком вірогідне у автономних СЕЖ. Розрахунки проведемо при значеннях опору навантаження $R_н$=82Ом та параметрах СК та СЗЗ такими ж, як і при аналізі симетричного режиму. Графіки вихідного струму ВТП зсунуті вгору на 2А.

На рис. 7 наведені графіки, отримані в результаті розрахунків при значеннях $C_н$ =600мкФ та $C_{кл}$=1мкФ. З них видно, що вхідні фазні струмі ВТП зазнають значних спотворень, пульсації вихідної напруги мають виражений несинусоїдальний характер, наявні значні періодичні несинусоїдальні пульсації сигналу зворотного зв'язку, підвищений рівень пульсацій вихідної напруги та вихідного струму ВТП на подвійній частоті мережі. Такий перебіг процесів в перетворювачі пояснюється незадовільним коефіцієнтом передачі КЛ СЗЗ, що призводить до спотворень еталонних сигналів струму і через це до негативного впливу на показники якості як вхідного струму так і вихідної напруги. Для їх покращення необхідно збільшити ємність конденсатора КЛ $C_{кл}$.

Звернемось до рис. 8 та рис. 9, на яких наведено результати розрахунків при тій же ємності вихідного фільтру $C_н$ та значеннях ємності $C_{кл}$, що дорівнюють 5 мкФ та 10 мкФ відповідно. З аналізу графіків вихідної напруги та вхідних струмів на цих рисунках помітно, що при несиметричному режимі вхідних напруг у вихідній стабілізованій напрузі ВТП переважають пульсації з подвійною частотою мережі, причому при меншому значенні ємності $C_{кл}$ пульсації вихідної напруги більші, а вхідні фазні струми зазнають спотворень.

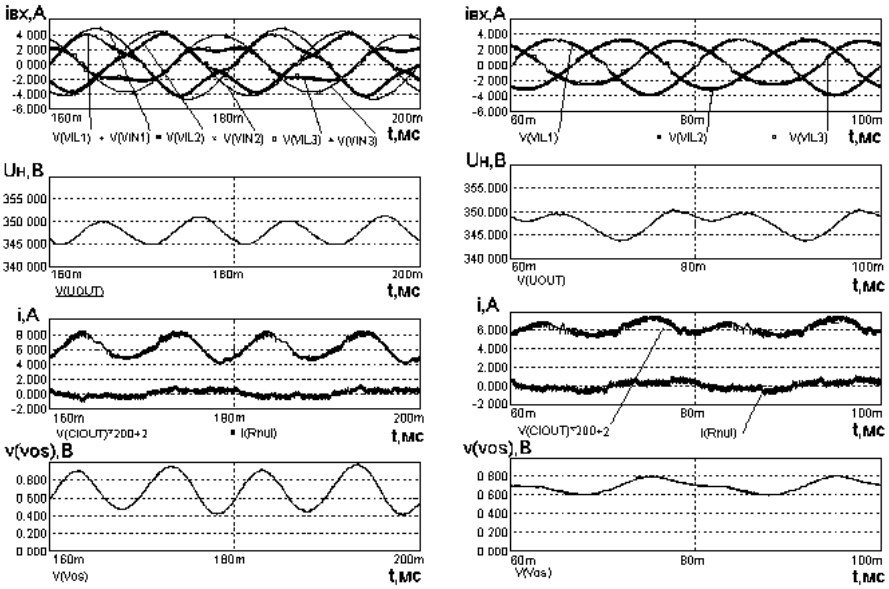


Рис.7. Несиметричний режим, $C_{кл}$=1мкФ. Рис.8. Несиметричний режим, $C_{кл}$=5 мкФ.

З аналізу графіків вхідних струмів на рис. 9 видно, що форма кривих фазних струмів у несиметричному режимі при $C_{кл}$=10мкФ є наближеною до синусоїдальної, а амплітудні значення вхідних струмів різняться приблизно так же, як і значення еталонних сигналів струму. Це пояснюється відносно великим коефіцієнтом фільтрації КЛ за прийнятих параметрів елементів та пропорційності еталонних сигналів струмів фазним напругам мережі.

З аналізу результатів розрахунків, які наведені на рис. 9 можна зробити висновок, що при відповідному виборі параметрів СК, С33 та значень вихідної ємності, можливо забезпечити наближену до синусоїдальної форму вхідних струмів при відносно невеликих значеннях пульсацій вихідної напруги.

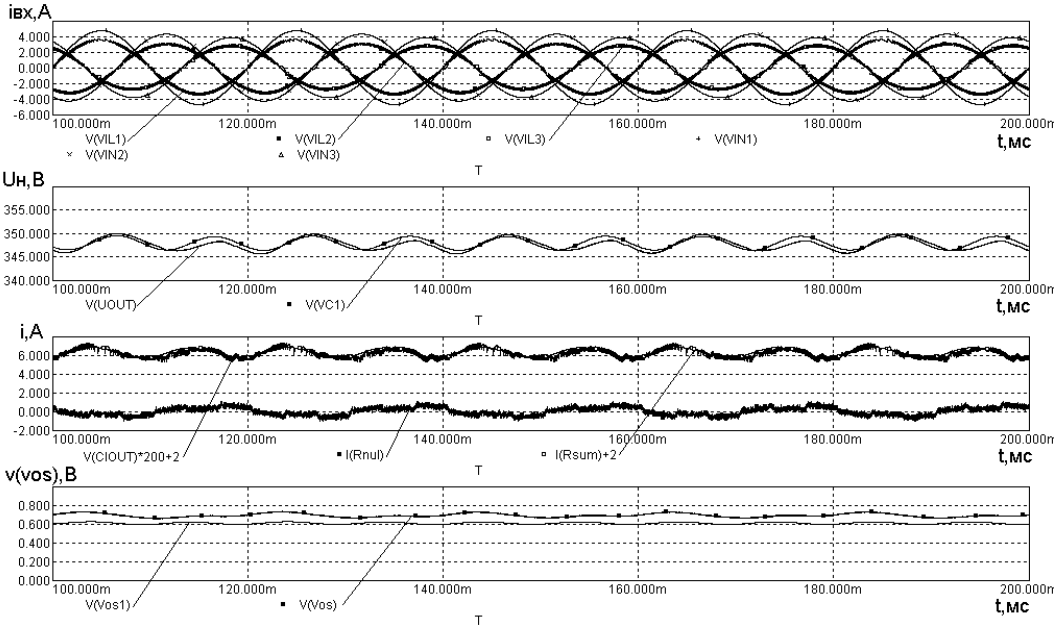


Рис. 9. Несиметричний режим. $C_н$=600мкФ, $C_{кл}$=10мкФ.

Висновки. Підсумовуючи результати наведеного аналізу роботи трифазного перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнта потужності зробимо наступні висновки.

1. Запропонована схема однофазного перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності та гальванічним зв’язком входу з виходом дозволяє на її основі побудувати трифазні перетворювачі, шляхом простого підключення окремих однофазних модулів до фазних напруг мережі, та їх паралельного з’єднання по виходу. При цьому можливо забезпечити високі значення електромагнітної сумісності з мережею та, на відміну від інших способів побудови ВТП, з'являється можливість забезпечення вихідної напруги на рівні максимального значення амплітуди фазної напруги мережі (350В для мереж 380/220В у наведених прикладах).

Робота кожного з однофазних модулів в частині формування вхідного струму не відрізняється від їх роботи у однофазній мережі. В той же час процеси у вихідних ланцюгах трифазного перетворювача змінної наруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності в значній мірі залежать від характеру вхідної трифазної системи напруг.

2. В симетричних режимах мережі у вихідній напрузі перетворювача присутні гармоніки нульової послідовності, наявність яких пов'язана з імпульсним характером формування вхідного струму та присутністю гармонік нульової послідовності у вихідному струмі однофазних модулів. Це викликано обмеженими значеннями реальних параметрів силових реактивних та перемикаючих елементів АККП, неідеальністю СК (тобто присутністю визначеного відхилення вхідного струму від еталону) та СЗЗ (кінцеве значення сталої часу КЛ). Найбільш вираженими є пульсації на потрійній частоті мережі, рівень яких в основному визначається значеннями відхилення вхідного струму від еталону. Зважуючи на незначний рівень вказаних гармонік, що складає одиниці відсотків від номінального значення вхідного струму, обумовлені ними пульсації вихідної напруги легко згладжуються відносно незначною ємністю конденсатору вихідного фільтру. При цьому у симетричному режимі можливе досягнення високих показників якості як вхідного струму, так і вихідної напруги при відносно малих значеннях сталої часу корегувальної ланки, що позитивно впливає на динамічні режими в перетворювачі.

3. В несиметричних режимах мережі при відповідному виборі параметрів СК та СЗЗ зберігається покращена ЕМС перетворювача з мережею, але у вихідній напрузі з'являються пульсації на подвійній частоті мережі, рівень яких може значно перевищувати пульсації, що визначаються імпульсним характером процесів у схемі. Тому при можливості виникнення в СЕЖ з вхідним перетворювачем несиметричних режимів вибір параметрів елементів схеми та системи керування необхідно проводити з урахуванням можливої несиметрії вхідної трифазної напруги та приймати заходи для зменшення пульсацій вихідної напруги, наприклад, за рахунок вибору більшого значення ємності вихідного фільтру та збільшення сталої часу корегувальної ланки в системі зворотного зв'язку.

Список літератури: 1. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / под. ред. В. Г. Костикова. – М: Радио и связь, 1990. – 192с. 2. Шидловский А. К. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А. К. Шидловский, А. В. Козлов, Н. С. Комаров, Г. А. Москаленко. – К.: Наукова думка, 1993. – 272 с. 3. Климов В.П. Топологии источников бесперебойного питания переменного тока (ИБП) / В.П. Климов, А.А. Портнов, В.В. Зуенко // Электронные компоненты. – 2003. – №7. Режим доступу: http://www.tensy.ru/article04.html. 4. Коваленко К. ИБП-2006: новинки и тенденции / К. Коваленко // Режим доступу: www.sib.com.ua/arhiv_2007/2007-1/2007_1_UPS_2006_1.htm. 5. Пат. України № 27643, 6 H02M7/00, 7/525. Перетворювач змінної напруги на постійну / Шидловский А.К., Комаров М.С., Москаленко Г. О., Пазєєв А.Г.; Заявник та патентовласник ІЕД НАН України. – опубл. 15.09.2000, Бюл. № 4. 6. Жаркін А.Ф. Дослідження гармонічного складу кривої вхідного струму перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнта потужності / А. Ф. Жаркін, А. Г. Пазєєв // Техн. електродинаміка. – 2006. – №4. – С. 12 – 17. 7. Шидловський А.К. Безперервні наближені моделі перетворювачів змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності / А.К. Шидловський, А.Ф. Жаркін, А.Г. Пазєєв // Техн. Електродинаміка. – 2011. – № 6. – С. 11–17. 8. Пазєєв А.Г. Аналіз статичної нестабільності вихідної напруги в активних корректорах коефіцієнта потужності / А.Г. Пазєєв // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2011. – Вип.30. – С. 24 – 28.

Bibliography (transliterated): 1. Funktsionalnyie ustroystva sistem elektropitaniya nazemnoy REA / pod. red. V. G. Kostikova. – M: Radio i svyaz, 1990. – 192s. 2. Shidlovskiy A. K. Tranzistornyie preobrazovateli s uluchshennoy elektromagnitnoy sovmestimostyu / A. K. Shidlovskiy, A. V. Kozlov, N. S. Komarov, G. A. Moskalenko. – K.: Naukova dumka, 1993. – 272 s. 3. Klimov V.P. Topologii istochnikov bespereboynogo pitaniya peremennogo toka (IBP) / V.P. Klimov, A.A. Portnov, V.V. Zuenko // Elektronnyie komponentyi. – 2003. – №7. Rezhim dostupu: http://www.tensy.ru/article04.html. 4. Kovalenko K. IBP-2006: novinki i tendentsii / K. Kovalenko // Rezhim dostupu: www.sib.com.ua/arhiv_2007/2007-1/2007_1_UPS_2006_1.htm. 5. Pat. Ukrainy № 27643, 6 H02M7/00, 7/525. Peretvoriuvach zminnoi napruhy na postiinu / Shydlovskyi A. K., Komarov M. S., Moskalenko H. O., Pazieiev A. H.; Zaiavnyk ta patentovlasnyk IED NAN Ukrainy. – opubl. 15.09.2000, Biul. № 4. 6. Zharkin A. F. Doslidzhennia harmonichnoho skladu kryvoi vkhidnoho strumu peretvoriuvacha zminnoi napruhy na postiinu z korektsiieiu koefitsiienta potuzhnosti / A. F. Zharkin, A. H. Pazieiev // Tekhn. elektrodynamika. – 2006. – №4. – S. 12 – 17. 7. Shydlovskyi A.K. Bezperervni nablyzheni modeli peretvoriuvachiv zminnoi napruhy v postiinu z aktyvnoiu korektsiieiu koefitsiienta potuzhnosti / A.K. Shydlovskyi, A.F. Zharkin, A.H. Pazieiev // Tekhn. Elektrodynamika. – 2011. – № 6. – S. 11–17. 8. Pazieiev A.H. Analiz statychnoi nestabilnosti vykhidnoi napruhy v aktyvnykh korrektorakh koefitsiienta potuzhnosti / A.H. Pazieiev // Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy. – 2011. – Vyp.30. – S. 24 – 28.

Надійшла 06.05.2017

УДК 621.331.4

В. В. ЗАМАРУЄВ, канд. техн. наук, проф., НТУ «ХПІ»;
Б. О. СТИСЛО, аспір., НТУ «ХПІ»;
Є. М. КОСАРЄВ, аспір., Дніпровський національний університет залізничного транспорту.

ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ ШЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Вступ. Залізничний транспорт є базовою галуззю національної економіки та основою її транспортної системи, забезпечує понад дві третини загального вантажо- та пасажирообігу [1] і є однією з найбільш енергоємних галузей. За приростом споживання енергоносіїв в 2010-2015 роках транспортний сектор України посів друге місце після промисловості і в загальному енергетичному балансі має питому енергоємність близько 25…30 %. В загальнодержавному балансі електроспоживання залізниці України посідають 4 місце за енергоємністю виробництва. Більше 80 % енерговитрат електрифікованого транспорту припадає на електричну тягу. У собівартості таких перевезень енергетична складова сьогодні оцінюється на рівні 21…25 % і має тенденцію до зростання. Зниження цього показника потребує розвитку інноваційних енергозберігаючих технологій та безпосередньо пов'язано з реалізацією програми сталого розвитку «Україна – 2020» [2].

Впровадження швидкісного руху, збільшення вагових норм потягів обумовлює необхідність нарощування провізної здатності залізниць, але застосовувані системи тягового електропостачання постійного струму не завжди в змозі забезпечити передачу для цих потягів електричної енергії необхідної потужності і високої якості. До числа основних обмежень відноситься зниження напруги на струмоприймачі електровоза нижче допустимого для нормальної експлуатації значення 2700 В (для швидкісного руху 2900 В) і нагрівання проводів контактної мережі, що призводить до втраті їх механічної міцності. [3].

Підвищення енергоефективності та зниження енергоємності залізничної галузі згідно з [4] можливе за рахунок впровадження систем електричної тяги з використанням батарейних систем накопичення енергії (БСНЕ) (BESS – battery energy storage system) призначених для запасання енергії рекуперації та компенсації піків споживаного струму і провалів напруги при поверненні енергії з накопичувача в контактну мережу. Така система не є новою і експлуатується з 1988 р. Але поява нових типів акумуляторних батарей та двошарових конденсаторів створили основу для побудови високоефективних батарейних підстанцій (ABS – auxiliary battery substation), які широко використовуються для підвищення ефективності електрифікованого рейкового транспорту США та Японії. Дослідницька діяльність в області накопичувачів для залізничних систем спрямована в основному на метро та легкорейкові мережі [5-7]. Але в [8] представлено дослідження роботи ділянки постійного струму 3,0 кВ довжиною 15,8 км з консольним живленням контактної мережі та застосуванням ABS. В порівнянні з базовим розрахунком (без застосування ABS) при проходженні ділянкою поїзда ETR 1000 з встановленою швидкістю 125 км/год включення батарейної підстанції потужністю 2 та 4 МВт зменшило втрати напруги на 15 та 20,16 % і потужності на 3,75 та 4,89 % відповідно.

Постановка задачі. Нерівномірність споживання енергії протягом доби – одна з основних проблем систем тягового електропостачання залізничного транспорту та енергетики в цілому. Типовий графік споживання електроенергії в системі електропостачання залізниці має свої максимальні та мінімальні значення впродовж доби та на інтервалах проходження ділянки рухомим складом. У результаті, спостерігаються локальні надлишок і недостача енергії, що призводить до виходу за встановлені норми показників якості електроенергії в системі електропостачання рухомого складу. У тягових мережах постійного струму 3 кВ найважливішими показниками якості електроенергії є відхилення та коливання напруги. Згідно з основним документом, що регламентує роботу залізниць України [9], в системі тягового електропостачання (СТЕ) постійного струму відповідність електроенергії нормам якості визначають лише за двома термінами, що встановлюють рівні напруги: найбільший та найменший. Відхилення та коливання напруги в [10] визначають, відповідно, як тривалі зміни напруги, що призводять до зміни швидкості руху електрорухомого складу та короткочасні, що до такої зміни не призводять.

Очевидним засобом утилізації надлишкової енергії з наступним поверненням її до мережі під час недостачі є застосування накопичувачів електричної енергії. Застосування керованих накопичувачів електричної енергії в системі електроживлення дає змогу вирішувати широкий спектр завдань, таких як: зниження витрат на виробництво електроенергії шляхом згладжування профілю завантаження мережі; збільшення терміну експлуатації обладнання мережі, зниження пікового навантаження на тягові підстанції (ТП); поліпшення якості електричної енергії; підвищення загальної надійності енергетичних систем; дозволяє інтегрувати альтернативні джерела електричної енергії в існуючу електромережу, утилізувати енергію рекуперації.

В свою чергу, використання накопичувачів електроенергії призведе до ускладнення розрахунку енергетичних показників СТЕ. Розрахунок керованої розподіленої СТЕ повинен передбачати розташування на міжпідстанційній зоні ряду підсилюючих пунктів (ПП) з можливістю регулювання їх вихідної потужності в режимі реального часу. Вочевидь зміна схеми електропостачання призведе до додаткових ускладнень при моделюван-

© В.В. Замаруєв, Б.О. Стисло, Є.М. Косарєв, 2017

ні. Такі ускладнення будуть пов'язані з урахуванням впливу сусідніх фідерних зон та раціональним примусовим розподілом потужності паралельно працюючих тягових підстанцій і підсилюючих пунктів для забезпечення мінімуму втрат електричної енергії в тяговій мережі [11]. Апріорі концепція розподіленого живлення з керованими (некерованими) тяговими підстанціями та керованими підсилюючими пунктами передбачає підсилення впливу явища вирівнюючих струмів і, як наслідок, ускладнення розрахунку цих струмів через наявність більшої кількості джерел з різною напругою на шинах.

Матеріали досліджень.

На кафедрі «Інтелектуальні системи електропостачання» Дніпровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна розроблений програмний комплекс «iSET» [12] за допомогою якого проведені оціночні розрахунки показників системи тягового електропостачання дослідної ділянки з підсилюючими пунктами. Дослідна ділянка, яку покладено до основи програмного комплексу, знаходиться на Київському напрямку Придніпровської залізниці, має загальну протяжність 29,6 км, налічує три тягові підстанції (ТП) та характеризується наявністю рекуперативної зони між ТП-2 та ТП-3 (рис. 1).

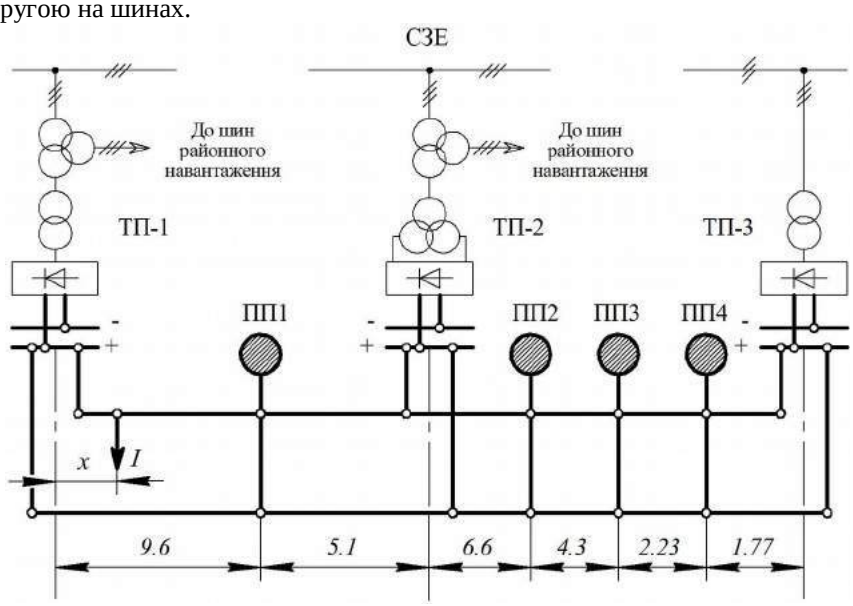


Рис. 1. Схема дослідної ділянки з підсилюючими пунктами

Слід відзначити, що тягові підстанції не обладнані інверторними агрегатами.

Живлення тягової мережі М120+2МФ100+А185+Р65 здійснюється за вузловою та паралельною схемами. В результаті експериментальних досліджень на даній ділянці було отримано напругу на струмоприймачі та струм споживання електрорухомим складом (ЕРС), який використовувався в подальших розрахунках (рис. 2). При проведенні експерименту на ділянці знаходився лише дослідний ЕРС.

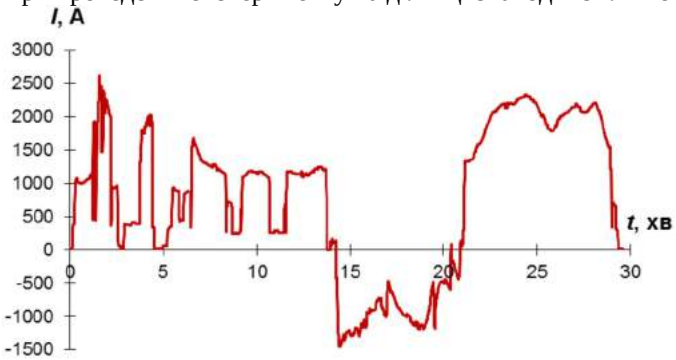


Рис. 2. Струм споживання електрорухомим складом

Розрахунок в програмному середовищі «iSET» передбачає побудову матриці схеми. Дана матриця визначає топологію розрахункової ділянки на координатній сітці, напругу холостого ходу тягових підстанцій, їх внутрішній опір, вузли підключення живлячих фідерів до контактної мережі та вузли з'єднання контактних підвісок. Стовпчики матриці визначають координату кожного підключення, а рядки – тип підключення та параметр джерела живлення. Для ділянки рис. 1, матриця схеми матиме вигляд рис. 3.

$$S=\begin{vmatrix} 0 & 9{,}6 & 14{,}7 & 21{,}3 & 25{,}6 & 27{,}93 & 29{,}6 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 3388 & 0 & 3392 & 0 & 0 & 0 & 3381 \\ 0{,}095 & 0 & 0{,}091 & 0 & 0 & 0 & 0{,}298 \end{vmatrix}$$

Координата, км
Підключення ТП/ПП до першої колії
Підключення ПСК/ППЗ
Підключення ТП/ПП до другої колії
Напруга холостого ходу ТП, В
Внутрішній опір ТП, Ом

Рисунок 3 – Матриця схеми

Напруги холостого ходу тягових підстанцій та їх внутрішній опір були визначені за формулою (1) та (2) відповідно [10].

$$U_0=\frac{U_{ном}}{1-A\cdot\left(\frac{u_k}{100}+\frac{n_0\cdot S_{ном}}{S_{КЗ}}\right)}, \qquad (1)$$

де $U_{ном}$ – номінальна напруга на шинах тягової підстанції, В;

A – коефіцієнт відносного нахилу зовнішньої характеристики випрямного агрегату, що залежить від схеми випрямлення; для шестипульсної A = 0,5, для дванадцятипульсової A = 0,26;

u_k – напруга короткого замикання трансформатора перетворювального агрегату, %;

n_0 – загальне число перетворювальних агрегатів на тяговій підстанції;

$S_{ном}$ – номінальна потужність первинної обмотки трансформатора одного перетворювального агрегату, кВА;

$S_{кз}$ – потужність короткого замикання на шинах від яких отримують живлення перетворювальні агрегати, кВА.

Внутрішній опір тягової підстанції:

$$\rho = \frac{U_0}{I_{ном}} \cdot A \cdot \left(\frac{u_k}{100 \cdot n} + \frac{S_{ном}}{S_{КЗ}} \right), \qquad (2)$$

де $I_{ном}$ – номінальний струм перетворювального агрегату, А;

n – число працюючих агрегатів на тяговій підстанції.

При розрахунках приймалось, що на дослідній ділянці на пунктах секціонування та пункті паралельного з'єднання встановлено підсилюючі пункти з максимальним струмом генерації 1000 А кожен. В результаті проведення розрахункових досліджень отримані часові залежності зміни напруги на струмоприймачі ЕРС при роботі підсилюючих пунктів (рис. 4) та потужності втрат в тяговій мережі (рис. 5).

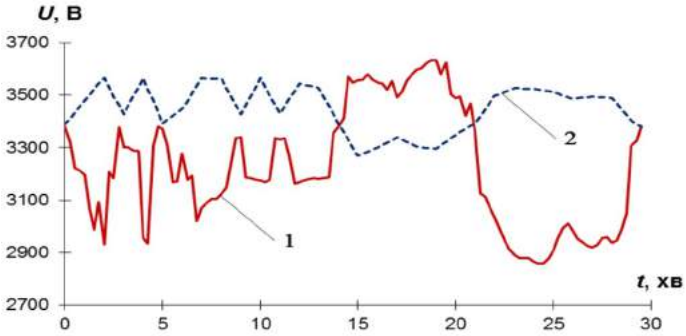


Рис. 4. Напруга на струмоприймачі ЕРС:
1 – експериментальні дослідження;
2 – розрахунок при роботі підсилюючих пунктів

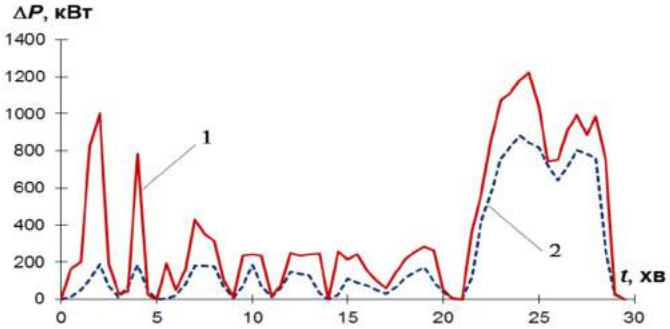


Рис. 5. Потужність втрат в тяговій мережі:
1 – розрахунок без підсилюючих пунктів;
2 – розрахунок при роботі підсилюючих пунктів

З аналізу графіків напруги видно, що підсилюючі пункти використовуються тяговою енергосистемою в якості буфера: генерують додаткову енергію під час знаходження ЕРС в режимі тяги, та накопичують її під час рекуперативного гальмування, тим самим зменшуючи відхилення напруги на струмоприймачі. Середнє значення відхилення напруги на струмоприймачі зменшилось з 7% до 2,75%. При цьому також зменшився розмах зміни напруги з 775 до 297 В. Як видно з рис. 4, потужність втрат в тяговій мережі також зменшились. В цілому, потужність втрат електроенергії за час руху поїзда розрахунковою ділянкою при застосуванні підсилюючих пунктів зменшились на 41,7 %.

Особливості застосування накопичувачів електричної енергії в системі електроживлення залізниці. Незважаючи на наявність великої кількості типів електрохімічних накопичувачів електричної енергії, вибір конкретного типу акумулятора для енергетичних задач обмежується певними вимогами [3]. При виборі конкретного типу накопичувача необхідно враховувати як технічні, так і економічні характеристики. До технічних характеристик можна віднести: ККД, кількість зарядно-розрядних циклів, час заряду, здатність до перевантажень (можливість віддачі імпульсних струмів), частотні характеристики (здатність швидко віддавати енергію). До факторів, що впливають на економічні показники, варто віднести загальну вартість батареї, її час життя. На залізниці БСНЕ може бути розміщено як на ТП і, бажано, між ними на ПП, так і безпосередньо на локомотиві. Оскільки застосування БСНЕ на залізниці забезпечує якість електричної енергії, визначальними факторами є перевантажувальна здатність, частотні характеристики і час заряду. При розміщенні БСНЕ безпосередньо на рухомому складі, визначальним фактором є питома маса накопичувача.

У випадку розміщення БСНЕ на ПП дослідної ділянці (рис. 1), в результаті моделювання було отримано струми споживання для кожного з чотирьох ПП ділянки (рис. 6).

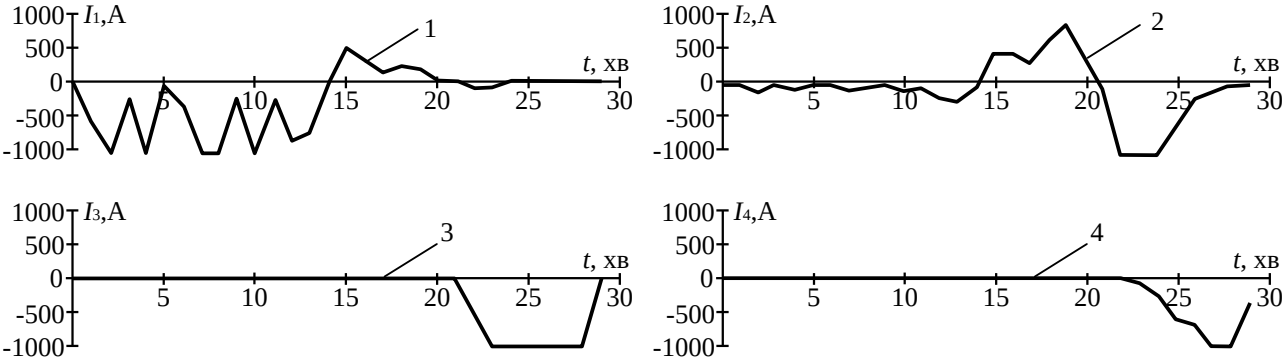


Рис. 6 – Струми споживання ПП

Для забезпечення підсилюючого струму на протязі всього часу проходження ЕРС через дослідну ділянку, необхідно визначити ємності БСНЕ кожного з чотирьох ПП. Знехтувавши величиною енергії рекуперації (припустивши що до БСНЕ не надходила енергія, а лише споживалася на протязі всього інтервалу руху, якщо $i_n > 0$, то вважаємо $i_n = 0$), для дискретних вимірів струму споживання, ємність накопичувача визначається:

$$Q = \Delta t \sum_{0}^{n-1} |i_n| \ , \qquad (3)$$

де Q – ємність БСНЕ, А·год;

n – порядковий номер дискретного виміру;

i – миттєве значення струму споживання БСНЕ, А;

Δt – крок дискретизації вимірів струму споживання, год.

З (3) було отримано значення ємностей ПП1-ПП4 140 А·год, 79 А·год, 109 А·год, 60 А·год відповідно. Видно, що підсилюючі пункти мають досить незначні ємності накопичувачів. Як зазначалося в [3], найкращою сукупністю енергетичних та експлуатаційних характеристик на сьогоднішній день мають $LiFePO_4$ акумулятори. Окрім високої питомої енергоємності, вони мають високу перевантажувальну здатність (номінальний струм розряду складає 3С, короткочасний імпульсний струм розряду – 8С) [13].

Для забезпечення необхідної ємності ПП1 (140 А·год) достатньо паралельно з'єднати п'ять акумуляторних батарей типу IFP117 3.2V 30Ah, проте, за умови максимального струму споживання 1 кА, кількість паралельно з'єднаних батарей має визначатися номінальним струмом споживання.

Номінальна напруга БСНЕ кожного з ПП має бути компромісом між технічними і економічними вимогами. В роботах авторів [14, 15] розглянуто топологію DC/DC перетворювача, який може виконувати функції узгоджуючого перетворювача між БСНЕ і контактною мережею 3,3 кВ. Перетворювач може здійснювати обмін енергією в двох напрямках, має властивість розділеної комутації. При виборі номінальної напруги низьковольтної частини перетворювача, що підключається до БСНЕ, перевагу надано силовим ключам з класом робочої напруги 1,2 кВ, що відповідає номінальній робочій напрузі БСНЕ 600 В.

Частотні характеристики батареї. Кожен з існуючих типів накопичувачів енергії має власні робочі режими, характерні конструктивні та енергетичні параметри. Комбінації цих характеристик визначають раціональні межі експлуатації. Однією з найважливіших енергетичних характеристик БСНЕ є частотний діапазон ефективної роботи накопичувача (частотні характеристики). Верхня межа діапазону зумовлена параметрами паразитних елементів в еквівалентній схемі накопичувача [16]. Частотні діапазони ефективної роботи накопичувачів є різними для існуючих типів накопичувачів електричної енергії і, зазвичай, не перекриваються між собою. Для розширення частотного діапазону в [17-19] запропоновано ідею гібридної БСНЕ, що складається з накопичувачів з різними частотними характеристиками. Очевидно, що якщо конкретний тип накопичувача не може компенсувати коливання потужності на високій частоті, то компенсувати їх повинен накопичувач іншого типу. Це рішення, в першу чергу, дозволяє розширити частотний діапазон ефективної роботи БСНЕ, забезпечуючи ефективний обмін енергією в кожній частотній області.

Для розробки гібридних БСНЕ пропонується спосіб, що визначає мінімальну встановлену потужність кожного з типів накопичувачів, що входять до гібридної БСНЕ. Спосіб заснований на аналізі статистичних даних вимірів струму та напруги в місці встановлення ПП. Проаналізувавши частотний спектр струму споживання ЕРС (Рис. 7), можна задатись мінімально значущою амплітудою струму пульсацій за енергетичним або іншим критерієм, що обумовлює значущі компоненти струму. На частотній осі відзначають області ефективної роботи кожного з типів накопичувачів (Δf_1, Δf_2 Рис. 7), що перекривають частотний діапазон значущих компонентів струму. Частотні компоненти струму, що не ввійшли до області ефективної роботи накопичувачів не будуть компенсуватись БСНЕ. Значущі компоненти струму визначають мінімальну ємність кожного з типів накопичувачів, але для визначення номінальної ємності накопичувача до уваги мають прийматись і компоненти струму, що не перевищують мінімально значущої величини, але увійшли до області ефективної роботи накопичувачів. Ємності накопичувачів отримуються в процентному співвідношенні до повної ємності БСНЕ.

Висновки.

– актуальним варіантом підсилення системи 3,0 кВ постійного струму є установка підсилюючих пунктів на міжпідстанційній зоні. Економічний ефект досягається за рахунок зменшення перетину проводів контактної мережі, зменшення енергії втрат, підтримки необхідного рівня напруги в контактній мережі і збільшення коефіцієнта використання потужності основного енергетичного обладнання при зниженні його встановленої потужності.

– ефективність системи розподіленого типу, особливо при застосуванні альтернативних джерел живлення, буде значно вищою при застосуванні батарейних систем накопичення енергії. Використання БСНЕ в системі тягового електропостачання дозволяє частково або повністю усунути нерівномірності енергоспоживання, приймати надлишкову енергію рекуперації, підтримувати на певному рівні потужність тягової підстанції під час експлуатації та зменшити втрати енергії в зовнішній системі електропостачання.

– керування кожною БСНЕ в режимі реального часу надає можливість перерозподіляти споживану потужність вздовж тягової мережі.

– використання гібридних БСНЕ дозволить експлуатувати накопичувачі електричної енергії в оптимальних частотних діапазонах.

– використання статистичних даних вимірів струму та напруги в місці встановлення ПП дозволяє визначити як потрібну ємність БСНЕ, так і потрібну кількість типів накопичувачів і процентне співвідношення їх ємностей.

Список літератури: **1.** *Гончаров Ю.П.* Повышение эффективности функционирования тягового электроснабжения при применении возобновляемых источников электрической энергии. / Ю. П. Гончаров, В. Г. Сыченко, Д. А. Босый, М. С. Пастушенко, Е. Н. Косарев //Problemy Kolejnictwa, czasopismo naukowe wydawane / Instytut Kolejnictwa. – Warszawa, 2014. – Zeszyt 162. – С. 65-82. **2.** Указ Президента України Про Стратегію сталого розвитку "Україна - 2020" м. Київ 12 січня 2015 року № 5/2015. **3.** *Сиченко В. Г.* Дослідження режимів напруги в системі тягового електропостачання постійного струму / В. Г. Сиченко, Є. М. Косарєв, П. В. Губський, В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, Б. О. Стисло // Електрифікація транспорту – 2016. – № 11. – С. 61-70. **4.** Енергетична стратегія України на період до 2030 року. **5.** *Lee Hanmin, Kim Gildong, Lee Changmu, Joung Euijin* Failed Test of DC 1500 V Stationary Energy Storage System // International Journal of Railway, Vol. 5, No. 3 – September 2012, pp. 124 – 128. **6.** *Z. Li, S. Hoshina, N. Satake, M. Nogi,* "DC/DC converter development for battery energy storage supporting railway DC feeder system" in 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, IEEE 2015, pp. 1655-1660. **7.** *T. Konishi, M. Tobita* Fixed Energy Storage Technology Applied for DC Electrified Railway (Traction Power Substation) in Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, IEEE 2012, pp.1-6. **8.** *Vincenzo Galdi; Giuseppe Graber; Antonio Piccolo; Alfonso Capasso; Regina Lamedica; Alessandro Ruvio* Energy management of Auxiliary Battery Substation supporting high-speed train on 3 kV DC systems Vito Calderaro; Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on 22-25 Nov. 2015. **9.** Правила технічної експлуатації залізниць України. **10.** *Марквардт К. Г.* Электроснабжение электрифицированных железных дорог / К. Г. Марквардт. – М.: Транспорт, 1982. – 528 с. **11.** *Аржаниikов Б.А.* Система управляемого электроснабжения электрифицированных железных дорог постоянного тока: монография / Б. А. Аржанников, 2010 – 176 с. **12.** Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №60711: комп'ютерна програма «Інетелектуальна система електропостачання «iSET» Босий Д. О., Косарєв Є. М., дата реєстрації 20.07.15. **13.** http://a123.com.ua. **14.** *В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло и др.* О «критической» частоте преобразования двухзвенных преобразователей постоянного напряжения со звеном на основе инвертора тока / Електротехніка і електромеханіка – Харків: 2016. Спец. випуск №4(1) Том 1. с. 31-36. **15.** *Ивахно В.В., Замаруев В.В., Стысло Б.А.* О возможности снижения динамических потерь в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения с разделенной коммутацией/Проблеми сучасної електротехніки – 2014, XIII Міжнародна науково-технічна конференція, 2-6 червня, 2014 Київ, Україна: Технічна електродинаміка. Інститут електродинаміки Національної академії наук України № 4, 2014 (июль/август) С. 84 – 86. **16.** http://egdk.ttu.ee/files/parnu2015/Parnu_2015_055-057.pdf **17.** *V. Zamaruiev,* "Battery energy storage system for use in smart power systems" *Energy saving, energetics, energy audit. Special edition, 2013. pp. 77-84.* **18.** *Damith B.* "Single-Phase Grid-Connected LiFePO4 Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System with Interleaved Boost Inverter" *DOI 10.1109/TPEL.2014.2372774.* **19.** *A. Kuperman and I. Aharon,* "Battery–ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, pp. 981-992, 2011.

Bibliography (transliterated): **1.** *Honcharov Y.P.* Povyishenie effektivnosti funktsionirovaniya tyagovogo elektrosnabzheniya pri primenenii vozobnovlyaemyih istochnikov elektricheskoy energii. / Yu.P. Goncharov, V. G. Syichenko, D. A. Bosyiy, M. S. Pastushenko, E. N. Kosarev //Problemy Kolejnictwa, czasopismo naukowe wydawane / Instytut Kolejnictwa. – Warszawa, 2014. – Zeszyt 162. – C. 65-82. **2.** Ukaz Prezydenta Ukrayiny Pro Strategiyu stalogo rozvytku "Ukraine - 2020" m. Kyiv January, 12 2015 № 5/2015. **3.** *Sychenko V. G.* Doslidzhennya rezhymiv naprugy v systemi tyagovogo elektropostachannya postijnogo strumu / V. G. Sychenko, Ye. M. Kosaryev, P. V. Gubskyj, V. V. Zamaruiev, V. V. Ivakhno, B. O. Styslo // Elektryfikaciya transportu – 2016. – № 11. – C. 61-70. **4.** Energetychna strategiya Ukrayiny na period do 2030 roku. **5.** *Lee Hanmin, Kim Gildong, Lee Changmu, Joung Euijin* Failed Test of DC 1500 V Stationary Energy Storage System // International Journal of Railway, Vol. 5, No. 3 – September 2012, pp. 124 – 128. **6.** *Z. Li, S. Hoshina, N. Satake, M. Nogi,* "DC/DC converter development for battery energy storage supporting railway DC feeder system" in 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, IEEE 2015, pp. 1655-1660. **7.** *T. Konishi, M. Tobita* Fixed Energy Storage Technology Applied for DC Electrified Railway (Traction Power Substation) in Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, IEEE 2012, pp.1-6. **8.** *Vincenzo Galdi; Giuseppe Graber; Antonio Piccolo; Alfonso Capasso; Regina Lamedica; Alessandro Ruvio* Energy management of Auxiliary Battery Substation supporting high-speed train on 3 kV DC systems Vito Calderaro; Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on 22-25 Nov. 2015. **9.** Правила технічної експлуатації залізниць України. **10.** *Markvardt K. G.* Elektrosnabzhenie elektrifitsirovannyih zheleznyih dorog / K. G. Markvardt. – M.: Transport, 1982. – 528 s. **11.** Arzhaniikov B.A. Sistema upravlyaemogo elektrosnabzheniya elektrifitsirovannyih zheleznyih dorog postoyannogo toka: monografiya / B. A. Arzhannikov, 2010 – 176 p. **12.** Svidoctvo pro reyestraciyu avtorskogo prava na tvir #60711: Kompyuterna programa «Inetelektualna systema elektropostachannya «iSET» Bosy D. O., Kosaryev Ye. M., data reyestraciyi 20.07.15. **13.** http://a123.com.ua. **14.** *V.V. Ivakhno, V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo, A.S. Yasko.* O «kriticheskoj» chastote preobrazovaniya dvuhzvennyih preobrazovateley postoyannogo napryazheniya so zvenom na osnove invertora toka / Elektrotehnika i elektromehanika – Kharkiv: 2016. Spets. vipusk №4(1) Tom 1. p. 31-36. **13**. V.V. Ivakhno, *V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo* O vozmozhnosti snizheniya dinamicheskih poter v dvuhzvennom preobrazovatele postoyannogo napryazheniya s razdelennoy kommutatsiey / Problemy suchasnoi elektrotehniki – 2014, Kyiv, Ukraine: № 4, 2014 (July/August) p. 84 – 86. **16.** http://egdk.ttu.ee/files/parnu2015/Parnu_2015_055-057.pdf **17.** *V. Zamaruiev,* "Battery energy storage system for use in smart power systems" *Energy saving, energetics, energy audit. Special edition, 2013. pp. 77-84.* **18.** *Damith B.* "Single-Phase Grid-Connected LiFePO4 Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System with Interleaved Boost Inverter" *DOI 10.1109/TPEL.2014.2372774.* **19.** *A. Kuperman and I. Aharon,* "Battery–ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, pp. 981-992, 2011.

Надійшла 29.05.2017

УДК 62-83:612.313

Г. С. БЕЛОХА, канд. техн. наук, доц., Донбасский государственный технический университет, Лисичанск.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНО СОВМЕСТИМЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

Введение. В промышленности широко применяется нагрев металла, выбор метода нагрева существенно влияет на его качество. Высокочастотный индукционный нагрев на базе полупроводниковых преобразователей применяется в различных технологических операциях, в том числе и для нагрева заготовок перед пластической деформацией (ковкой, штамповкой, прокаткой и т.д.).

По сравнению с другими видами нагрева индукционный нагрев обладает множеством преимуществ, таких как экономичность, бесконтактность, высокая интенсивность нагрева и возможность качественного и точного управления процессом нагрева заготовок.

При нагреве под пластическую деформацию необходимо поддерживать равномерную температуру нагрева. Высокая температура приводит к существенному изменению магнитной проницаемости, удельного сопротивления, что приводит к изменению полного сопротивления системы «индуктор–нагреваемое тело».

Устройства индукционного нагрева являются сложными техническими объектами, в которых происходят физические процессы, имеющие различную природу. Источник питания является одним из главных звеньев цепи. Наиболее эффективными источниками питания для устройств индукционного нагрева перед последующей пластической деформации являются тиристорные и транзисторные преобразователи частоты. Транзисторные инверторы являются предпочтительными, поскольку имеется возможность выключения транзистора, не в нуле тока, а тогда, когда это необходимо. Использование резонансных инверторов с транзисторами и обратными диодами позволяет исключить бестоковые паузы тока нагрузки, что значительно улучшает гармонический состав выходного тока. Так же наличие обратных диодов позволяет исключить возможность возникновения перегрузок по напряжению.

Источники питания индукционного нагрева являются преобразователями частоты, которые преобразуют мощность питающей сети (50 Гц) в требуемую однофазную мощность на частоте, необходимой для процессов индукционного нагрева [1, 2].

Одной из основных задач силовой электроники является обеспечение электромагнитной совместимости полупроводниковых преобразователей с питающей сетью переменного тока, международные и государственные стандарты жестко ограничивают эмиссию в сеть высших гармоник тока. Большинство современных потребителей электрической энергии являются нелинейными нагрузками, что приводит к искажению формы потребляемого из сети тока. Использование активных выпрямителей в составе преобразователей частоты для индукционного нагрева позволяет решить проблему электромагнитной совместимости.

Обобщенная схема преобразователей частоты представлена на рисунке 1. Она имеет входной выпрямитель, обеспечивающий необходимую постоянную величину выходного напряжения, фильтр для согласования работы, резонансный инвертор и нагрузку.

Возможны три способа регулирования параметров нагрузки:

– стабилизация напряжения на нагрузке;

– стабилизация тока звена постоянного тока на номинальном уровне, в этом режиме нагрузке передается максимальная мощность;

– стабилизация мощности нагрузки для равномерного нагрева заготовки.

Поскольку нагрев осуществляется перед пластической деформации, то необходимо точно и непрерывно регулировать мощность нагрузки для равномерного нагрева заготовки.

Цель работы. Разработка преобразователя частоты электромагнитно совместимого с сетью для индукционного нагрева с регулированием и стабилизацией мощности нагрузки .

Материал и результаты исследований.

Функциональная схема предлагаемого преобразователя частоты представлена на рисунке 2.

Преобразователь частоты состоит из активного выпрямителя формирующего синусоидальные токи потребляемые из сети, обеспечивая электромагнитную совместимость преобразователя с сетью, звена постоянного напряжения, выходное напряжение которого обеспечивает питания резонансного инвертора, резонансного инвертора, преобразующего постоянный ток в однофазный высокочастотный переменный ток, нагрузки и системы управления.

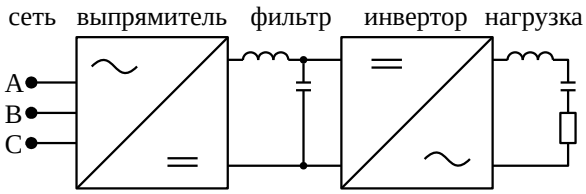


Рис. 1 Схема преобразователя частоты для индукционного нагрева

© Г.С. Белоха, 2017

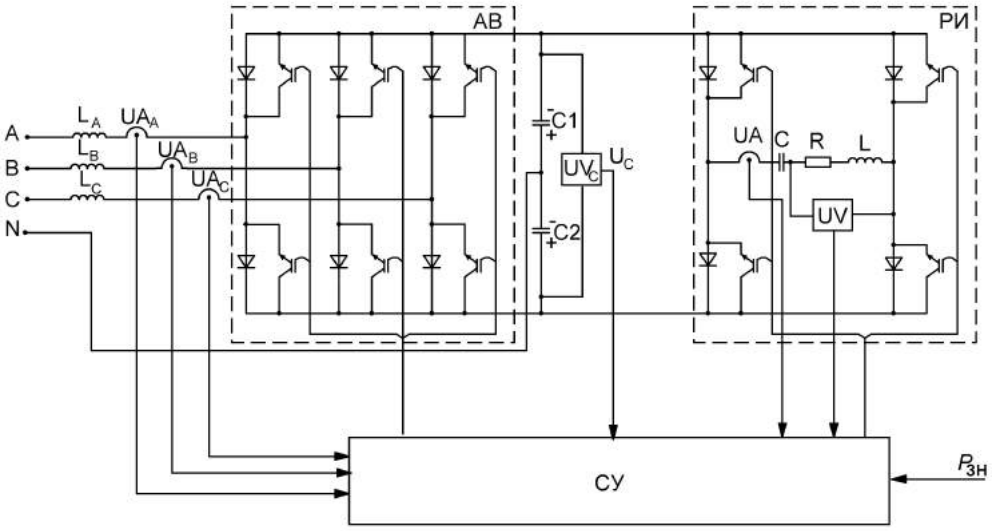


Рис. 2 Функциональная схема преобразователя частоты

Активный выпрямитель (АВ) представляет собой трехфазной мостовой выпрямитель на IGBT транзисторах с обратными диодами. Выход транзисторного моста подключен к последовательно соединенным конденсаторам *C*1 и *C*2, точка соединения которых подключена к нейтрале сети. При этом входы активного выпрямителя через формирующие дроссели L_A, L_B, L_C и датчики потребляемых из сети токов UA_A, UA_B, UA_C подключены к фазам питающей сети. На выходе емкостного накопителя напряжение не имеет пульсаций, что позволяет обеспечить стабильность напряжения питания для резонансного инвертора.

Объединение выхода активного выпрямителя с емкостным накопителем и резонансным инвертором позволяет осуществить раздельное и независимое управление процессами формирования мощности в нагрузке и качеством потребляемого из сети тока.

Индуктор и заготовка заменяется электрической схемой замещения в виде последовательного соединения активного сопротивления *R* и индуктивного *L*, учитывающих параметры индуктора и заготовки. Емкость С в нагрузочном контуре выбирается для обеспечения резонанса.

Резонансный инвертор (РИ) представляет собой мостовой инвертор напряжения на IGBT транзисторах с обратными диодами , последовательный резонансный контур *RLC*, систему управления СУ, датчики тока *UA* и напряжения *UV* на нагрузке.

В ферромагнитных материалах, электрическое сопротивление и магнитная проницаемость зависит от температуры. Таким образом, полное сопротивление цепи изменяется в течение цикла нагрева. Для качественного нагрева необходимо постоянство мощности подводимой к нагрузке. Система управления резонансным инвертором осуществляет стабилизацию и регулирование мощности нагрузки путем изменения формы напряжения, приложенного к резонансной цепи (выходное напряжение инвертора).

Система управления СУ обеспечивает формирование потребляемых из сети токов синусоидальной формы и стабилизацию мощности $P_н$ нагрузки во всем диапазоне ее регулирования.

Контроль активной мощности осуществляется регулятором мощности, входящим в состав СУ. Мощность нагрузки измеряется с помощью датчиков тока *UA* и напряжения *UV*. Транзисторы резонансного инвертора поочередно открываются с заданным алгоритмом управления при постоянной частоте переключения. На выходе инвертора при этом образуется прямоугольной формы переменное напряжение с амплитудой близкой к значению напряжения питания инверторного моста. Под его воздействием возникают резонансные колебания в контуре. Управление активным выпрямителем релейное, что обеспечивает высокое качество формируемых токов. Точность воспроизведения (отслеживания) сигнала задания будет определяться шириной петли гистерезиса релейных регуляторов.

Работа активного выпрямителя на примере фазы *A* описывается следующими выражениями [3]:

$$i_{Aз} - i_A = \Delta i_A,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A + U_{C2} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| > 0, i_{Aз} > 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A - U_{C1} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| < 0, i_{Aз} > 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A - U_{C1} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| > 0, i_{Aз} < 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A + U_{C2} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| < 0, i_{Aз} < 0,$$

где U_{C1} , U_{C2} – напряжения на конденсаторах; u_A – мгновенное значение фазного напряжения; i_{A3} , i_A , – токи задания и действительное их значения в фазе; L_A – индуктивность фазного дросселя; R_A – активное сопротивление фазного дросселя; 2а – ширина петли гистерезиса релейных регуляторов.

Для обеспечения работоспособности источника питания в целом, необходимо выполнение условия сохранения баланса мощности

$$P = kP_н , \quad (1)$$

где $P = \frac{3}{2} U_m I_m$ – мощность, потребляемая из сети; $P_н$ – мощность нагрузки; k – коэффициент, учитывающий потери в источнике питания.

Формирование токов, потребляемых из сети, при которых выполняется условие (1), осуществляется замыканием системы по напряжению U_C конденсаторов.

Амплитуда фазного тока определяется из (1) как

$$I_m = \frac{2kP_н}{3U_m} ,$$

где U_m – амплитудное значение фазного напряжения сети.

Баланс напряжений на нагрузке описывается выражениями

$$LC\frac{d^2u_C}{dt} + RC\frac{du_C}{dt} + u_C = U_C .$$

где U_C – напряжение питания РИ ($U_C = U_{C1} + U_{C2}$), u_c – напряжение на конденсаторе C.

Ток в нагрузочной цепи определяется как

$$i = \frac{1}{C}\int u_c\, dt .$$

На рисунке 3 показаны результаты моделирования предлагаемого преобразователя частоты. Представлены диаграммы входных токов и напряжений, напряжения на выходе активного выпрямителя, которое является питающим напряжением резонансного инвертора, и мощность нагрузки (рис. 3а). Показана реакция на изменение (уменьшение) сопротивления в нагрузке, которое возникает в процессе нагрева, в момент времени t = 0,125 с. Анализ осциллограммы показывает, что потребляемые из сети токи имеют синусоидальную форму при отсутствии фазового сдвига между напряжениями и токами (φ = 0, cosφ = 1). Выходное напряжение постоянно, мощность не изменяется при изменении сопротивления.

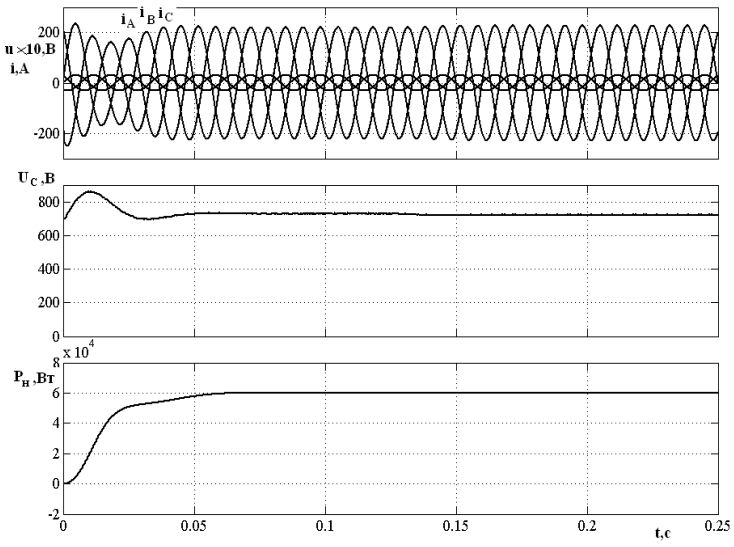
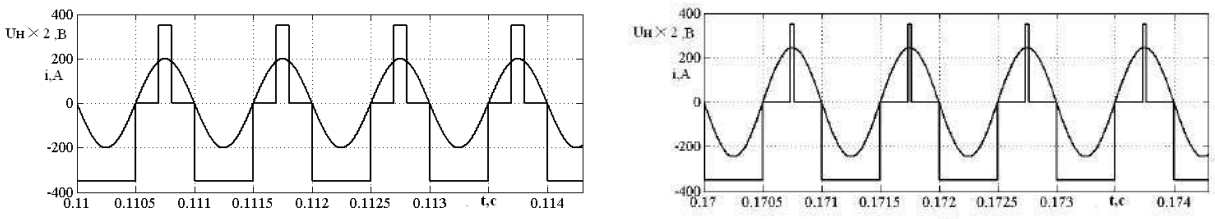


Рис. 3 Осциллограммы работы преобразователя частоты

На рисунке 4 показаны фрагменты осциллограмм тока в нагрузке и напряжения на выходе инвертора до изменения сопротивления (рис. 4а) и после изменения его (рис. 4б).



а) б)

Рис. 4 Осциллограммы тока напряжения в нагрузке до (а) и после (б) изменения сопротивления

На рисунке 5 показано регулирование мощности нагрузки.

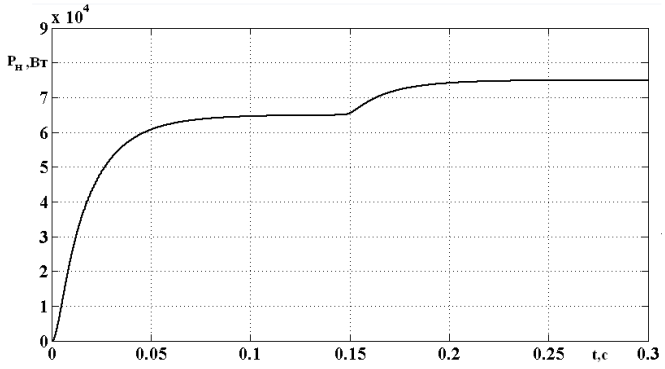
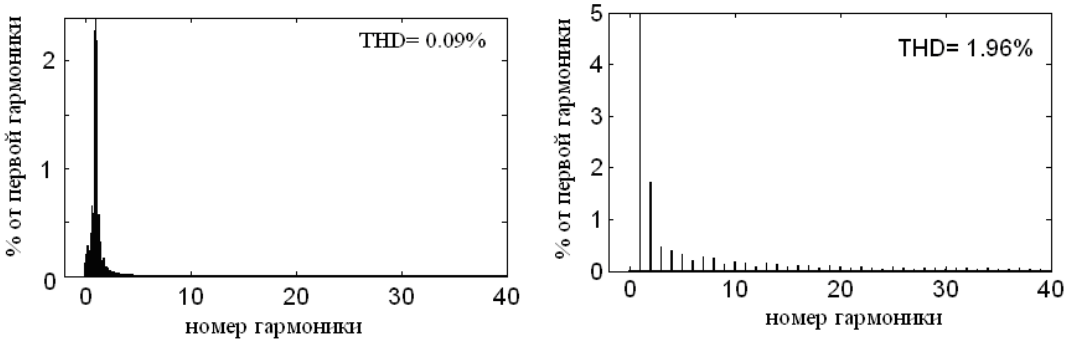


Рис. 5 Регулирование мощности

Для оценки качества потребляемого тока из сети и качество формирования тока нагрузки показаны спектры фазного тока и тока нагрузки, на рис. 6. THD составляет менее 2%, что удовлетворяет требованиям международных стандартов.



а) б)

Рис. 6 Спектры фазного тока (а) и тока нагрузки (б)

Выводы. Предложен преобразователь частоты электромагнитно совместимый с сетью для индукционного нагрева перед пластической деформацией. Регулирование и стабилизация мощности в котором достигается путем изменения формы напряжения, приложенного к резонансной цепи. Релейный принцип управления активным выпрямителем позволил потреблять из сети синусоидальные токи.

Проведенные исследование подтвердили возможность стабилизации мощности нагрузки при изменении сопротивления нагрузки, при этом выходной ток синусоидальный, THD составляет менее 2%.

Список литературы: 1. *Fujita H.,* Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications / *H. Akagi, H. Fujita* // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 2, pp. 279-286, March/April 1996. **2.** *Burdio, J. M*. Comparison of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters / *Burdio, J. M. Barbosa, P. M. Lee, F. C.* // Center for Power Electronics System sin CPES power electronics seminar by Center for Power Electronics Systems; 2000, 182-187 pp. **3.** *Самчелеев Ю.П.* Универсальный высокоэффективный источник питания для электроприводов постоянного и переменного тока. / *Ю.П. Самчелеев, В.Г. Дрючин, Г.С. Белоха* // Вісник національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. - №36(1009). – С.317-321.

Bibliography (transliterated): 1. Fujita H. and Akagi H. “Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 279-286, March/April 1996. **2.** Burdio J. M. Barbosa J. M. and Lee F. C. “Comparison of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters”. *Center for Power Electronics System in CPES, power electronics seminar by Center for Power Electronics Systems*; 2000, 182-187 pp. **3.** Samcheleev Ju.P., V.G. Drjuchin and G.S. Beloha. “Universal'nyj vysokojeffektivnyj istochnik pitanija dlja jelektroprivodov postojannogo i peremennogo toka” *Visnik nacional'nogo tehnichnogo universitetu «HPI». Zbirnik naukovih prac'. Serija: Problemi avtomatizovanogo elektroprivodu. Teorija i praktika*. No 36(1009), 2013.317-321. Print.

Поступила 21.05.2017

УДК 621.316.7

Г. М. МУСТАФА, канд. техн. наук, науч. руководитель ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация;
С. И. ГУСЕВ, канд. техн. наук, ген. директор ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация;
А. М. ЕРШОВ, инженер–программист, ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация.

О ПРОБЛЕМЕ ФИЛЬТРАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ ПРИ ДИНАМИЧНО-МЕНЯЮЩИХСЯ УСЛОВИЯХ И ЕЁ РАЗРЕШЕНИИ С ПОМОЩЬЮ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Введение. Для фильтрации электрических сетей применялись ранее (и продолжают применяться) комбинации резонансных LC-цепей. При этом возникает дилемма. Если применяемая LC-цепь высокодобротна, она имеет малое остаточное сопротивление и эффективно шунтирует соответствующую сетевую гармонику в стационарных условиях. Однако когда амплитуды или фазы сетевых гармоник изменяются, высокодобротные резонансные цепи фильтрации не способствуют и могут даже ухудшать ситуацию. Понижая добротность можно ослабить аффекты динамики. Однако при этом ослабляется и фильтрующее действие – остаточное сопротивление возрастает. В сигнальном фильтре его можно было бы понизить снижением волнового сопротивления, но в энергетических установках этот путь неприемлем. Уменьшение волнового сопротивления это увеличение установленной мощности и стоимости оборудования, а при пониженной добротности ещё и увеличение мощности потерь энергии при работе.

Проблема фильтрации электрических сетей обострилась и стала актуальной с нарастающим распространением вентильных преобразователей электрической энергии. Вместе с проблемой преобразователи принесли и средство разрешения её. Высокочастотные следящие широтно-модулированные преобразователи, построенные на транзисторах типа IGBT, могут функционировать в качестве широкополосных усилителей, действие которых не сопровождается потерями энергии. Недиссипативность таких усилителей открывает им дорогу в электроэнергетику. В силовых фильтрах наряду с пассивными элементами (дросселями, конденсаторами, резисторами) становится возможным применение активного элемента – управляемого источника напряжения – усилителя мощности. Активные фильтры с использованием операционных усилителей давно применяются в технике обработки аналоговых сигналов. В сигнальной технике они позволили избавиться от нетехнологичного элемента (дросселя) и сократить размеры и стоимость устройств [1, 2, 3]. В силовой технике активные фильтры позволят разрешить фундаментальную проблему эффективной недиссипативной фильтрации электрической сети при меняющихся условиях. Техника IGBT – преобразователей и их контроллеров дозрела по функциональным возможностям, по стоимости и показателям надёжности до широкомасштабного применения, и активные фильтры уже начинают применяться в электрических сетях.

Цель настоящей работы – на простом тестовом примере дать наглядное представление о том, как с применением активных элементов успешно разрешается проблема, которая оставалась неразрешимой при применении привычных пассивных резонансных цепей.

Тестовая схема. Тестовая схема содержит сетевой трансформатор, тиристорный выпрямитель (источник искажений) и шунтирующий фильтр (рис. 1,a). На рисунке 1 приняты следующие обозначения: us – напряжение сети; is – ток сети; iw – ток искажений; if – ток фильтра; uae – напряжение активного элемента; xf, rf, yf – индуктивное сопротивление, активное сопротивление и емкостная проводимость фильтра; Gae – передаточная характеристика активного элемента. Для наглядности рассматривается простейшая задача с фильтрацией только пятой гармоники. Мощность трансформатора в тесте равна удвоенной мощности выпрямителя, а мощность резонансной цепи равна четверти мощности выпрямителя. Анализ ведётся в относительных единицах, в ортогональных осях (d-q). За базу взяты номинальные амплитуды фазного напряжения и фазного тока и номинальная круговая частота. При этом в схеме замещения (рис. 1,b) индуктивное сопротивление сети и проводимость конденсаторной батареи составляют: xs = 5.5%, yf = 25%. Фильтр схемы (рис. 1,b) настроен на гармонику 5, так что

$$xf = 1/(25\cdot yf)\ .$$

Амплитуда пятой гармоники тока выпрямителя составляет около $^1/_5$ основной гармоники Iw1:

$$\mathrm{Iw5}(\cdot) \approx 0.2 \cdot \mathrm{Iw1}(\cdot),\quad \vec{Iw}5(\theta) = Iw5(\theta)\cdot\exp(-j\cdot 5(\theta-\alpha))\ .$$

Здесь θ = ωt; α – угол управления выпрямителя; j = $\sqrt{-1}$ (5-я гармоника вращается в обратном направлении, т.е. её порядок равен -5). При работе выпрямителя ток iw5(·) модулируется по амплитуде и по фазе (когда меняется угол управления), т.е. является в общем случае амплитудно–фазно–модулированной переменной [4]. Далее рассматриваются по отдельности:

– амплитудная модуляция – когда ток выпрямителя изменяется по колоколообразной кривой с периодом Te = 55 мс ~ 17.28 о.е.; фаза неизменна;

– фазная модуляция – когда амплитуда тока поддерживается неизменной, а фаза изменяется по пилообразной кривой с периодом Tc.

Поочерёдно рассматривается, что получается при использовании традиционного резонансного фильтра (рис. 1,b), и что можно достичь, применяя прогрессивное техническое решение с активным элементом (рис. 1,c).

© Г.М. Мустафа, С.И. Гусев, А.М. Ершов, 2017

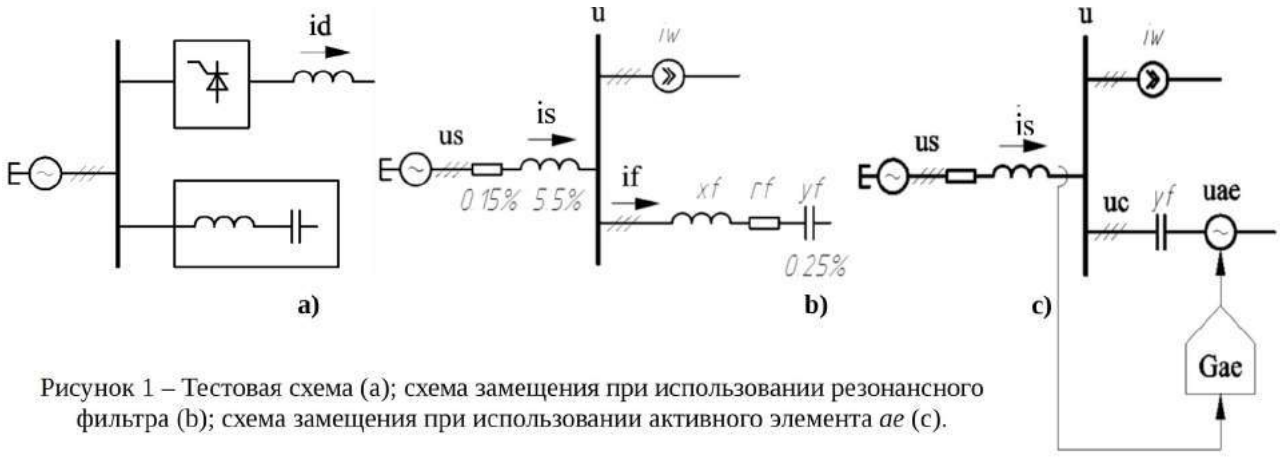


Рисунок 1 – Тестовая схема (a); схема замещения при использовании резонансного фильтра (b); схема замещения при использовании активного элемента *ae* (c).

Работа резонансного фильтра. Рассмотрение работы резонансной цепи начинаем с немодулированного режима Aiw(·) ≡ 0.2; cos(α(·)) ≡ 0.54, где Aiw – модуль тока источника искажений. Добротность резонансной цепи Dof = 80.

На рис. 2, a,b показан переходный процесс установления резонансной цепи, а на рис. 2,c – установившийся процесс. В установившемся режиме резонансная цепь успешно справляется с задачей: модуль напряжения сборных шин Au устанавливается на малом уровне 0,45%, а модуль тока пятой гармоники Ais, проникающего в сеть, снижен с 20% до 0,83% (используя принцип наложения, действительный для рассматриваемой линейной системы, мы имеем возможность рассматривать действия гармоник тока iw(·) по отдельности). На графиках рис. 2 действует только гармоника -5; остальные отброшены. Переходный процесс установления рис. 2 a,b довольно длительный, поскольку добротность довольно высока (Dof=80). В графиках переходного процесса Is(·), U(·) наблюдаются биения. Они вызваны сдвигом нуля функции проводимости от значения 5, и имеют частоту 0,5(5 – fn), где:

$$f_n = 1/\sqrt{(xs + xf)\cdot yf}$$

Колебания эти в стационарных условиях по истечению достаточного времени затухают, и по окончании переходного процесса фильтр эффективно шунтирует искажающую гармонику тока выпрямителя.

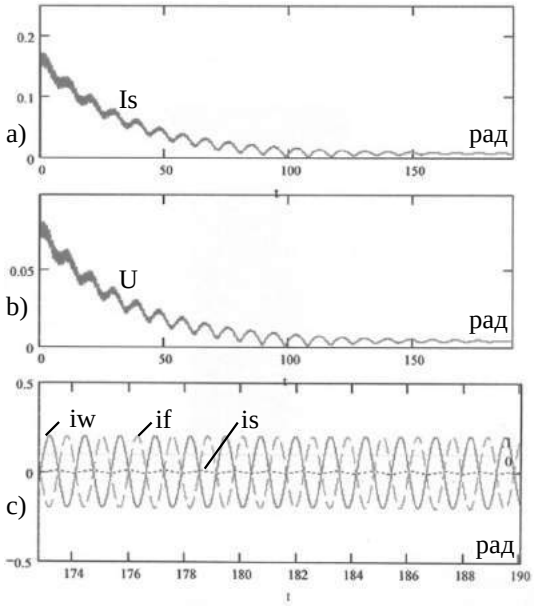


Рисунок 2 – Высокодобротный резонансный фильтр при немодулированном токе выпрямителя. Is – ток сети; U – напряжение на шинах.

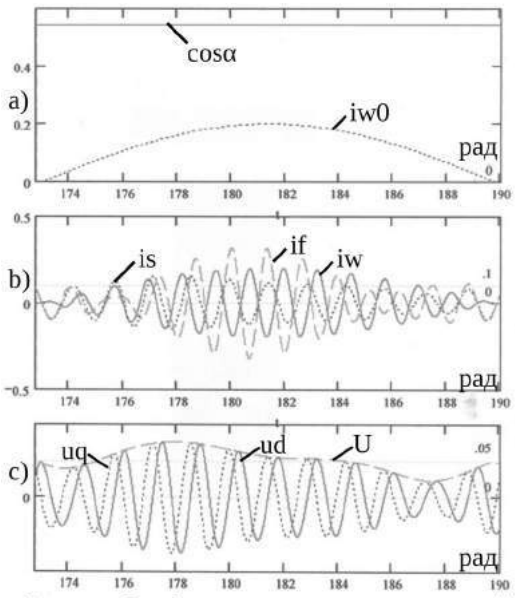


Рисунок 3 – Амплитудно-модулированный ток в схеме с высокодобротной резонансной цепью (ud, uq – напряжение на шинах в осях d, q)

Графики рис. 3,a,b,c демонстрируют процесс в той же системе с высокодобротной шунтирующей цепью в условиях, когда выпрямленный ток циклически изменяется, так что сетевой ток выпрямителя оказывается амплитудно-модулированным. Косинус угла управления выпрямителя поддерживается постоянным cosα(·) ≡ 0.54a амплитуда тока Iwo(·) меняется по колоколообразной кривой (рис. 3,a). Получающиеся количественные показатели процесса показывают, что высокодобротный фильтр в этих условиях совершенно неэффективен. Амплитуда напряжения пятой гармоники имеет неприемлемую величину Au = 7.57 Модуль тока сети Ais = 15.55 показывает, что резонансная цепь почти не уменьшает проникновение в сеть искажённого тока выпрямителя. Графики рис.3,b,c иллюстрируют это интуитивно понятное явление. Нарастание/спад тока высокодобротной резонансной цепи if(·) отстают от нарастания/спада тока выпрямителя iw(·), так что пятая гармоника сетевого тока is(·) остаётся большой.

На рис.4,a,b,c приведены показатели и графики процесса в условиях, когда выпрямленный ток не изменяется Aiw ≡ 0,2, а косинус угла управления выпрямителя cosα меняется по пилообразной кривой в диапазоне 0.254 ÷ 0.54 (рис. 4,a). Ток выпрямителя в этих условиях фазомодулирован.

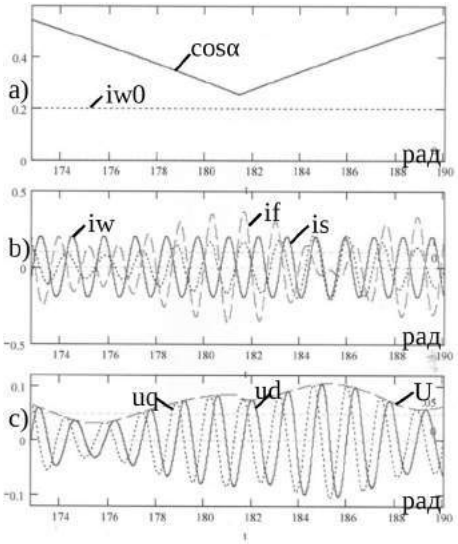


Рисунок 4 – Фазно-модулированный искажающий ток в схеме с высокодобротной резонансной цепью.

Как и следовало ожидать, действие высокодобротного резонансного фильтра и здесь совершенно неудовлетворительно. Искажения напряжения превышают 10% – *Au* ≅ 10.5, а проникающая в сеть гармоника тока превышает даже гармонику тока выпрямителя Ais = 21.4, Aiw = 20. Как видно из графиков 4, b,c,d, ток высокодобротной резонансной цепи оказывается модулирован и по фазе, и по амплитуде с запаздыванием относительно iw(·) с соответствующими последствиями.

Таким образом, и при амплитудной, и при фазной модуляции возмущающего тока высокодобротная резонансная цепь действует совершенно неудовлетворительно. Положение можно несколько поправить, испортив добротность резонансной цепи, т.е. увеличив мощность потерь энергии в ней. Какие возможности даёт ухудшение добротности, показывают графики рис. 5 a,b.

На них показано, как изменяется искажение напряжения Au и искажение сетевого тока Ai при изменении добротности в широком диапазоне D0 ∈ 0.1÷1000. Верхние графики соответствуют фазной модуляции (рис. 5,a), а нижние – амплитудной модуляции (рис. 5,b). Левый конец графиков при $D_0 = 0.1$ соответствует условиям, когда резонансная цепь практически выведена из работы. При этом весь ток выпрямителя втекает в сеть Ais = Aiw = 20, а искажения напряжения пятой гармоникой составляет около *Au* ▫ 11. При продвижении направо, т.е. при постепенном улучшении добротности, все четыре кривые понижаются, достигая минимума в одной области при добротности около D_0 ▫ 8÷12.

При дальнейшем увеличении добротности искажения опять возрастают, что уже иллюстрировалось выше. Достижимые минимальные значения искажения напряжения равны для напряжения равно min *Au* ≅ 5.6 и 6.0, а для тока *Ais* ≅ 1.7 и 11.9. Это совершенно неудовлетворительные показатели. При динамично меняющейся нагрузке резонансный фильтр действует неудовлетворительно, даже если его добротность понижена путём увеличения потерь мощности. Ухудшение добротности позволяет несколько уменьшить искажения, однако достижимый минимум слишком высок

Работа активного фильтра. Фильтр с применением активного элемента показан на рисунке 1,c. Этот фильтр является гибридным; конденсаторная батарея yf в нём сохранена. Сохранена и её величина yf = 0.25. За счёт этого требуемая мощность активного элемента мала, что существенно с точки зрения затрат. Можно считать, что активный элемент просто заменяет дроссель Lf исходной схемы.

В рассматриваемой схеме гибридного фильтра активный элемент может действовать с целевой функцией подавления искажений сетевого тока is(·) либо с целевой функцией подавления искажений напряжения сборных шин u(·), с использованием обратной связи по сетевому току или обратной связи по напряжению сборных шин. Результаты действия по той или иной целевой функции обычно близки. Выбор одного или другого варианта определяется сопутствующими обстоятельствами, которые здесь несущественны. Далее рассматривается вариант с обратной связью по сетевому току, как показано на рис. 1,c.

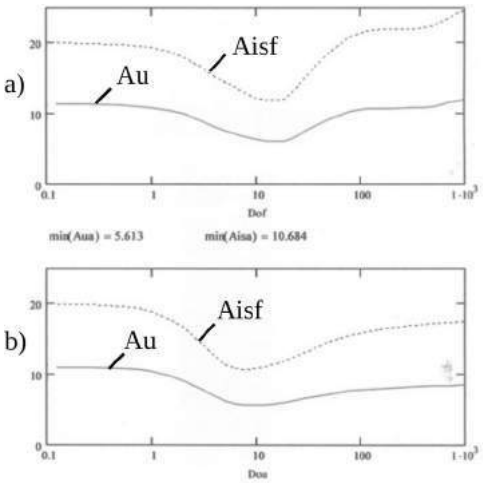


Рисунок 5 – Зависимость искажений напряжения Au(·) и тока Ais(·) от добротности шунтирующей резонансной цепи D0 при фазной (a) и амплитудной (b) модуляции искажающего тока.

При активной фильтрации задача синтеза функции сопротивления цепи заменяется задачей синтеза передаточной характеристики Gab(p) блока управления активного элемента. Класс передаточных функций гораздо шире класса функций сопротивления, и это радикально расширяет возможности фильтрации, снимая имевшиеся ограничения [5, 6]. Существенно и другое обстоятельство. Передаточная функция Gab(·) осуществляется как программа сигнального процессора в отличие от функции сопротивления, осуществляемой силовыми компонентами L, C, R. Такой перенос проблемы позволяет без усилий применять любые улучшающие усложнения функции и даёт недостижимую ранее гибкость.

В [7] сформулирован эвристический метод синтеза передаточных функций для активной фильтрации в электрических сетях DSB-алгоритм. Метод базируется на разделении трёх функций: 1. демпфирование (D); 2. селективная фильтрация гармоник (S); 3. баланс энергии (B). Последняя задача связана с тем, что активный элемент не рассеивает и не поглощает энергию и в то же время демпфирует переходные колебания наподобие резисторов. Соединение недиссипативности с демпфированием становится возможным за счёт наличия в активном элементе накопительного конденсатора, усреднения и преобразования частот. При этом в передаточной функции активного элемента помимо функциональных задач демпфирования и селективного подавления отображается вспомогательная задача баланса.

Далее следуют результаты расчётов для схемы с активным фильтром рис. 1,c, в которой блок управления активным элементом синтезирован по DSB-алгоритму. Условия работы сохранены те же, что и выше. На рис. 6 даны показатели и графики работы активного фильтра при амплитудно-модулированном токе выпрямителя. Параметры xs, yf сохранены. Коэффициенты Rde, Kse – параметры программы управления, характеризующие демпфирование и селективное подавление гармоники тока. Амплитуда тока выпрямителя Iw(·) меняется по колоколообразной кривой, а угол управления cosα(·) поддерживается неизменным (рис. 6,a). Измеренная амплитуда искажения напряжения сборных шин составляет *Au* ≅ 0,33%, а амплитуда проникающего в сеть тока *Ais* ≅ 1,5%. На рис. 6,b показаны токи выпрямителя iw(·), фильтра if(·) и сети is(·) на такте модуляции. Видно, что ток фильтра почти в точности повторяет ток выпрямителя в противофазе. Соответственно сетевой ток is(·) исчезающее мал; на рисунке почти не просматривается. На рис. 6,c показаны графики напряжения u(·) по осям d,q. Масштаб ординат здесь на порядок уменьшен по сравнению с рис. 3, 4; амплитуда пульсаций составляет лишь доли процента. На плоском участке кривой тока iw(·) пульсации подавляются до нуля, они возбуждаются лишь на крутых участках кривой iw(·).

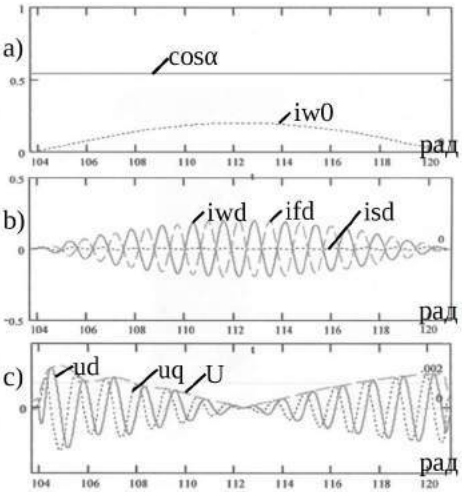


Рисунок 6 – Активная фильтрация амплитудно-модулированного тока.

На рис. 7 даны показатели и графики работы активного фильтра при фазомодулированном токе выпрямителя. Искажения напряжения и тока и в этих условиях успешно подавляются до *Au* ≅ 0,345%, *Ais* ≅ 1,67%.

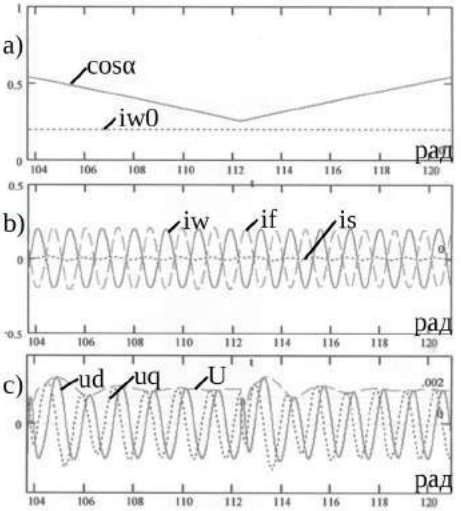


Рисунок 7 – Активная фильтрация фазомодулированного тока. Искажения напряжения и тока успешно подавляются до весьма низкого уровня (*Au* □ 0,34%, *Ais* □ 1,67%).

Заключение. Разобранный простой пример наглядно иллюстрирует, что: ***1)*** высокодобротные резонансные фильтры для работы при динамично меняющейся загрузке сети не только не улучшают, но могут даже ухудшить ситуацию; ***2)*** понижение добротности применяемых резонансных цепей, которое сопровождается ещё и увеличением потерь мощности, даёт только весьма ограниченный эффект. Качественная фильтрация пассивными цепями при меняющейся загрузке сети неосуществима; ***3)*** высокочастотные широтно-модулированные IGBT-преобразователи могут исполнять в сетях функцию активного элемента - недиссипативного усилителя мощности, применение которого, наряду с пассивными реактивными L, C – элементами, позволяет синтезировать фильтры, эффективно поглощающие сетевые гармоники даже при динамично меняющейся нагрузке сети, когда гармоники оказываются модулированными по амплитуде и фазе.

За последние годы проблема загрязнения сетей высшими гармониками усугубилась. Международные организации (IEC, SIGRE) готовят новые регламенты по качеству и фильтрации (например [9], [10]).

В этих условиях для проектируемых объектов, где загрузка является меняющейся, следует применять активные фильтры.

Список литературы: 1. *Мошиц Г., Хорн П.* Проектирование активных фильтров. Москва, «Мир», 1984. – 320 стр. **2**. *Хьюлсман Л.П.* Теория и расчёт активных RC-цепей. М, «Связь», 1973 г. – 238 стр. **3.** *Хейнлейн В.Е., Холмс В.Х.* Активные фильтры для интегральных схем. М., «Связь», 1980. – 655 стр. **4**. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М., Высшая школа, 1988 г. – 446 стр. **5**. *Гиллемин Е.А.* Синтез пассивных цепей. М., «Связь», 1970. – 719 стр. **6**. *Карни Ш.* Теория цепей. Анализ и синтез. М. «Связь» 1979. - 368 стр. **7**. *Гусев С.И., Мустафа Г.М.* Активные фильтросимметрирующие устройства для электроэнергетики. LAP Lambert Academic Publishing, 2016. - 114 стр. **8**. *Мустафа Г.М.* Фильтрокомпенсирующее устройство высоковольтной передачи энергии постоянным током. Патент РФ №2521428, 2014. **9.** International Electrotechnical Comission. IEC/TR 61000-3-6. Electromagnetic compatability (EMC) – Part 3. **10**. Active filters in HVDC applications. CIGRE IEC/PAS 62544, pre-standard, 2008-02.

Bibliography (transliterated): 1. *Moshits G., Horn P.* Proektirovanie aktivnyh filtrov. M., «Mir», 1984. – 320 s. **2.** *Hewlsman L.P.* Teoriya i raschet aktivnyh LC-zepei. M., «Sviaz», 1973. – 238 s. **3**. *Heinlein V.E., Holms V.H*. Aktivnye filtry dlia integralnyh shem. M., «Sviaz», 1980. – 655 s. **4**. *Baskakov S.I.* Radiotehnicheskie tsepi I signaly. M., Vysshaia shkola, 1988. – 446 s. **5**. *Gilleman E.A.* Sintez passivnyh tsepeiy. M., «Sviaz», 1970. – 719 s. **6.** *Karni Sh.* Teoria tsepeiy. Analiz I sintez. M., «Sviaz», 1979. – 368 s. **7.** *Gusev S.I., Mustafa G.M.* Aktivnye filtro-simmetrirujushjie ustroistva dlia elektroenergetiki. LAP Lambert Academic Publishing, 2016. – 114 s. **8.** *Mustafa G.M.* Filtrokompensirujushjee ustroistvo vysokovoltnoi peredachi energii postoiannym tokom. Patent RF №2521428, 2014. **9.** International Electrotechnical Comission. IEC/TR 61000-3-6. Electromagnetic compatability (EMC) – Part 3. **10**. Active filters in HVDC applications. CIGRE IEC/PAS 62544, pre-standard, 2008-02.

Поступила 03.04.2017

УДК 629.5–64.5:621.314.5

А. О. ДРАНКОВА, канд. техн. наук, доц., Національний університет «Одеська морська академія»;
С. С. МІХАЙКОВ, аспірант, Національний університет «Одеська морська академія»;
І. І. КРАСОВСЬКИЙ, магістр, Національний університет «Одеська морська академія».

ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ «АВТОНОМНЕ ДЖЕРЕЛО – НЕЛІНІЙНЕ НАВАНТАЖЕННЯ» ЗАСОБАМИ ПАСИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ

Вступ. Широке впровадження систем управління електромеханічними пристроями з статичними силовими перетворювачами, а саме частотно–регульованого електроприводу призводить до погіршення якості електроенергії завдяки появі гармонійних спотворень струму та напруги мережі живлення [1,5]. Найбільш гостро це відчувається, коли мережа живлення має кінцеву потужність [6].

Ефективним засобом поліпшення форми струму та напруги мережі живлення є використання спеціальних фільтрокомпенсуючих пристроїв – силових фільтрів гармонік [1,5]. Силові фільтри гармонік класифікують за такими ознаками:

- за схемою включення в мережу – паралельні, послідовні і комбіновані структури;
- по виду застосованих елементів – пасивні, активні і гібридні структури;
- по числу фаз – однофазні, трифазні трьох–провідні та трифазні чотирьох–провідні структури;

Традиційно, для ослаблення вищих гармонік струмів і напруги в мережах електропостачання використовують пасивні фільтри гармонік (ПФГ) [1,3,4]. ПФГ мають низьку вартість та не вимагають частого технічного обслуговування. Однак, ПФГ є статичними пристроями, ефективність яких зменшується при зміні характеру нелінійного навантаження, а також при зміні пропускної здатності мережі. Тому, налаштування ПФГ на конкретне нелінійне навантаження є актуальною задачею для підвищення якості електроенергії всієї системи «автономне джерело – нелінійне навантаження».

Мета роботи. Підвищення якості електроенергії в системі «автономне джерело–нелінійне навантаження» засобами пасивної фільтрації.

Матеріали дослідження. Дослідження проводились на експериментальному стенді у лабораторії електромеханічних систем кафедри суднової електромеханіки і електротехніки Національного університету «Одеська морська академія». Стенд складається з наступних компонентів: трифазний мережевий автомат (МА); мережевий дросель – для створення мережі кінцевої потужності; перетворювач частоти (ПЧ); електромашинний підсилювач ЕМП12А А11 – АД і генератор постійного струму (ГПС); дільник напруги (ДН), у складі 4-ох резисторів з наступними номіналами, 3.6 МОм, 240 КОм, 22 КОм, 20 КОм – для зняття сигналу фазної напруги; трансформатор струму (Тр) – для знаття сигналу фазного струму; джерело постійного струму (ДПС) – для формування сигналу обмотки управління (ОУ) ГПС; амперметри для контролю стуму ОУ та статорної обмотки ГПС; дротяний резистор – навантаження в колі ГПС; трифазний фільтр С–типу. Функціональна схема експериментального стенду зображена на рис.1

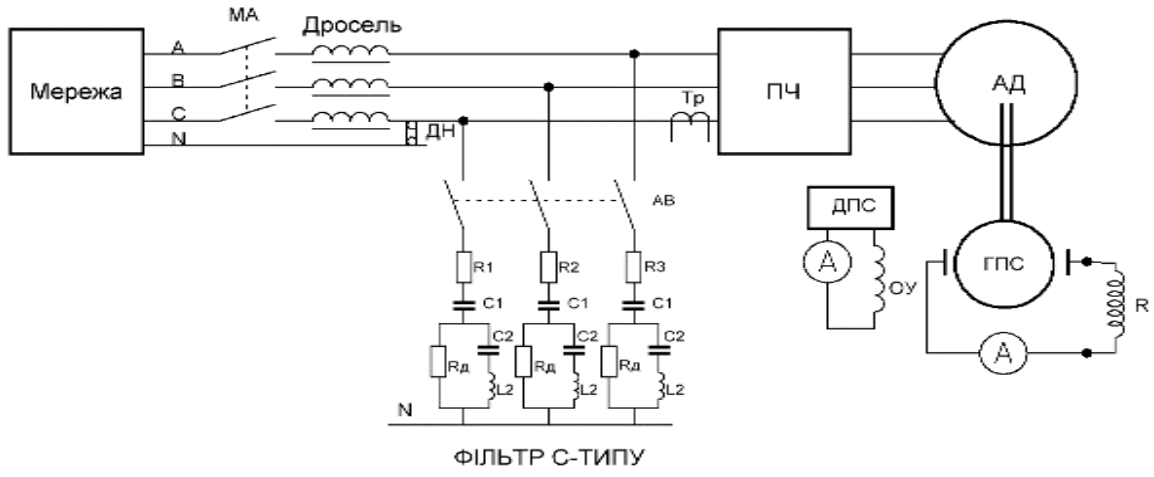


Рис. 1 Функціональна схема експериментального стенду

В експериментальному стенді використано ПЧ фірми Mitsubishi Electric серії FR A700 з потужністю 2,2 кВт. Електромашинний підсилювач ЕМП12А А11 являє собою агрегат, що складається з власне електромашинного підсилювача поперечного поля (генератора) і приводного двигуна, пов'язаних на загальному валу та розташованих у загальному корпусі на лапах. Основні електричні параметри ЕМП12А А11 приведено у табл. 1.

© А.О. Дранкова, С.С. Міхайков, І.І. Красовський, 2017

Таблиця 1 – Основні електричні параметри ЕМП12А А11

Тип	Дані генератора								Дані двигуна			Примітка
	U, В	Р, кВт	Рвх.оу, Вт	Roy, Ом				I, А	U, В	I, А	Р, кВт	
				I	II	III	IV					
А 11	115±4	1,0	0,56	1000	1000	-	-	8,7	220/380	5,4/3,2	1,68	Частота обертання 2900 об/хв.

У ході експерименту було знято робочі характеристики ЕМП12А А11 при постійному струму ОУ 10 мА та 15 мА (табл. 2 та рис. 2).

Вигляд зовнішньої характеристики збігається з виглядом механічної характеристики суднового підрулюючого пристрою, який виступає в якості нелінійного навантаження (рис.3). В разі чого можливо зробити висновок про коректність проведення експерименту.

Для побудови трифазного фільтру С–типу було виконано розрахунок елементів фільтра відповідно за формулами (1) ÷ (4) [1,3,4]. Фільтр налаштовано на гасіння 3-ої гармоніки і його параметри наведено у табл. 3. Для розрахунку використані наступні дані: напруга мережі U = 220 В; f = 50 Гц; реактивна потужність фільтра $Q_F \approx Q_{ЕМП} = 1347$ Вар.

$$C_1 = \frac{Q_F}{\omega_1 U^2}. \quad (1)$$

$$C_2 = C_1\left(n_g^2 - 1\right). \quad (2)$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega_1^2 C_2}. \quad (3)$$

$$R_d = \frac{U^2}{n_g^3 Q_F^2 k\, \omega_1 L_s}\sqrt{U^4 - n_g^4 Q_F^2 k\, \omega_1^2 L_S^2}. \quad (4)$$

Таблиця 2 – Робочі характеристики ЕМП12А А11

	№	Частота	Відношення, %	$I_{ОУ}$, мА	$I_{СТ}$, А	$I_{ОУ}$, мА	$I_{СТ}$, А
1		0	0		0		0
2		12.5	25		0,90		1,50
3		25	50	10	2,80	15	3,70
	4	37.5	75		4,70		5,90
5		50	100		7,00		8,60

Таблиця 3 – Розрахункові параметри фільтра С–типу

№ Гармоніки	f, Гц	ω, $с^{-1}$	C_1, мГн	C_2, мГн	L_2, мГн	R_d, Ом
3	150	942	8,609	7,09	14,3	300

Для перевірки резонансної якості фільтру та визначення його добротності було проведено моделювання роботи кола фільтру в програмі Electronics Workbench. Моделювання показало, що добротність фільтру має значення 15, що свідчить о його широкосмугових якостях.

До складу трифазного фільтру С–типу ввійшли також трифазний автомат (АВ) та резистори R1, R2, R3 з номіналами по 200 Ом кожний для обмеження струму, який протікає через фільтр.

В якості вимірювального приладу в ході експерименту використовувався цифровий осцилограф usb.oscill, призначений для дослідження електричних сигналів в смузі 0...15 МГц. Осцилограф виконано у вигляді зручно щупа зі змінними головками. Зі зворотного боку щупа розташований роз'єм, через який проводиться обмін даними і здійснюється електроживлення. Передбачена гальванічна ізоляція.

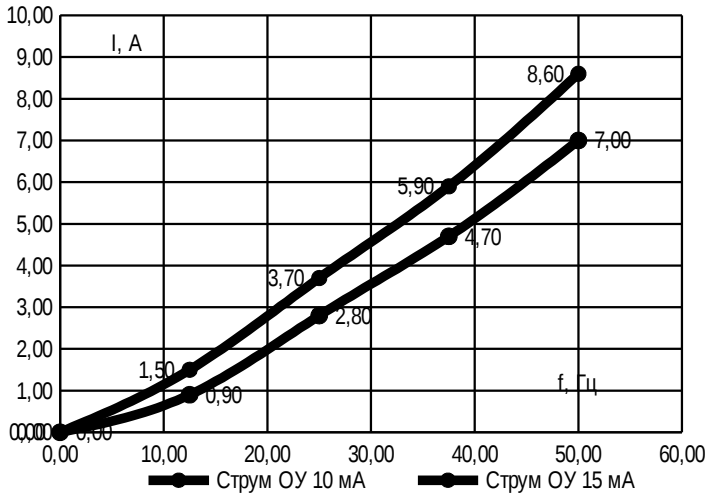


Рис. 2 Механічна характеристика ЕМП12А А11

Управління осцилографом та відображення даних може здійснюватися: персональним комп'ютером/ноутбуком/нетбуком/планшетом під управлінням операційної системи Windows через USB інтерфейс; кишеньковим комп'ютером під управлінням операційної системи Windows CE, обладнаним USB-host портом; телефоном/планшетом під управлінням ОС Android 4 і новіше, через OTG порт.

Експериментальні дані були знятті при постійному навантаженню ОУ ГПС, яке складає 10 мА та при змінній частоті обертання асинхронного двигуна відповідно на 12.5 Гц, 25 Гц, 37.5 Гц, 50 Гц , що моделює типові режими роботи суднового підрулюючого пристрою.

Послідовність проведення експерименту для отримання осцилограм та показників якості електромережі за напругою наступна:

1. Включення мережевого автоматичного вимикача.
2. Підключення осцилографа до дільника напруги.
3. Зняття параметрів напруги мережі.
4. Пуск ЕМП частотним перетворювачем та налаштування до частоти 12.5 Гц (перша точка зняття даних).

5. Навантаження ЕМП – включення джерела постійного струму та збудження обмотки управління ЕМП до 10 мА.

6. Реєстрація даних на частоті 12.5 Гц.

7. Налаштування ПЧ на 25 Гц (друга точка зняття даних) та реєстрація даних.

8. Налаштування ПЧ на 37.5 Гц (третя точка зняття даних) та реєстрація даних.

9. Налаштування ПЧ на 50 Гц (остання точка зняття даних) та реєстрація даних.

Послідовність проведення експерименту для отримання осцилограм та показників якості електромережі за струмом наступна:

1. Підключення осцилографа до трансформатора струму.

2. Пуск ЕМП частотним перетворювачем та налаштування до частоти 12.5 Гц (перша точка зняття даних).

3. Включення джерела постійного струму та збудження обмотки управління ЕМП до 10 мА.

4. Зняття даних на 12.5 Гц.

5. Налаштування ПЧ на 25 Гц (друга точка зняття даних) та реєстрація даних.

6. Налаштування ПЧ на 37.5 Гц (третя точка зняття даних) та реєстрація даних.

7. Налаштування ПЧ на 50 Гц (остання точка зняття даних) та реєстрація даних.

Для достовірності зняття даних будо виконано фіксацію режиму роботи для кожного значення частоти ЧП понад одну хвилину. Так, під час проведення експерименту знято осцилограми та спектри напруги і струму, частка яких приведено нижче (рис.3 ÷ рис.6).

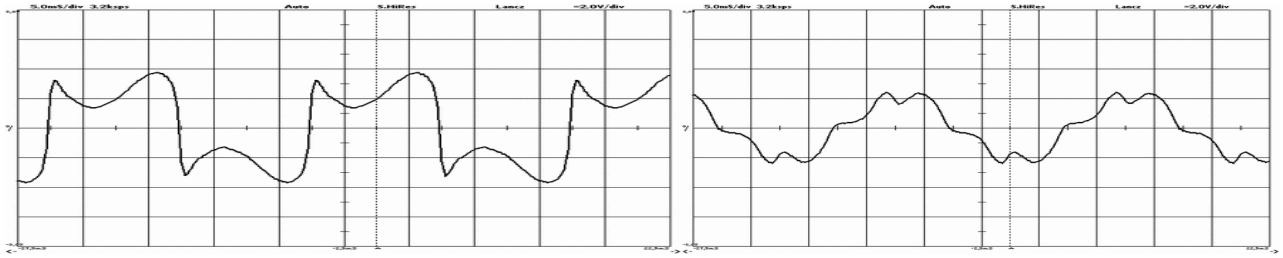


Рис. 3 – Осцилограми напруги без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

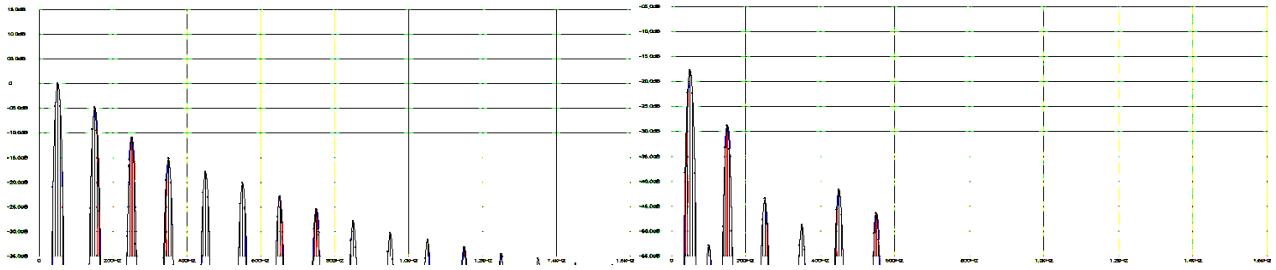


Рис. 4 – Спектри напруги без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

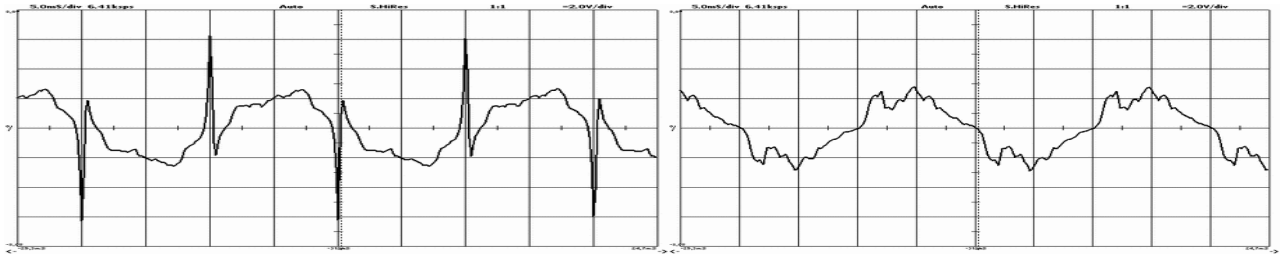


Рис. 5 – Осцилограми струму без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

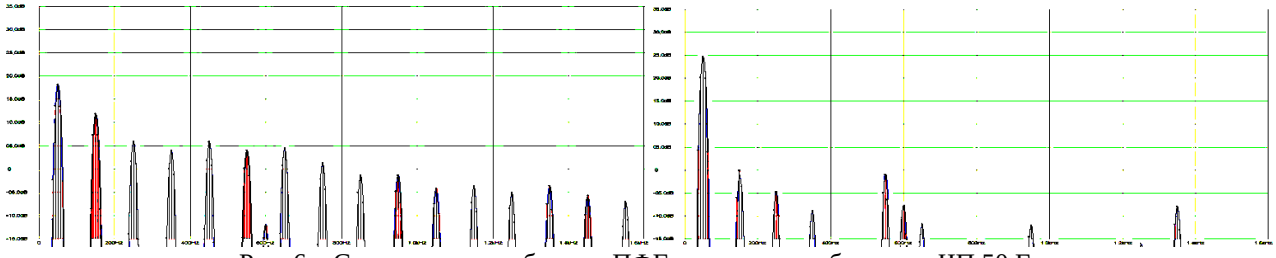


Рис. 6 – Спектри струму без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

Аналіз результатів експерименту підтвердив теоретичні положення – наявність непарних високочастотних гармонік в мережі с нелінійним навантаженням [1,2,5]. Кількість розглянутих гармонік складає 15. Окрім осцилограм та спектрів у ході експерименту також були отримані значення коефіцієнтів гармонійних складових напруги та струму для всіх типових режимів роботи підрулюючого пристрою. Цей якісний аналіз електромережі було проведено без та з використанням пасивного фільтру С–типу на всьому діапазоні частоти обертання ЧП (табл. 4 та табл. 5).

Таблиця 4 – Коефіцієнти гармонійної складової напруги без та з ПФГ

№ Гар.	fГ, Гц	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
		12.5		25		37.5		50	
		без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
1	50	100	100	100	100	100	100	100	100
3	150	29,64	0,62	29,17	1,49	30,02	2,25	31,18	3,14
5	250	10,69	0,69	10,76	0,38	11,34	0,38	11,69	0,94
7	350	8,98	0,97	8,78	1,76	8,35	2,40	8,46	2,61
9	450	4,97	0,45	5,79	0,45	6,01	1,00	5,99	1,74
11	550	4,82	0,90	5,38	1,22	5,67	2,34	5,94	3,51
13	650	3,44	0,40	4,21	0,08	4,34	0,38	4,43	0,08
15	750	3,07	0,19	3,57	0,20	5,12	0,18	3,81	0,33

Для напруги на всьому діапазоні роботи було виконано нормування відносно параметрів напруги мережі в силу малої потужності зібраного фільтру. Завдяки цьому можна побачити ефективне пригнічення вищих гармонік напруги, які генеруються нелінійним навантаженням, використаним в даному експерименті. Як можливо побачити з аналізу таблиці 4, рівень вмісту вищих гармонік напруги при застосуванні ПФГ С-типу відповідає європейському стандарту та стандарту МЕК, а саме менш 5%.

Таблиця 5– Коефіцієнти гармонійної складової струму без та з ПФГ

№ Гар.	fГ, Гц	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
		12.5		25		37.5		50	
		без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
1	50	100	100	100	100	100	100	100	100
3	150	40,12	0,45	41,19	1,60	36,78	3,88	48,90	5,77
5	250	33,66	3,75	30,48	4,36	25,70	3,51	24,88	3,37
7	350	29,39	2,95	27,86	2,06	22,95	3,20	20,49	1,92
9	450	24,88	0,78	22,86	2,19	22,48	1,47	24,27	0,27
11	550	22,32	1,33	24,64	3,29	19,13	3,43	19,88	5,25
13	650	17,44	2,46	16,31	3,72	16,51	2,49	21,10	0,15
15	750	16,34	2,19	17,26	1,69	12,95	0,66	14,51	0,45

Отриманні результати демонструють ефективність використання пасивного фільтру С-типу, налаштованого на конкретне навантаження. Завдяки фільтру вміст налаштованої гармоніки в середньому зменшується в 7-15 раз в робочому діапазонні частоти обертання ЧП , як по напрузі, так і по струму.

Побудова залежності процентного вмісту третьої гармоніки напруги (рис. 7) та струму (рис. 9) від зміни частоти налаштування ПЧ – демонструє процес збільшення складу 3-ї гармоніки зі збільшенням частоти, як без використання фільтру, так і з його використанням. Однак при використання ПФГ С–типу характер залежності стає більш лінійним (рис. 8 та рис. 10).

Так, як фільтр С-типу є широкосмуговим, комутація фільтра пригнічує не лише налаштовану гармоніку, а також інші вищі гармоніки, завдяки чому зменшується сумарний THD напруги та струму. В таблиці 6 наведено значення THD напруги та струму при налаштуванні ПЧ на всі режими роботи підрулюючого пристрою.

Таблиця 6 – Значення THD напруги та струму

THD	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
	12.5		25		37.5		50	
	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
THDU, %	32.8	1	33	1.6	33.7	3.1	34.8	4
THDI, %	73.95	8.9	71.5	9.85	61.8	9.85	68.15	10.7

Проведені експерименти дозволяють зробити висновки, що з розглянутих вищих гармонік напруги та струму найбільший вміст мають такі непарні вищі гармоніки, як 3-я, 5-а, 7-а. Тому, для підвищення якості електроенергії в системі «автономне джерело – нелінійне навантаження» доцільно використання декількох ПФГ С-типу, налаштованих саме на ці найбільш вагомі гармоніки.

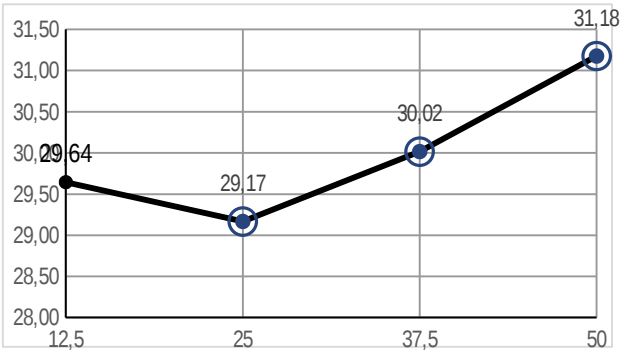


Рис. 7 – Зміна складу 3-ї гармоніки напруги залежно від частоти налаштування ПЧ без ПФГ С–типу

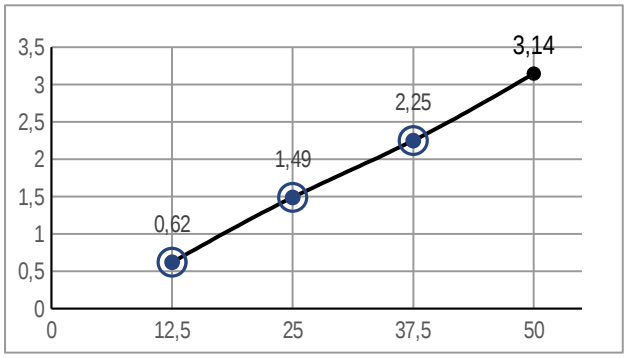


Рис. 8 – Зміна складу 3-ї гармоніки напруги залежно від частоти налаштування ПЧ з використанням ПФГ С-типу

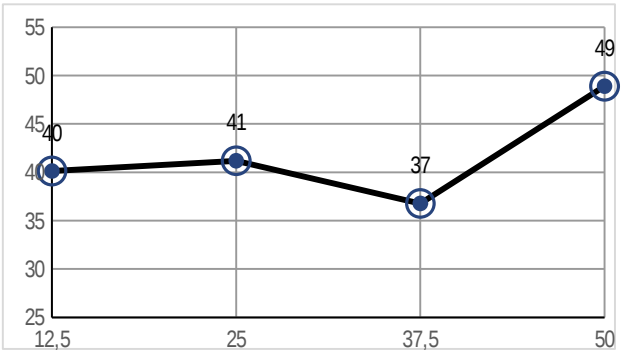


Рис. 9 – Зміна складу 3-ї гармоніки струму залежно від частоти налаштування ПЧ без ПФГ С–типу

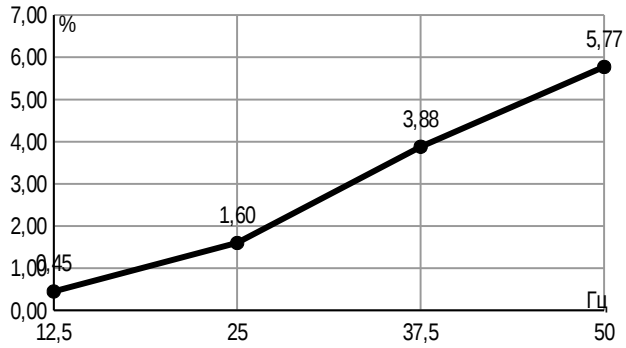


Рис. 10 – Зміна складу 3-ї гармоніки струму залежно від частоти налаштування ПЧ з використанням ПФГ С–типу

Перелік використаної літератури: **1.** *Арриллага Дж.* Гармоники в электрических системах: Пер. с англ. [Текст] / *Дж. Арриллага, Д. Брэдли, П.Боджер.*– М.: Энергоатомиздат, 1990.– 320 с.:ил. **2.** *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. [Текст] – М. : Гардарики, 2002. – 638 с.: ил. **3.** *Nassif A. D., Xu W., Freitas W.* An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications. – IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, 2009, pp. 1710-1718. **4.** *Das J.* Passive filters – potentialities and limitations. – IEEE trans. on industry applications. Vol. 40, No. 1, January/February, 2004, pp. 232-241. **5.** *Дранкова А. О.* Підвищення якості електроенергії суднової високовольтної мережі з нелінійним навантаженням [Текст] / *Дранкова А. О., Шестака А.І., Красовський І.І.* // Матеріали науково-методичної конференції «Актуальні питання суднової електротехніки і радіотехніки» 29.11.2016 – 30.11.2016 – Одеса: НУ «ОМА». – 2017. – С. 68-75. **6.** *Дранкова А. О.* Способи підвищення якості електроенергії в автономних енергетичних системах [Текст] / *Дранкова А. О., Красовський І.І.*// Матеріали науково-методичної конференції «Актуальні питання суднової електротехніки і радіотехніки» 15.12.2015 – 16.12.2015 – Одеса: НУ «ОМА». – 2016. – С. 45-48.

Bibliography (transliterated): **1.** *Arrillaga Dzh., Bredli D., Bodzher P.* Garmoniki v elektricheskih sistemah [Power System Harmonics], (1990), *Energoatomizdat*, Moscow, pp. 320 (In Russian). **2.** *Bessonov L. A.* Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. Elektricheskie cepi. [Theory of Electrical Engineering. Electric Circuits], (2002), *Gardariki Publ.*, Moscow, pp. 638 (In Russian). **3.** *Nassif A. D., Xu W., Freitas W.* An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications. – IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, 2009, pp. 1710-1718. **4.** *Das J.* Passive filters – potentialities and limitations. – IEEE trans. on industry applications. Vol. 40, No. 1, January/February, 2004, pp. 232-241. **5.** *Drankova A.O., Shestaka A.I., Krasovskyi I.I.* Pidvischenya yakosti electroenergii sudnovoy visocovoltnoyi merezhi z neliniynim navantagenyam. [Improve power quality of ship's high-voltage network with a nonlinear load], (2017), *NU* «O*MA*» *Publ.*, Odessa, pp.68-75, (In Ukrainan). **6.** *Drankova A.O., Krasovskyi I.I.* Sposobi pidvischenya yakosti electroenergii v avtonomnih energetichnih sistemah. [Ways of improving the quality of electricity in autonomous power system], (2016), *NU* «O*MA*» *Publ.*, Odessa, pp.45-48, (In Ukrainan).

Отримано 03.07.2017

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА, КОМПОНЕНТЫ, ДИАГНОСТИКА

- **Электромеханические системы с интеллектуальным управлением;**
- **Системы управления электроприводами широкого технологического назначения;**
- **Мехатроника и робототехника;**
- **Диагностика электромеханических систем и компонентов.**

УДК 62-5, 681.5

И. В. ВОЛКОВ, докт. техн. наук, чл.-кор. НАНУ, зав. отд., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
В. П. СТЯЖКИН, канд. техн. наук, ст. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
О. А. ЗАЙЧЕНКО, канд. техн. наук, мл. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
П. П. ПОДЕЙКО, вед. инж., Институт электродинамики НАНУ, Киев.

СИСТЕМА С НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКОЙ РЕГУЛИРОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСТАНОВКИ ПО ПРОИЗВОДСТВУ БАЗАЛЬТОВОГО СУПЕРТОНКОГО ВОЛОКНА

Введение. Необходимость повышения качества производственной продукции в условиях евроинтеграции Украины определяет ужесточение требований, предъявляемых к промышленному оборудованию. Это касается и установок по производству базальтового супертонкого волокна, которое используется для теплоизоляции теплотехнического оборудования (печи, сушильные барабаны, технологические трубопроводы на ТЭС, АЭС).

Базальтовое супертонкое волокно (БСТВ) является одним из самых эффективных теплоизоляционных материалов, сохраняющих свои свойства при высоких температурах изолируемой поверхности (до 1000 ºС). Технология производства таких материалов известна еще с прошлого века [1, 2], является недостаточно эффективной и требует усовершенствования [3]. В этой связи были проведены исследования, предложены методы управления установкой по производству БСТВ и технические решения, реализующие их: в [5] предложено применение полупроводникового регулятора тока трансформатора фильерного питателя, в [6] – система адаптивного регулирования этого тока. В работе [7] обоснована необходимость применения нечеткой логики в системе регулирования установкой по производству БСТВ и показано, что ее разработка позволит повысить качество выпускаемой продукции, снизить удельные энергозатраты, а также повысить производительность.

Постановка задачи. Одной из основных технологических проблем при производстве БСТВ является поддержание заданного диаметра первичной нити с высокой точностью при возможных непрогнозируемых возмущениях внешней среды и других факторов, обычно связанных между собою в технологическом процессе. В условиях возникающих неопределенностей состояния узла вытяжки и формирования первичной нити установки по производству БСТВ невозможно детерминировано управлять его технологическим параметром – толщиной нити при условии ее непрерывности.

Основными параметрами, оказывающими влияние на качество выходной продукции из БСТВ (наличие неволокнистых включений), являются стабильность размеров первичных нитей, равномерность размещения их перед соплом раздува и геометрия сопла. Для получения высокого качества волокна необходимо обеспечивать соответствие параметров газового потока – его скорости и температуры от диаметра нити. Эта проблема хорошо изучена в работах [1-4]. Однако вопросу нестабильности диаметра первичной нити расплава, вытягиваемой из фильерного питателя, как одной из причин образования неволокнистых включений в базальтовом волокне, получаемом дуплекс–методом, не уделено должного внимания с точки зрения управления технологическими параметрами. Этот вопрос недостаточно изучен, потому что диаметр и механические свойства первичной нити зависят от многих факторов: физико–механических свойств базальта, температуры (вязкости) и уровня базальтового расплава в плавильной печи, от скорости вытягивания первичных нитей.

Поэтому синтез эффективной системы управления процессом вытяжки и формирования первичной нити БСТВ, определяющим качество выходного продукта – волокна БСТВ, является актуальной задачей.

Материалы исследования. Базальтовая порода, из которой получают волокно, обладает химическим и минералогическим составами, определяющими физические и реологические свойства расплава – прежде всего вязкость μ и плотность ρ. Формование волокон осуществляется в определенном температурном интервале, который зависит от типа базальта и размеров фильеры: внутреннего диаметра $d_ф$ и длины $L_ф$ [8].

Для того, чтобы формализовать процесс вытяжки и формирования первичной нити БСТВ, используем расчетную схему (рис. 1) на примере одной фильеры.

В установившемся режиме из условия неразрывности потока расплава в фильере и на выходе из нее (рис. 1) справедливо соотношение [8]:

$$V_н \cdot d_н^2 = V_ф \cdot d_ф^2 \quad , \qquad (1)$$

где: $d_ф$ – диаметр фильеры; $L_л$ – длина луковицы; $V_н$ – скорость вытяжки нити; $d_н$ – диаметр нити.

Производительность установок БСТВ определяется дебитом базальтовой массы, т. е. количеством массы, вытекающей из фильер за единицу времени.

Величина дебита и зависящая от него величина диаметра вытягиваемого волокна – важнейшие характеристики процесса формования непрерывного первичного ба-

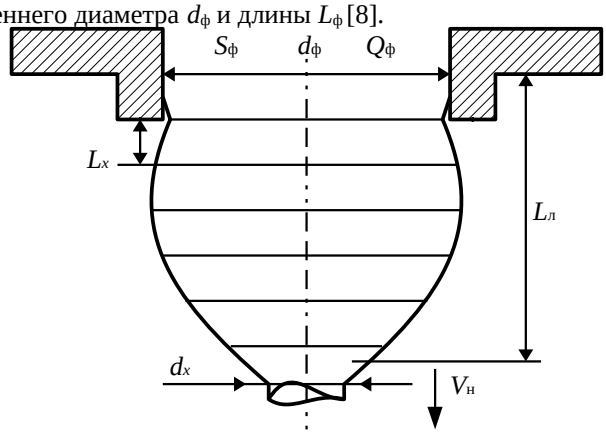


Рис. 1. Расчетная схема определения параметров вытяжки непрерывного волокна.

© И.В. Волков, В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко, П.П. Подейко, 2017

зальтового волокна. Дебит может быть определен по формуле Пуазёйля [9]:

$$Q_{\text{ф}}=\frac{\pi\cdot r_{\text{ф}}^{4}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{8\,\mu\cdot L_{\text{ф}}}\,, \tag{2}$$

где $r_{\text{ф}}$ – радиус фильеры; ρ g H – избыточное давление слоя расплава над фильерой, обеспечивающее истечение под действием силы тяжести; H – высота слоя; $L_{\text{ф}}$ – длина фильеры; μ – коэффициент динамической вязкости базальтового расплава.

На основании уравнения (1) неразрывности потока расплава в установившемся режиме для сечений, проходящих через фильеру и через первичную нить в любом месте по пути ее движения к соплу раздува, получена расчетная зависимость для определения диаметра первичной нити от скорости ее вытягивания[9]:

$$d_{\text{н}} = 2\,(\,Q\,/\,\pi V_{\text{н}}\,)^{0,5}\,. \tag{3}$$

Учитывая, что величина $V_{\text{н}}$ определяется через соотношение (1), а скорость подачи расплавленной массы или средняя скорость самопроизвольного истечения расплава минерала через фильеру $V_{\text{ф}}$ определяется как[9]:

$$V_{\text{ф}}=\frac{Q_{\text{ф}}}{S_{\text{ф}}}=\frac{r_{\text{ф}}^{2}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{8\,\mu\cdot L_{\text{ф}}} \tag{4}$$

то, подставив выражения (2) и (4) в выражение (1) получим:

$$V_{\text{н}}=\frac{d_{\text{ф}}^{4}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{16\cdot d_{\text{н}}^{2}\cdot\mu\cdot L_{\text{ф}}}\,, \tag{5}$$

граничными условиями при решении уравнения (5) будут согласно[7]:

$$2{,}2 \le d_{\text{ф}} \le 3{,}5 \text{ мм},\ 100 \le d_{\text{н}} \le 250 \text{ мкм}.$$

Пренебрегая потерями готового волокна, оседающего на приемном перфорированном барабане, которые, как показала практика, составляют не более 2%, производительность двухсекционной установки может быть определена по формуле [10]:

$$G = 2\pi\, d_{\text{н}}^{2} V_{\text{н}} \rho z\,/\,4, \tag{6}$$

где ρ – плотность базальта (ρ = 2300 кг/м3); z – количество фильер питателя.

Из всех входящих в формулу (6) параметров во время работы установки имеется возможность изменять скорость вытягивания первичных нитей путем изменения скорости вращения электродвигателя вытяжных валков и диаметра первичной нити. Диаметр первичных нитей расплава базальта зависит от диаметра отверстий фильер, уровнем расплава над фильерным питателем, вязкости расплава в фильерном сосуде и скорости вытягивания нитей (линейной скоростью вращения вытяжных валиков).

На действующей установки по производству БСТВ был произведен цикл опытов и по их результатам построены зависимости технологических параметров, влияющих на процесс волокнообразования.

Важным фактором, влияющим на стабильность процесса получения первичного волокна, является температура фильерного поля и, как следствие, вязкость расплава в зоне формирования нити.

Зависимость вязкости расплава от температуры показана на рис. 2, где отображен один из основных технологических параметров – интервал выработки волокна, при котором существует волокнообразование.

Вязкость расплава на периферии луковицы определяется главным образом температурой в зоне выработки, которая колеблется с разницей 50÷100 °С. Всё это приводит к изменению диаметра получаемой нити и способствует увеличению обрывности [10].

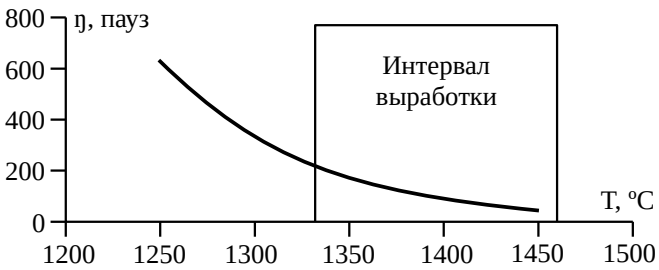


Рис. 2. Зависимость вязкости базальтового расплава от температуры

Процесс производства супертонкого волокна идет при повышенных температурах фильерного питателя (выше 1360 °С), который в свою очередь имеет повышенный износ (диаметр сосудов возрастает). Питатели изготавливаются из железохромистых и железохромоникилевых сплавов, как альтернатива платинородиевых, но данные материалы не обладает абсолютной химической устойчивостью к расплаву базальта[10].

Эксплуатационный срок службы питателя при производстве супертонкого волокна достигает 21–26 дней [2]. Несмотря на то, что данные сплавы имеют высокую жаростойкость и химическую инертность, износ фильерных отверстий питателя за счет диффузионных процессов при высоких температурах, приводит к нарушению технологического процесса получения непрерывного волокна. Этот процесс иллюстрирует рис. 3.

Как следует из графика (рис. 3) при увеличении диаметра фильерного отверстия возрастает скорость вытяжки. Это можно объяснить увеличением дебита расплава через фильеру, а для сохранения стабильности диаметра первичного волокна, необходимо увеличивать отбор расплава. Скорость вытяжки первичной нити может регулироваться диаметром самой нити и диаметром фильеры (рис. 4).

Из кривых на рис. 4 видно, что варьируя скоростью вытяжки первичного волокна, возможно получение требуемого его диаметра, при диаметрах фильер от $d_{\text{ф}}$ = 2,2 мм до $d_{\text{ф}}$ = 2,6 мм.

В этом же цикле опытов одновременно с оценкой влияния скорости вытягивания нитей на производительность установки определялось и содержание в образцах неволокнистых включений. Так наименьшее количество неволокнистых включений имеет образец, полученный при скорости вытягивания 0,092 м/с. Увеличение количества неволокнистых включений при малых скоростях вытягивания объясняется большим диаметром первичных нитей, для полного раздува которых энергии газового потока горелочного устройства оказывается недостаточно. Увеличение количества неволокнистых включений при больших скоростях вытягивания первичных нитей объясняется их малым диаметром – при этом нити теряют свою прочность и в волокне увеличивается содержание обломков нитей, которые даже не подверглись оплавлению.

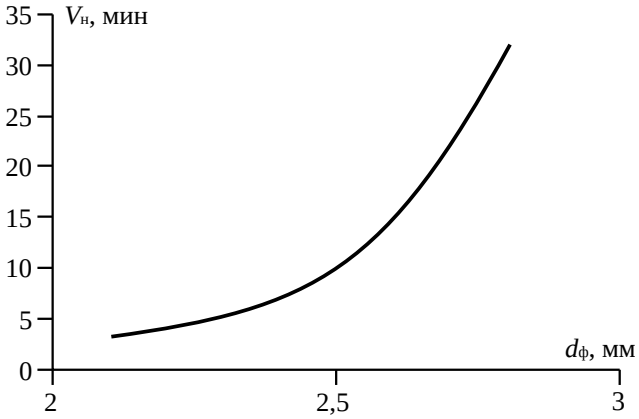


Рис. 3 Влияние скорости вытяжки волокна диаметром $d_н$ =160 мкм на диаметр фильерного отверстия.

Полученные выше результаты показали, что существует оптимальная вязкость расплава и скорость вытягивания нитей, при которой производительность установки имеет максимальное значение, а содержание неволокнистых включений минимально.

Основным каналом поступления энергии, необходимой для расплава и формирования первичных волокон, и основным каналом управления (формирования) толщины нитей является фильерный питатель, подключенный к вторичной обмотке трансформатора, первичная обмотка которого получает питание от силового тиристорного регулятора, работающего в режиме регулятора тока.

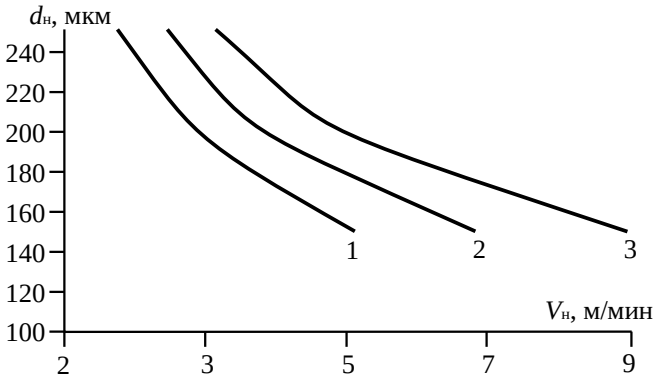


Рис. 4. Зависимость диаметра первичной нити от скорости вытяжки при диаметре фильерного отверстия: 1 – $d_ф$ = 2,2 мм; 2 – $d_ф$ = 2,4 мм; 3 – $d_ф$ = 2,6 мм.

Вторичный ток трансформатора ТВК–75 порядка 2000А, протекая через питатель, разогревает фильерное поле до температуры 1300÷1320 °С, необходимой для непрерывного истечения расплава. Активное сопротивление жаростойкой пластины питателя – нелинейное, что накладывает определенные ограничения при выходе питателя на температурный режим.

Резкое увеличение силы тока питателя может являться причиной его деформации, поэтому вывод питателя на рабочий режим выполняется плавно. В начале рабочего цикла ток в первичной обмотке трансформатора питателя должен составлять не более 15А, затем повышается через каждые 2…3 минуты по 1 амперу до рабочей величины силы тока в 46÷53А. Чем выше температура питателя, тем интенсивнее истечение расплава из фильер, но при этом усиливается явление смачиваемости расплавом поверхности фильер, делающее невозможным процесс образования первичных волокон.

Реализация оптимальных алгоритмов управления при нелинейной передаточной характеристике фильерного питателя реализуется путем использования регуляторов первичного тока трансформатора с линейным непрерывным пропорционально–интегральным (ПИ) законом управления [5–7]. Однако, отсутствие полной и достоверной информации об объекте регулирования приводит к усложнению структуры регулятора, усложнению его настройки и эксплуатации. Применение линейных регуляторов в системах с нестационарными процессами приводит к нелинейному изменению параметров регулирования, что требует решения задач определения и многоразовой корректировки коэффициентов управления, уменьшения динамической ошибки и сокращения времени переходных процессов.

Поэтому для решения задач регулирования питателями установкой в целом необходимо разработать систему регулирования, которая будет обеспечивать заданное качество технологического процесса независимо от нелинейности параметров регулирования и возможных непредвиденных изменений внешних факторов.

Первой задачей, которую необходимо решить при разработке системы управления, является стабилизация температуры питателя, а также обеспечение необходимой динамики переходных процессов. Решение данной проблемы возможно путем построения системы регулирования на основе нечеткой логики.

На рис. 5 приведена функциональная схема пропорционально–интегрального нечеткого логического контроллера температуры питателя, который позволяет обеспечить не только стабилизацию необходимого значения температуры $T_{ст}$, но также контроль текущего значения температуры питателя T и значения скорости его изменения $\Delta T / \Delta t$.

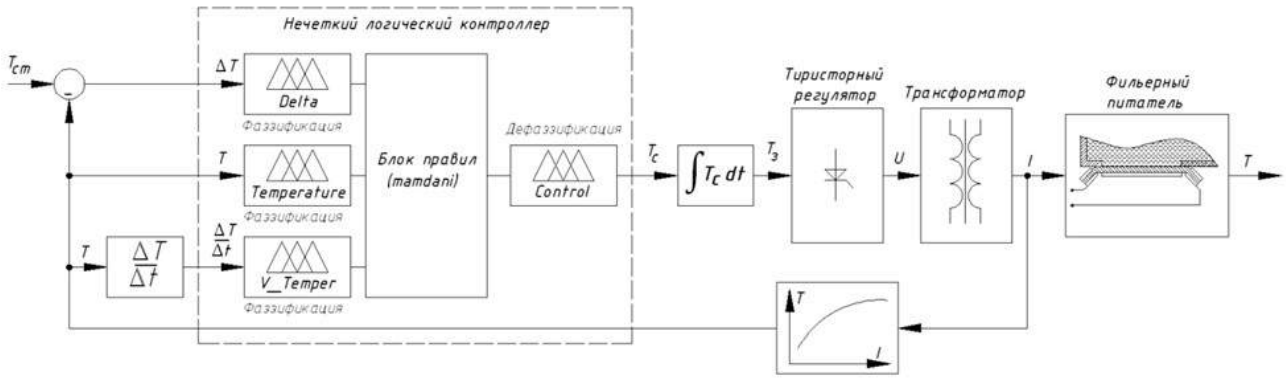


Рис. 5. Структурная схема пропорционально–интегрального НЛК температуры питателя

Благодаря этому при высоких (1000…1400 ºС) и низких (0…300 ºС) значениях температуры происходят изменения сигнала управления T_c, которые дают возможность компенсировать потери тепла в этих режимах. Наличие сигнала текущей температуры также позволяет обеспечить необходимую реакцию системы управления на непредвиденные ситуации, например, при превышении температурой максимально допустимого значения.

Для того чтобы обеспечить необходимую динамику системы введен дополнительный блок–интегратор который и формирует сигнал задания $T_з$ тиристорного регулятора, который в свою очередь формирует необходимый ток в первичной обмотке трансформатора U, питающего фильеры. Так как размещение датчиков температуры для определения точных значений проблематично, текущее значение температуры вычисляется по значению первичного тока трансформатора I. Экспериментальные зависимости $T = f(I)$ приведены в [3].

Выходной сигнал управления формируется блоком правил Мамдани по сигналу рассогласования ΔT отклонения текущего значения температуры фильеры от заданного значения. Данный алгоритм нечеткого вывода является наиболее универсальным для нелинейных систем. Блок правил (база знаний контроллера) составляется экспертом на основе опыта, компьютерного моделирования, а также с учетом классических законов теории автоматического регулирования. Таким образом, сформированы входные лингвистические переменные Delta, Temperature, V_Temper, и выходная переменная Control. Также установлены границы области базовых физических переменных: ΔT – от 0 до 1320 ºС; T – от 0 до 1320 ºС; $\Delta T / \Delta t$ – от 0,5 до 40 ºС/с.

Для решения задачи поддержания необходимого диаметра первичных нитей разработан нечеткий логический контроллер качества (НЛК), структурная схема которого приведена на рис. 6. Входными переменными НЛК являются непосредственно величина диаметра нити $d_н$, время работы питателя t_p и температура расплава в печи T_p. В зависимости от значений входных переменных блок правил формирует выходные сигналы управления: скорость вытягивания нитей $V_в$ и температура стабилизации питателя $T_{ст}$. Значение сигнала управления скорости поступает на вход преобразователя частоты, который формирует напряжения U асинхронного двигателя, создающего момент M механизма вытягивания, текущее значение скорости которого V.

Как и в предыдущем случае выбран универсальный алгоритм нечеткого вывода Мамдани, сформированы входные лингвистические переменные Diametr, Time, T_basalt и выходные переменные Speed, Temperature.

Установлены границы области базовых физических переменных: $d_н$ – от 120 до 300 мкм; t_p – от 0 до 1 мес.; T_p – от 0 до 1450 ºС.

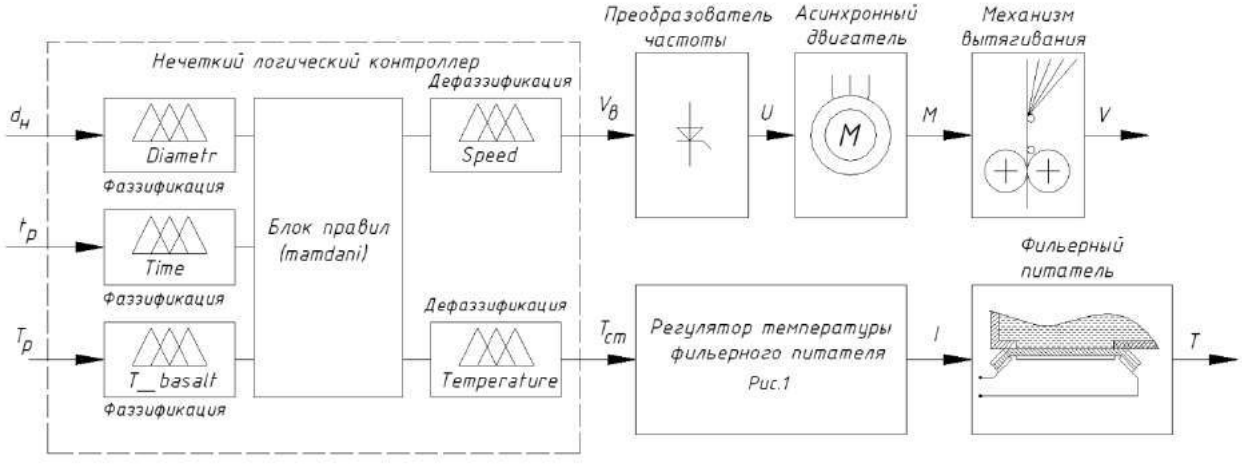


Рис. 6 Структурная схема НЛК диаметра первичной нити

Выводы.

1. В условиях возникающих неопределенностей состояния узла вытяжки и формирования первичной нити установки по производству БСТВ необходимо детерминировано управлять его технологическим параметром - толщиной нити при условии ее непрерывности.

2. Для эффективной работы установки требуется стабилизация диаметра первичной нити. Диаметр первичных нитей расплава базальта зависит от диаметра отверстий фильер, уровня и температуры расплава над фильерным питателем, вязкости расплава в фильерном сосуде, температуры фильерного питателя и скорости вытягивания нитей (линейной скоростью вращения вытяжных валиков).

3. Разработана структурная схема пропорционально–интегрального нечеткого логического контроллера температуры фильерного питателя, который обеспечивает стабилизацию необходимого значения температуры, непрямой контроль текущего значения температуры питателя T и скорости его изменения $\Delta T / \Delta t$.

4. Разработана структурная схема нечеткого логического контроллера диаметра первичных нитей волокна БСТВ, который обеспечивает взаимосвязанное регулирование скорости вытягивания нитей и температуры фильерного питателя в зависимости от диаметра нити, времени работы питателя и температуры расплава в печи установки по производству БСТВ.

5. Разработка системы оптимального управления установкой по производству базальтового супертонкого волокна на основе нечеткой логики позволит повысить качество выходного продукта, производительность, а также снизить энергопотребление.

Список литературы: **1.** *Волынский А.К.* Основы технологии получения базальтовых волокон и их свойства / *А.К. Волынский и др.* – К.: Научная мысль, 1980. – С.54-81. **2.** *Сухарев М.Ф.* Производство теплоизоляционных материалов / *Сухарев М.Ф., Майзель И.Л., Сандлер В.Г.* // М.: Высшая школа. – 1981. – 231 с. **3.** *Новицкий А.Г.* Исследование и совершенствование процессов получения базальтовых волокон и изделий на их основе. Дисс. канд. техн. наук. – К.: Национальный технический университет Украины “КПИ”. – 2005. – 157 с. **4.** *Федоткин И.М.* Влияние технологических параметров на диаметр и качество базальтового волокна / *И.М.Федоткин и др.* // Химическое машиностроение. – 1987.- №46.– С. 33-39. **5.** *Стяжкин В.П.* Тиристорные регуляторы тока в электротермических установках плавления и модификации материалов / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.* // Праці ІЕД НАН України.– Київ, 2008.– № 20.– С.59. **6.** *Стяжкин В.П.* Адаптивная система регулирования тока трансформатора в электротермических установках плавления / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.* // Технічна електродинаміка / Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – Київ, 2009. – Частина 5. – С. 109-110. **7.** *Стяжкин В.П.* Оптимальное управление электротехнологической установкой по производству базальтового супертонкого волокна / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.//* Вісник НТУ “ХПІ”. – 2015. – №12. – С.124-127. **8.** *Иваницкий С.Г.* Определение расхода расплавов при формовании непрерывных базальтовых волокон / *Иваницкий С.Г., Штерн М.Б. //* Міжвузівський збірник "НАУКОВІ НОТАТКИ". Луцьк, 2011. – № 32. – С.143–146. **9.** *Седов Л.И.* Механика сплошной среды. Т.2. / М.: Наука. – 1976.– 576 с. **10.** *Махова М.Ф. Джигирис Д.Д.* Основы производства базальтовых волокон и изделий/ М.: Теплоэнергетик.– 2002. – 170 с.

Bibliography (transliterated): 1. *Volynskij A.K.* Osnovy tehnologii poluchenija bazal'tovyh volokon i ih svojstva / A.K. Volynskij i dr. – K.: Nauchnaja mysl', 1980. – S.54-81. **2.** *Suharev M.F.* Proizvodstvo teploizoljacionnyh materialov / Suharev M.F., Majzel' I.L., Sandler V.G. // M.: Vysshaja shkola. – 1981. – 231 s. **3.** *Novickij A.G.* Issledovanie i sovershenstvovanie processov poluchenija bazal'tovyh volokon i izdelij na ih osnove. Diss. kand. tehn. nauk. – K.: Nacional'nyj tehnicheskij universitet Ukrainy “KPI”. – 2005. – 157 s. **4.** *Fedotkin I.M.* Vlijanie tehnologicheskih parametrov na diametr i kachestvo bazal'tovogo volokna / I.M.Fedotkin i dr. // Himicheskoe mashinostroenie. – 1987.- №46.– S. 33-39. **5.** *Stjazhkin V.P.* Tiristornye reguljatory toka v jelektrotermicheskih ustanovkah plavlenija i modifikacii materialov / Stjazhkin V.P., Podejko P.P. // Praci IED NAN Ukraïni.– Kiïv, 2008.– № 20.– S.59. **6.** *Stjazhkin V.P.* Adaptivnaja sistema regulirovanija toka transformatora v jelektrotermicheskih ustanovkah plavlenija / Stjazhkin V.P., Podejko P.P. // Tehnichna elektrodinamika/ Tematichnij vipusk «Silova elektronika ta energoefektivnist'». – Kiïv, 2009. – Chastina 5. – S. 109-110. **7.** *Stjazhkin V.P.* Optimal'noe upravlenie jelektrotehnologicheskoj ustanovkoj po proizvodstvu bazal'tovogo supertonkogo volokna / Stjazhkin V.P., Podejko P.P.// Visnik NTU “HPI”. – 2015. – №12. – S.124-127. **8.** *Ivanickij S.G.* Opredelenie rashoda rasplavov pri formovanii nepreryvnyh bazal'tovyh volokon / Ivanickij S.G., Shtern M.B. // Mizhvuzivs'kij zbirnik "NAUKOVI NOTATKI". Luc'k, 2011. – № 32. – S.143–146. **9.** *Sedov L.I.* Mehanika sploshnoj sredy. T.2. / M.: Nauka. – 1976.– 576 s. **10.** *Mahova M.F. Dzhigiris D.D.* Osnovy proizvodstva bazal'tovyh volokon i izdelij/ M.: Teplojenergetik.– 2002. – 170 s.

Поступила 26.06.2017

УДК 62-531.6

В. Ю. НОЖЕНКО, асист., Кременчуцький національний університет;
О. П. ЧОРНИЙ, докт. техн. наук, проф., Кременчуцький національний університет;
Д. Й. РОДЬКІН, докт. техн. наук, проф., Кременчуцький національний університет;
В. В. ЧЕНЧЕВОЙ, канд. техн. наук, асист., Кременчуцький національний університет

КЕРУВАННЯ ПУСКОМ ЗАРЕЗОНАНСНОЇ ВІБРАЦІЙНОЇ МАШИНИ З ДЕБАЛАНСНИМИ ВІБРОЗБУДЖУВАЧАМИ

Вступ. На сьогодні одним із питань покращення функціювання вібраційних машин (ВМ) з дебалансними віброзбуджувачами, які працюють у зарезонансній зоні, є вирішення проблеми пуску. Під час пуску при проходженні резонансної зони, виникають значні коливання робочого органу ВМ, що супроводжуються суттєвим динамічним навантаженням на конструкційні елементи, опори ВМ, ротори приводних двигунів та призводять до поломок пружних елементів, руйнування комунікацій, збільшення струму в обмотках статора, перевищення допустимих норм шуму та можливого «застрягання» роторів приводних двигунів. Для швидкого подолання резонансної зони приводні електродвигуни встановлюють із завищеною потужністю майже у 2÷5 разів або з підвищеним пусковим моментом, які, як правило, мають порівняно низьке значення ККД. Існує низка способів, які використовуються для зменшення резонансних коливань [1–3], але не всі вони дозволяють замінити приводні двигуни зарезонансних ВМ менш потужними. До того ж, розвиток технологій виробництва в тій чи іншій області потребує розвитку обладнання, зокрема, вібраційних систем, які б могли забезпечити раціональні технологічні режими. Вирішення комплексу вказаних проблем зарезонансних вібраційних машин можливе за допомогою застосування регульованого асинхронного електроприводу (ЕП).

Постановка проблеми. Застосування регульованого ЕП до зарезонансних ВМ передбачає, по–перше, зміну параметрів віброколивань ВМ в усталеному технологічному режимі, що дозволяє розширити функціональні можливості ВМ; по–друге, керування процесом пуску, а саме швидке проходження зони резонансу. Керування пуском ЕП ВМ доцільно здійснювати при заміні приводних двигунів на менш потужні, це надасть можливість підвищити енергоефективність ЕП. Слід відмітити, що швидке подолання резонансної зони можливе лише за умови, коли значення моменту двигуна буде більше, ніж максимальне значення вібраційного моменту в резонансі [4]. Враховуючи, що використання двигунів меншої потужності призводить до зменшення їх моменту в процесі пуску, регульований ЕП повинен забезпечити збільшення моменту двигуна при переході резонансної зони. Зазначену вимогу можна реалізувати шляхом збільшення напруги живлення приводних двигунів при підході до зони резонансу, коли вібраційний момент ще не почав стрімко зростати, після проходження резонансу керуючий вплив на збільшення напруги живлення може бути відмінений. Оскільки, існуючі скалярні закони частотного керування не дозволяють керувати напругою зазначеним чином, тому виникає необхідність їх удосконалення відповідно до особливостей роботи зарезонансних ВМ.

Метою роботи є синтез скалярного закону керування частотно–регульованого ЕП зарезонансної ВМ для швидкого подолання резонансної зони. Досягнення поставленої мети дозволить також вирішити актуальну задачу зменшення потужності приводних двигунів та підвищення енергоефективності їх роботи.

Матеріали і результати досліджень. Як зарезонансна ВМ розглядалась вібраційна площадка (ВП) із двовальними дебалансними віброзбуджувачами блочної конструкції типу СМЖ–187А для ущільнення жорстких бетонних сумішей у формі [1]. Вібраційна площадка забезпечує гармонічні вертикально направлені коливання робочого органу за рахунок синхронного обертання валів із дебалансами в протилежні напрямки. Електроприводом такої ВП служать два ідентичні нерегульовані асинхронні двигуни (АД), жорстко зв'язані між собою.

Дослідження процесу пуску зарезонансної ВП проводилось шляхом математичного моделювання. Математична модель ВП детально наведена в [5] з конструкційними параметрами: повна приведена маса коливних частин ВМ із формою і бетонною сумішшю m_{pl} = 9000 кг; коефіцієнт жорсткості опор ВМ $c_0 = 1{,}268 \cdot 10^8$ Н/м; коефіцієнт демпфування b_0 = 30600 Нс/м; відстань дебаланса від осі обертання r = 0,1 м; маса дебаланса m_0 = 18 кг. Математична модель АД була побудована в трифазній системі координат [6]. Асинхронні двигуни потужністю 30 кВт кожен мають паспортні дані: P_n = 30 кВт; n_0 = 1500 об/хв; λ_p = 1,4; λ_k = 2,3; s_n = 1,9%; s_k = 14,0%; k_i = 6,5; η = 91%; J_d = 0,23 кг·м^2 [7]. Аналіз отриманих результатів математичного моделювання прямого пуску ЕП ВП підтверджує вищезазначені теоретичні положення, а саме: пуск приводних двигунів здійснюється швидко, без «застрягання», проте в усталеному режимі АД працюють із суттєвим недовантаженням.

Необхідно зазначити, що дана ВП використовується для формування залізобетонних виробів різної конфігурації, що може призвести до зміни m_{pl} [1]. Так, максимальне значення m_{pl} становить 11000 кг, а мінімальне, коли m_{pl} складається тільки з маси коливних частин ВП та маси форми, становить 5000 кг. Відповідно до повної приведеної маси коливної частини ВП змінюють статичний момент маси дебалансів для забезпечення амплітуди віброколивань в усталеному технологічному режимі у межах $0{,}2 \cdot 10^{-3} \div 0{,}5 \cdot 10^{-3}$ м.

© В.Ю. Ноженко, О.П. Чорний, Д.Й. Родькін, В.В. Ченчевой, 2017

При застосуванні частотно–регульованого ЕП до ВП було замінено приводні АД потужністю 30 кВт на АД потужністю 11 кВт кожен із паспортними даними: P_n = 11 кВт; n_0 = 1500 об/хв; λ_p = 2,2; λ_k = 3,0; s_n = 2,8%; s_k = 19,5%; k_i = 7,5; η = 87,5%; J_d = 0,04 кг·м^2 [7].

Як відомо з [8], характер частотних перехідних процесів у розімкнутій системі частотного керування при заданому моменті навантаження, моменті інерції, а також законі регулювання напругою визначається темпом зміни частоти. При цьому для отримання найбільш якісного перехідного процесу необхідним є визначення часу зміни (розгортки) частоти t_r, оскільки для різних типів двигунів та різного навантаження дана величина може змінюватись. Так, при часі розгортки, приблизно 0,3÷0,5 t_r, час частотного пуску може бути мінімальним та на 20÷50 % меншим за час прямого пуску. Тому дослідження пуску ВМ із частотно–регульованим ЕП (зміна напруги та частоти регулювалась за законом U / f = *const*) проводились для різного часу розгортки частоти, що дозволить визначити найбільш оптимальну, яка забезпечить швидке проходження резонансної зони. Час розгортки частоти змінювався від 0,7 с до 1,8 с. Як показник оптимального часу розгортки частоти обрано максимальне переміщення робочого органу ВМ (y_{max}) при проходженні резонансної зони, оскільки саме величина y_{max} спричиняє появу вібраційного моменту.

Знаходження оптимального t_r виконувалось для різних значень повної приведеної маси коливних частин ВМ (m_{pl}) від 6000 до 11000 кг, оскільки, як зазначалося вище, m_{pl} може змінюватись.

У результаті досліджень методом найменших квадратів були отримані залежності $y_{max} = f(t_r)$ для різних значень m_{pl}, які апроксимуються функцією

$$y_{max}(t_r) = a_0 + a_1 t_r + \frac{a_2}{t_r^2}, \qquad (1)$$

де a_0, a_1, a_2 – коефіцієнти апроксимації, які приведені в табл. 1.

Таблиця 1 – Значення коефіцієнтів моделі

Маса ВМ, кг	a_0	a_1	a_2	$t_{r.opt}$
6000	– 0,010241422	0,012185142	0,0028657407	0,778
7000	– 0,0088222798	0,010047459	0,0030741384	0,849
8000	– 0,01367811	0,012072015	0,0055803353	0,974
9000	– 0,011032831	0,0097534978	0,0054104016	1,035
10000	– 0,0066913061	0,0066119557	0,0046264985	1,119
11000	– 0,00060557591	0,0027314914	0,002755625	1,264

На рис. 1 наведено залежності максимального переміщення ВП від часу розгортки частоти для різних значень m_{pl}.

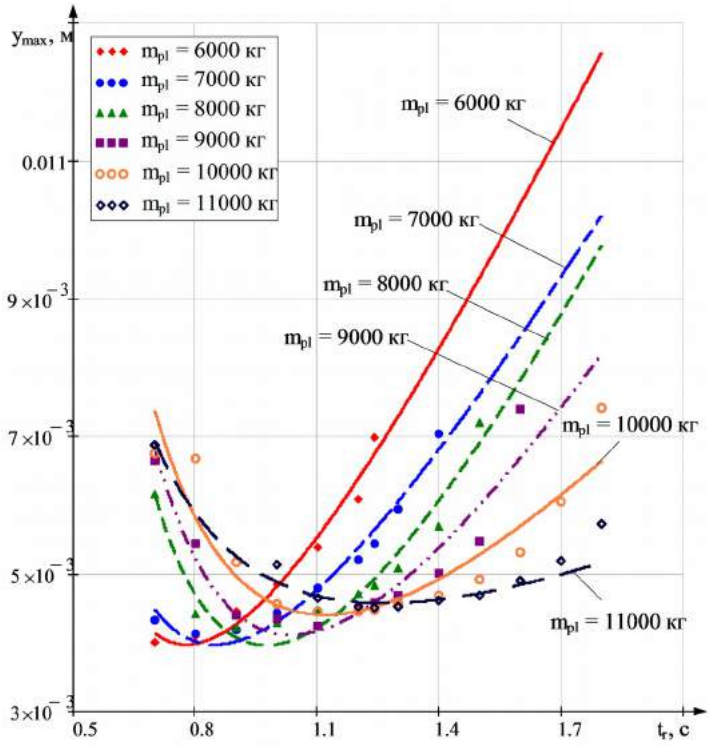


Рис. 1. Залежність максимального переміщення ВМ від часу розгортки частоти

Аналіз результатів показав, що отримані залежності мають явно виражений екстремум – мінімум функції, час, коли амплітуда переміщення мінімальна. Також із залежностей витікає, що зі збільшенням m_{pl} мінімум функції зміщується вправо, тобто спостерігається при більшому значенні часу розгортки частоти.

Мінімум функції $y_{max} = f(t_r)$ визначався з умови, що $y_{max} \rightarrow min$, при $\frac{dy_{max}}{dt_r} = 0$, тоді $\frac{dy_{max}}{dt_r} = a_1 - \frac{2a_2}{t_r^3}$, звідси оптимальний час розгортки частоти:

$$t_{r.opt} = \sqrt[3]{2a_2 / a_1}\ . \qquad (2)$$

Як видно з табл. 1, коефіцієнти моделі a_1 і a_2 змінюються залежно від m_{pl}, тому були отримані рівняння апроксимації у вигляді $a_1 = f(m_{pl})$ та $a_2 = f(m_{pl})$.

Для коефіцієнта моделі a_1 рівняння апроксимації має вигляд:

$$a_1(m_{pl}) = k_0 + k_1 m_{pl} + k_2 m_{pl}^2\ , \qquad (3)$$

де k_0 = –0,012927361; k_1 =7,2071756·10^{-6}; k_2 = –5,2461248·10^{-10} – коефіцієнти апроксимації.

Для коефіцієнта моделі a_2 рівняння апроксимації:

$$a_2(m_{pl}) = l_0 + l_1 m_{pl} + l_2 m_{pl}^2\ , \qquad (4)$$

де l_0 = –0,026069407; l_1 = 7,263631·10^{-6}; l_2 = –4,2065635·10^{-10} – коефіцієнти апроксимації.

Тоді, відповідно до (2) залежність оптимального часу розгортки від повної приведеної маси коливних частин ВМ виглядатиме як

$$t_{r.opt}(m_{pl}) = \sqrt[3]{\frac{2(l_0 + l_1 m_{pl} + l_2 m_{pl}^2)}{k_0 + k_1 m_{pl} + k_2 m_{pl}^2}}\ . \qquad (5)$$

Криву оптимального часу розгортки від повної приведеної маси коливних частин розглянутої ВП приведено на рис. 2.

Для перевірки ефективності застосування частотно–регульованого ЕП, з урахуванням оптимального часу розгортки частоти, були проведені дослідження частотного пуску ВП при максимальній m_{pl}, оскільки в даному випадку навантаження на приводні двигуни є найбільшим. Відповідно до рис. 2, оптимальний час розгортки частоти для АД потужністю 11 кВт при m_{pl} = 11000 кг становить 1,2683 с.

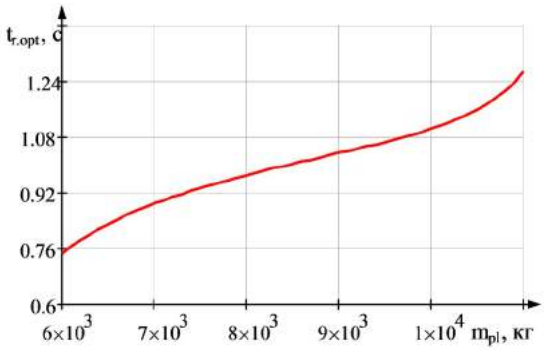
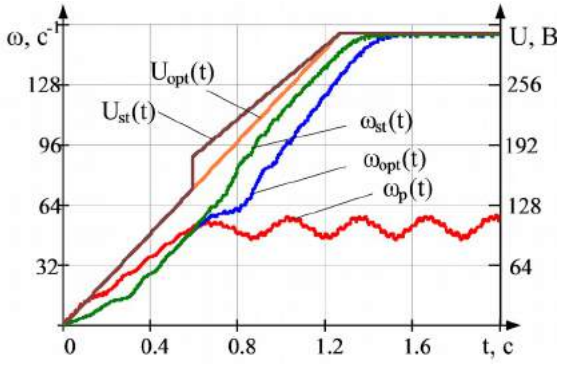


Рис. 2. Залежність оптимального часу розгортки частоти від повної приведеної маси коливних частин ВМ

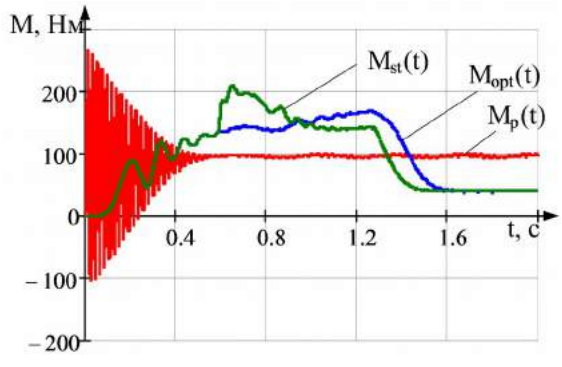
На рис. 3 приведено часові залежності швидкості та моменту АД при прямому пуску ($\omega_p(t)$, $M_p(t)$) та при частотному з оптимальним часом розгортки частоти ($\omega_{opt}(t)$, $M_{opt}(t)$).

Аналіз отриманих результатів показав, що при прямому пуску АД спостерігається «застрягання» двигуна, що унеможливлює вихід ВМ в усталений технологічний режим. Застосування частотно–регульованого ЕП дозволяє усунути «застрягання» приводних двигунів, але при проходженні резонансної зони спостерігається зменшення прискорення приводних двигунів. Це пов'язано з тим, що при резонансі значення моменту опору, який діє на АД, а саме вібраційного моменту, близьке або дорівнює значенню моменту двигуна.

Для наглядного порівняння моментів у резонансі на рис. 4 зображено динамічні характеристики АД при прямому пуску ω(M_p), оптимальній розгортці частоти ω(M_{opt}) та характеристика вібраційного моменту ω(M_v), з яких витікає, що при прямому пуску в резонансній зоні вібраційний момент перевищує момент АД на 64,64 %, а при частотному з оптимальним часом розгортки частоти – на 16,286 %. Таким чином, щоб повністю уникнути «застрягання» приводних двигунів при проходженні резонансної зони, момент АД повинен бути більшим за вібраційний.



а)



б)

Рис. 3. Часові залежності: а) напруги живлення та швидкості двигуна ВП; б) моменту двигуна ВП

Виходячи з виразу визначення електромагнітного моменту АД [6], де M_{em} прямо пропорційно залежить від напруги, збільшення M_{em} можливо досягти шляхом стрибкоподібної зміни напруги при підході до резонансної частоти.

За допомогою математичного моделювання для розглянутої ВП виконано дослідження частотного пуску АД з оптимальним часом розгортки частоти та із стрибкоподібною зміною напруги. Слід зазначити, що подачу стрибка напруги необхідно здійснювати при підході до резонансної частоти, до моменту стрімкого зростання вібромоменту. З рис. 4 видно, що максимальна величина вібраційного моменту в резонансній зоні лежить у вузькому діапазоні 50÷60 $с^{-1}$.

На рис. 3 наведено криві напруги: при оптимальному часі розгортки частоти $U_{opt}(t)$, коли U змінюється лінійно, та при стрибкоподібній її зміні – $U_{st}(t)$. Збільшення U виконувалось при ω = 50 $с^{-1}$ на 11 %. Аналіз кривих швидкості $\omega_{st}(t)$ та моменту двигуна $M_{st}(t)$, приведених на рис. 3, показав, що подача стрибком напруги в процесі пуску дозволяє збільшити момент двигуна при проходженні зони резонансу (рис. 3,б), уникнути «застрягання» АД (рис. 3,а) та зменшити час пуску. Відповідно, розглядаючи динамічну характеристику АД при стрибкоподібній зміні напруги ω(M_{st}) та вібромоменту ω(M_v), видно, що збільшення напруги в резонансній зоні дозволяє момент двигуна перевищити вібромомент.

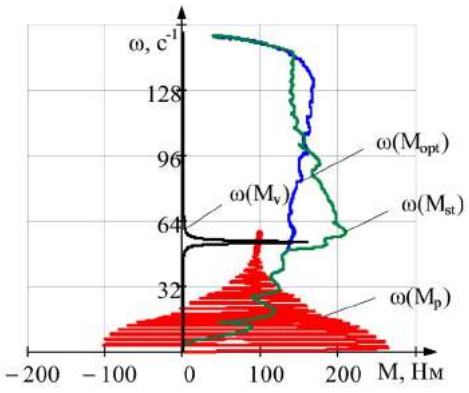


Рис. 4. Динамічні характеристики АД та статична характеристика вібраційного моменту

Висновки. Проведені дослідження пуску ВМ при заміні приводних двигунів потужністю в три рази меншою за номінальну та застосування частотно–регульованого ЕП дозволили визначити залежність оптимального часу розгортки частоти АД від повної приведеної маси коливних частин ВМ.

Приведено результати математичного моделювання розгону ВМ при застосуванні приводних АД меншої потужності для двох випадків: прямого пуску АД та регульованого з урахуванням оптимального часу розгортки частоти, які показали, що у другому випадку «застрягання» роторів приводних двигунів усувається порівняно з прямим пуском, але спостерігається зменшення їх прискорення через перевищення вібраційного моменту над моментом АД.

Для збільшення моменту двигуна запропоновано стрибкоподібну зміну напруги живлення при підході до резонансної зони, коли вібраційний момент починає стрімко зростати, що дозволяє повністю усунути «застрягання» приводних двигунів зарезонансної ВМ, зменшити навантаження на конструкційні елементи ВМ, збільшити термін служби обладнання, підвищити надійність вібраційної системи в цілому.

Список літератури: 1. Вибрации в технике : справочник в 6 т. – М. : Машиностроение, 1981. – Т. 4 : Вибрационные машины и процессы. – 509 с. **2.** *Дмитриев В. Н.* Переходные процессы зарезонансных вибрационных машин / *В. Н. Дмитриев, Е. Н. Гаврилов* // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2011. – № 4. – С. 52–55. **3.** *Tomchin D. I.* Controlled passage through resonance for flexible vibration units / *D. I. Tomchin, O. P. Tomchina, A. L. Fradkov* // Mathematical Problems in Engineering. – 2015. – Режим доступу: https://www.hindawi.com/journals/mpe/2015/839105/. – Дата звертання : 30 травня 2017. **4.** *Ярошевич Н. П.* Динамика пуска вибрационных машин с дебалансным приводом / *Н. П. Ярошевич, И. П. Забродець, А. В. Силивонюк* [*и др.*] // Вібрації в техніці та технологіях. – 2015. – № 4 (80). – С. 113–120. **5.** *Ноженко В. Ю.* Особенности пуска зарезонансных дебалансных машин с дебалансными вибровозбудителями / *В. Ю. Ноженко, Д. И. Родькин, В. В. Ченчевой* // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Тематический выпуск: Проблемы автоматизированного електропривода. Теория и практика. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2015. – Вып. 12 (1121). – С. 218–223. **6.** *Копылов И. П.* Математическое моделирование электрических машин / *И. П. Копылов*. – М. : Высшая школа, 2001. – 327 с. **7.** Асинхронные двигатели серии 4А : справочник / *А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин* [*и др.*]. – М. : Энергоиздат, 1982. – 504 с. **8.** *Сандлер А. С.* Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / *А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов*. – М. : Энергия, 1974. – 328 с. **9.** *Андреев В. П.* Основы электропривода / *В. П. Андреев, Ю. А. Сабинин*. – М.-Л. : Госэнергоиздат, 1963. – 772 с.

Bibliography (transliterated): 1. Vibratsii *v tekhnike: spravochnik.* Vol. 4. Moscow: Mashinostroyeniye, 1981. Print. **2.** Dmitriyev, V. N. and Gavrilov, Ye. N. "Perekhodnyye protsessy zarezonansnykh vibratsionnykh mashin". *Elektrotekhnicheskiye kompleksy i sistemy upravleniya*. No. 4. 2011. 52–55. Print. **3.** Tomchin, D. I., Tomchina, O. P. and Fradkov, A. L. "Controlled passage through resonance for flexible vibration units." *Mathematical Problems in Engineering*. 2015. Web. 30 May 2017 <https://www.hindawi.com/journals/mpe/2015/839105/> **4.** Yaroshevich, N. P., et al. "Dinamika puska vibratsionnykh mashin s debalansnym privodom." *Vibratsiyi v tekhnitsí ta tekhnologiyakh*. No. 4.80. 2015. 113–120. Print. **5.** Nozhenko, V. Yu., Rodkin, D. I. and Chenchevoy, V. V. "Osobennosti puska zarezonansnykh debalansnykh mashin s debalansnymi vibrovozbuditelyami." *Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta «Kharkovskiy politekhnicheskiy ínstitut». Tematicheskiy vypusk: Problemy avtomatizirovannogo yelektroprivoda. Teoriya i praktika*. No. 12.1121. 2015. 218–223. Print. **6.** Kopylov, I. P. *Matematicheskoe modelirovaniye elektricheskikh mashin*. Moskow: Vysshaya shkola, 2001. Print. **7.** Kravchik, A. E., et al. *Asinkhronnyye dvigateli seriyi 4A : spravochnik.* Moskow: Energoizdat, 1982. Print. **8.** Sandler, A. S. and Sarbatov, R. S. *Avtomaticheskoye chastotnoye upravleniye asinkhronnymi dvigatelyami*. Moskow: Energiya. 1974. Print. **9.** Andreyev, V. P. and Sabinin, Yu. A. *Osnovy elektroprivoda.* Moskow-Leningrad: Gosenergoyizdat. 1963. Print.

Надійшла 12.06.2017

УДК 621.314

В. С. БОЙКО, докт. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ»;
М. І. СОТНИК, докт. техн. наук, доц., Сумський державний університет;
О. Г. ГУСАК, канд. техн. наук, доц., Сумський державний університет.

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ У ЕЛЕКТРИЧНИХ МОДЕЛЯХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ МЕРЕЖ ВОДОПОСТАЧАННЯ

Вступ. Основним елементом будь-якої мережі водопостачання є електромеханічна система (ЕМС), яка створюється сукупністю енергетичних компонент мережі: привідним електричним двигуном, насосом та системою підводу рідини з накопичувальних резервуарів.

Привідний електричний двигун є електричною машиною, у якій електрична енергія мережі електропостачання перетворюється на механічну. Насос є енергетичною машиною, у якій механічна енергія приводу перетворюється на гідравлічну енергію рідини.

Виходячи з викладеного, електромеханічна система (рис. 1) функціонально є своєрідним багатоетапним перетворювачем, у якому електрична енергія, що поступає від мережі електропостачання через привідний електричний двигун та потенціальна енергія рідини з накопичувальних резервуарів перетворюються на енергію руху рідини у вихідному патрубку.

Наразі в мережах водопостачання в експлуатації знаходиться велика кількість електромеханічних систем (ЕМС), що містять у своєму складі насоси з двозавитковим спіральним відводом і робочі колеса, які мають сім чи вісім лопатей.

Робочі режими відцентрових насосів і електромеханічних систем, до складу яких вони входять, можна здійснювати різними способами [2-5]. Ми використовуємо розроблений нами [1], [7], [8] спосіб електричного моделювання зазначених режимів, який потребує створення електричних моделей ЕМС з відцентровими насосами.

Мета роботи. На прикладі електричної моделі електромеханічної системи, яка містить відцентровий насос з двозавитковим спіральним відводом і робочим колесом з парною кількістю лопатей, довести вплив активних опорів контуру комутації моделі на характер електромагнітних процесів.

Рис. 1 Електромеханічна система мережі водопостачання

Матеріал і результати досліджень. Дослідимо електромагнітний процес у схемі рис. 1. Вона є електричною моделлю ЕМС, яка містить насос з двозавитковим спіральним відводом і робочим колесом з вісьмома лопатями. Модель складається з двох половин, кожна з яких містить по m паралельних віток, що дорівнює кількості лопатей робочого колеса насоса.

Узагальнено система ЕРС паралельних віток моделі запишеться у вигляді гармонічної функції (синусоїди) наступним чином:

$$e_j = E_m \sin\left[\omega t + \pi\left(0.5 + \frac{1-2j}{m}\right)\right], \qquad (1)$$

де j – номер вітки електричної моделі; ω – кутова частота обертання робочого колеса насоса.

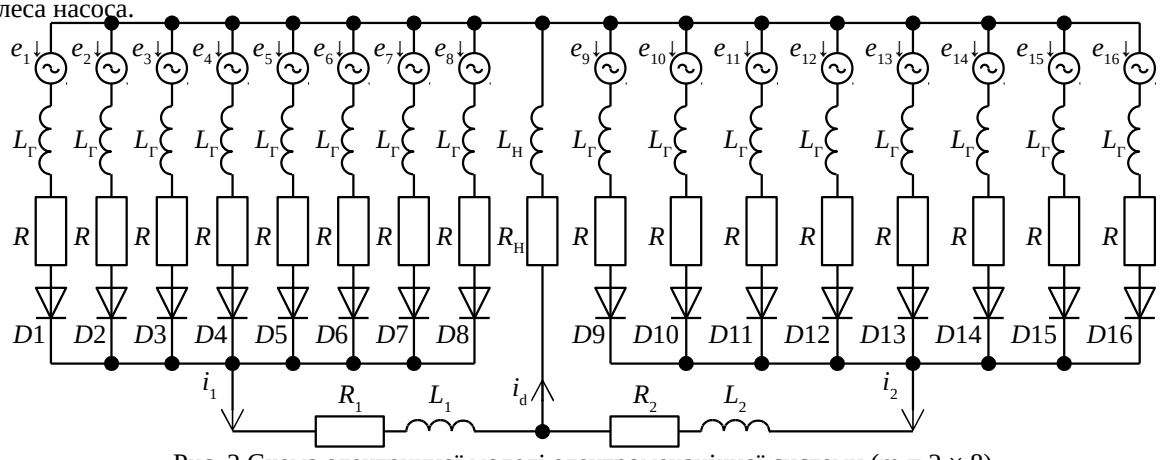


Рис. 2 Схема електричної моделі електромеханічної системи (m = 2 × 8)

Цим у моделі відображається факт обертового руху рідини у проточній частині насоса. Амплітуда (E_m) ЕРС усіх віток електричної моделі електромеханічної системи однакова. Різного роду втрати при роботі відцентрового насоса, які призводять до зниження його ККД та зменшення вихідного напору при збільшенні

© В.С. Бойко, М.І. Сотник, О.Г. Гусак, 2017

робочого потоку, інтегрально враховуються у моделі насоса наявністю активного R та індуктивного $X_г$ опору [6]. Останній зображений на схемі рис. 1 індуктивним елементом $L_г$. Однак, у представленому дослідженні розглядається питання щодо впливу активного опору контуру комутації на характер електромагнітних процесів.

Тому аналіз останніх здійснюється без врахування як індуктивностей контуру комутації, так і індуктивностей вихідних віток схеми електричної моделі.

Виходячи з викладеного, систему ЕРС джерел окремих віток схеми рис. 1, запишемо так:

$$\left.\begin{array}{l} e_1=E_m\sin(\upsilon+3\pi/8); \\ e_2=E_m\sin(\upsilon+\pi/8); \\ e_3=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_4=E_m\sin(\upsilon-3\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_5=E_m\sin(\upsilon-5\pi/8); \\ e_6=E_m\sin(\upsilon-7\pi/8); \\ e_7=E_m\sin(\upsilon+7\pi/8); \\ e_8=E_m\sin(\upsilon+5\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_9=E_m\sin(\upsilon-5\pi/8); \\ e_{10}=E_m\sin(\upsilon-7\pi/8); \\ e_{11}=E_m\sin(\upsilon+7\pi/8); \\ e_{12}=E_m\sin(\upsilon+5\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_{13}=E_m\sin(\upsilon+3\pi/8); \\ e_{14}=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_{15}=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_{16}=E_m\sin(\upsilon-3\pi/8). \end{array}\right\} \quad (2)$$

Початкова фаза у цих рівняннях відраховується від вертикальної вісі. На рис. 3 наведена векторна діаграма цих ЕРС.

Дослідження проведено за схемою рис. 4, у якій знехтуємо індуктивностями вихідних віток половин електричної моделі. Для аналізу скористаємось методом вузлових напруг. Також врахуємо, що за наявності опорів контуру комутації R, комутація струму вентилями не буде миттєвою і момент її початку невідомий. Тож електромагнітний процес на інтервалі протяжністю π/4 поділятиметься на два етапи різної протяжності.

Система рівнянь для першого етапу електромагнітного процесу, який характеризується спільною роботою діодів $D1$–$D8$ і $D13$–$D12$:

$$\left.\begin{array}{r} \dot{U}_{10}G_{11}-\dot{U}_{20}G_{12}-\dot{U}_{30}G_{13}=\dot{I}_{11}; \\ -\dot{U}_{10}G_{21}+\dot{U}_{20}G_{22}-\dot{U}_{30}G_{23}=\dot{I}_{22}; \\ -\dot{U}_{10}G_{31}-\dot{U}_{20}G_{32}+\dot{U}_{30}G_{33}=\dot{I}_{33}, \end{array}\right\} \quad (3)$$

де: $G_{11} = 2 / R + 1 / R_1$; $G_{22} = 2 / R + 1 / R_2$; $G_{33} = 1 / R_1 + 1 / R_2 + 1 / R_H$;
$G_{12} = G_{21} = 0$; $G_{23} = G_{32} = 1 / R_2$; $G_{13} = G_{31} = 1 / R_1$;
$\dot{I}_{11} = (\dot{E}_1 + \dot{E}_8) / \mathrm{R}$; $\dot{I}_{22} = (\dot{E}_{12} + \dot{E}_{13}) / \mathrm{R}$; $\dot{I}_{33} = 0$.

Звернімо також увагу, що згідно з (2) $\dot{E}_1 = \dot{E}_{13}$, а $\dot{E}_8 = \dot{E}_{12}$.

Головний визначник

$$\Delta=\begin{vmatrix} G_{11} & -G_{12} & -G_{13} \\ -G_{21} & G_{22} & -G_{23} \\ -G_{31} & -G_{32} & G_{33} \end{vmatrix}=G_{11}G_{22}G_{33}-G_{13}G_{31}G_{22}-G_{23}G_{32}G_{11} . \quad (4)$$

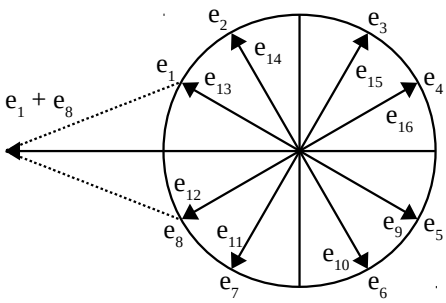


Рис. 3 Векторна діаграма ЕРС віток електричної моделі ЕМС (m = 2×8)

При отриманні виразу головного визначника системи рівнянь (3) враховано, що $G_{12} = G_{21} = 0$.

Визначимо вузлову напругу першого вузла $\dot{U}_{10(1)}$ на першому етапі електромагнітного процесу. Алгебричне доповнення

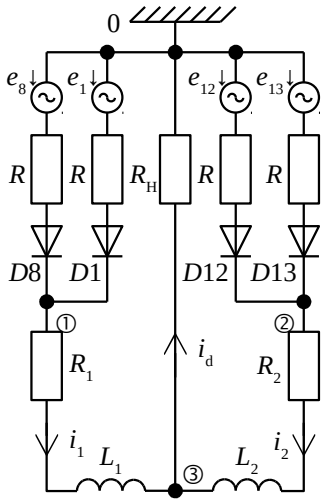


Рис. 4 Схема спільної роботи діодів $D1$–$D8$ і $D13$–$D12$

$$\Delta_1=\begin{vmatrix} \dot{I}_{11} & -G_{12} & -G_{13} \\ \dot{I}_{22} & G_{22} & -G_{23} \\ \dot{I}_{33} & -G_{32} & G_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{11}G_{22}G_{33}+G_{13}G_{32}\dot{I}_{22}-G_{23}G_{32}\dot{I}_{11} .$$

Вузлову напругу першого вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{10(1)} = \Delta_1 / \Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{10(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_1]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R} .$$

Визначимо вузлову напругу $\dot{U}_{20(1)}$. Алгебричне доповнення

$$\Delta_2=\begin{vmatrix} G_{11} & \dot{I}_{11} & -G_{13} \\ -G_{21} & \dot{I}_{22} & -G_{23} \\ -G_{31} & \dot{I}_{33} & G_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{22}G_{11}G_{33}-G_{13}G_{31}\dot{I}_{22}-G_{23}G_{31}\dot{I}_{11} .$$

Вузлову напругу другого вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{20(1)} = \Delta_2 / \Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{20(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_2]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R} .$$

Визначимо вузлову напругу $\dot{U}_{30(1)}$. Алгебричне доповнення

$$\Delta_3=\begin{vmatrix} G_{11} & -G_{12} & \dot{I}_{11} \\ -G_{21} & G_{22} & \dot{I}_{22} \\ -G_{31} & -G_{32} & \dot{I}_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{11}G_{22}G_{31}+G_{11}G_{32}\dot{I}_{22} .$$

Вузлову напругу третього вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{30(1)}=\Delta_3/\Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{30(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)R_H]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,.$$

Як випливає з позначення вузлів схеми рис. 4, розрахована вище вузлова напруга $\dot{U}_{30(1)}$ є випрямленою напругою електричної моделі відцентрового насосного агрегату у складі електромеханічної системи на першому етапі електромагнітного процесу. Якщо врахувати також, що геометрична сума векторів ЕРС першої і восьмої фаз схеми електричної моделі, дорівнюють $j2E_m\cos(\pi/8)$ (див. векторну діаграму рис. 3) і є суто реактивним числом, миттєве значення випрямленої напруги на першому етапі електромагнітного процесу має розраховуватись за наступним співвідношенням:

$$u_{30(1)}=\frac{2E_m\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)R_H]\sin(\upsilon+\pi/2)}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,. \qquad (5)$$

Відповідно вираз миттєвого значення випрямленого струму, отриманий за законом Ома, буде таким:

$$i_{30(1)}=\frac{2E_m\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)]\sin(\upsilon+\pi/2)}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,. \qquad (6)$$

Поки що немає можливості побудувати графіки зміни миттєвого значення випрямленої напруги і випрямленого струму на першому етапі електромагнітного процесу, оскільки невідомий момент вступу в роботу діодів електричної моделі, як і невідома протяжність спільної роботи діодів. Вочевидь, для окремих половин схеми вона буде різною, що обумовлюється несиметрією схеми.

Для розрахунку цих показників електромагнітного процесу на його першому етапі, необхідно дослідити закономірність зміни струмів діодів в інтервалі їх спільної роботи. Для цього можна скористатись законом Ома і вирази струмів діодів, які знаходяться в роботі, у комплексній формі у загальному вигляді подати наступним чином:

$$\dot{I}_{1(1)}=\frac{\dot{E}_1-\dot{U}_{10(1)}}{R};\ \dot{I}_{8(1)}=\frac{\dot{E}_8-\dot{U}_{10(1)}}{R};\ \dot{I}_{12(1)}=\frac{\dot{E}_{12}-\dot{U}_{20(1)}}{R};\ \dot{I}_{13(1)}=\frac{\dot{E}_{13}-\dot{U}_{20(1)}}{R}\,. \qquad (7)$$

Момент вступу діодів у роботу визначається різницею комплексного значення ЕРС фази і вузлової напруги. Так, для діода *D*1, який вступає в роботу, це різниця між ЕРС першої фази і вузловою напругою першого вузла. Для діода *D*13 який також вступає в роботу, це різниця між ЕРС тринадцятої фази і вузловою напругою другого вузла. До речі, ЕРС першої і тринадцятої фаз - однакові і мають початкову фазу, яка дорівнює 3π/8. Відповідно вони мають дійсну частину $Re[\dot{E}_1] = E_m\cos(5\pi/8)$ і уявну частину $Im[\dot{E}_1] = E_m\sin(5\pi/8)$. Виходячи з величини початкової фази, дійсна і уявна частини комплексного значення ЕРС першої фази - додатні.

Як зазначалося раніше, вузлові напруги є суто уявними величинами. Тож дійсна частина комплексного значення струму діода D1 на першому етапі електромагнітного процесу дорівнює

$$Re[\dot{I}_{1(1)}]=E_m\cos(3\pi/8)=A_{1(1)}\,.$$

Уявна частина комплексного значення струму діода *D*1 дорівнює

$$Im[\dot{I}_{1(1)}]=E_m\left\{2\cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)-\frac{2\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_1]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\right\}/R=B_{1(1)}\,.$$

Виходячи з викладеного, амплітуда миттєвого значення струму діода *D*1 при вступі його в роботу розраховується як

$$I_{m1(1)}=\sqrt{A^2_{1(1)}+B^2_{1(1)}}\,, \qquad (8)$$

а початкова фаза

$$\psi_{1(1)}=arctg(B_{1(1)}/A_{1(1)})\,. \qquad (9)$$

Розмірковуючи подібним чином, запишемо вирази дійсної і уявної частини струму діода *D*13, який також вступає в роботу:

$$Re[\dot{I}_{13(1)}]=E_m\cos(3\pi/8)/R=A_{13(1)}\,;$$

$$Im[\dot{I}_{13(1)}]=E_m\left\{2\cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)-\frac{2\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_2]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\right\}/R=B_{13(1)}\,.$$

Амплітуда миттєвого значення струму діода *D*1 при вступі його в роботу розраховується як

$$I_{m13(1)}=\sqrt{A^2_{13(1)}+B^2_{13(1)}}\,, \qquad (10)$$

а початкова фаза

$$\psi_{13(1)}=arctg(B_{13(1)}/A_{13(1)})\,. \qquad (11)$$

У той же період діоди *D*8 і *D*12 виходять з роботи. ЕРС фаз, в яких працюють зазначені діоди, мають початкову фазу, яка дорівнює 5π/8. Відповідно вони мають дійсну частину $Re[\dot{E}_1] = E_m\cos(5\pi/8)$ і уявну частину $Im[\dot{E}_1] = E_m\sin(5\pi/8)$. Виходячи з величини початкової фази, дійсна частина цих ЕРС - від'ємна, але за абсолютним значенням така ж, як і у фазах з діодами, що вступають в роботу. Уявна частина - додатна і за величиною така ж, як і у фазах діодів, що вступають в роботу.

Протяжність першого етапу електромагнітного процесу стосовно кривої випрямленої напруги електричної моделі може бути визначеною, лише після дослідження особливостей електромагнітного процесу на другому етапі.

На другому етапі електромагнітного процесу у кожній половині схеми електричної моделі працюватимуть по одному діоду: у лівій половині діод $D1$, а у правій – $D13$. Якщо скористатись схемою рис. 4, нескладно уявити, що розрахункова схема матиме всього два вузла, і якщо нижній вузол позначити як третій, то згідно методу вузлової напруги, випрямлена напруга електричної моделі на другому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розраховуватиметься так:

$$\dot{U}_{30(2)}=\frac{\dot{E}_1/(R_1+R)+\dot{E}_{13}/(R_2+R)}{1/(R_1+R)+1/R_H+1/(R_2+R)}\ . \tag{12}$$

Врахувавши, що $\dot{E}_1=\dot{E}_{13}$, та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо вираз випрямленої напруги електричної моделі на другому етапі електромагнітного процесу:

$$\dot{U}_{d(2)}=\frac{\dot{E}_1}{1+[(R_1+R)(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ . \tag{13}$$

Відповідно випрямлений струм на другому етапі електромагнітного процесу розраховуватиметься за співвідношенням

$$\dot{I}_{d(2)}=\frac{\dot{E}_1}{\{1+[(R_1+R)(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]\}R_H}\ . \tag{14}$$

Струми працюючих діодів, які одночасно є і струмами окремих половин електричної моделі розрахуємо за законом Ома:

$$\dot{I}_{1(2)}=\frac{\dot{E}_1-\dot{U}_{d(2)}}{R_1+R}\ ;\ \dot{I}_{13(2)}=\frac{\dot{E}_{13}-\dot{U}_{d(2)}}{R_2+R}\ .$$

Якщо в останні підставити вираз випрямленої напруги за (13) і здійснити необхідні алгебричні перетворення, остаточно для струмів отримаємо:

$$\dot{I}_{1(2)}=\frac{\dot{E}_1[(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}{1+[(R_1+R)/(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ ; \tag{15}$$

$$\dot{I}_{13(2)}=\frac{\dot{E}_1[(R_1+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}{1+[(R_1+R)/(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ . \tag{16}$$

Для кількісної оцінки показників електромагнітного процесу, особливості якого пов'язані з урахуванням активних опорів контуру комутації, проведено аналітичний розрахунок тестового режиму: E_m = 97 В, R = 10 Ом, R_1 = 6 Ом, R_2 = 10 Ом, f = 730 / 60 = 12,16 Гц.

За результатами розрахунку, отримано вирази струмів:

а) для першого етапу електромагнітного процесу

$$\begin{aligned}
&i_{d(1)}=1{,}712\sin(\upsilon+\pi/2),\text{A};\\
&i_{1(1)}=3{,}745\sin(\upsilon+7{,}58^\circ),\text{A};\\
&i_{8(1)}=3{,}745\sin(\upsilon+177{,}42^\circ),\text{A};\\
&i_{13(1)}=3{,}731\sin(\upsilon+5{,}57^\circ),\text{A};\\
&i_{12(1)}=3{,}731\sin(\upsilon+174{,}43^\circ),\text{A}.
\end{aligned} \tag{17}$$

б) для другого етапу електромагнітного процесу

$$\begin{aligned}
&i_{d(2)}=1{,}767\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A};\\
&i_{1(2)}=0{,}982\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A};\\
&i_{13(2)}=0{,}785\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A}.
\end{aligned} \tag{18}$$

З розрахунку випливає, що спільна робота діодів лівої частини схеми електричної моделі має протяжність 15,16º, а протяжність спільної роботи діодів правої половини електричної моделі складає 11,14º.

Висновки. Результати досліджень, наведені у публікації, доводять:

1) амплітуди миттєвих значень струмів діодів $D1$ і $D8$, а також і інших вентилів лівої половини схеми електричної моделі - однакові;

2) амплітуди миттєвих значень струмів діодів $D13$ і $D12$, а також і інших вентилів правої половини схеми електричної моделі - однакові;

3) початкова фаза струму діода $D1$ $\psi_{1(1)}$ розраховується за співвідношенням (9), а початкова фаза струму діода $D8$ $\psi_{8(1)}=\pi-\psi_{1(1)}$;

4) початкова фаза струму діода $D13$ $\psi_{13(1)}$ розраховується за співвідношенням (11), а початкова фаза струму діода $D12$ $\psi_{12(1)}=\pi-\psi_{13(1)}$;

5) подвоєне значення кута $\psi_{1(1)}$ є інтервалом спільної роботи діодів $D1$ і $D8$, а також і інших вентилів лівої половини схеми електричної моделі;

6) подвоєне значення кута $\psi_{13(1)}$ є інтервалом спільної роботи діодів $D13$ і $D12$, а також і інших вентилів правої половини схеми електричної моделі;

7) в інтервалі спільної роботи діодів окремих половин електричної моделі закономірність зміни їх струмів близька до прямої;

8) протяжність етапів електромагнітного процесу електричної моделі визначається за результатами повних досліджень процесів на усіх етапах.

Список літератури: **1**. *Бойко В.С.*, Моделювання особливих режимів роботи електромеханічних систем мереж водопостачання / *В.С. Бойко, М.І. Сотник, В.В. Москаленко* // Електротехніка і електромеханіка. - 2016/4(1). - Спеціальний випуск. - Том 1. - с.4-10. **2**. *Костишин В.С*. Моделювання режимів ідеалізованого відцентрового насоса на основі електрогідравлічної аналогії / *В.С. Костишин*. // Розвідка і розробка нафтових і газових родовищ. Сер. Нафтогазопромислове обладнання. Вип. 34, Івано-Франківськ, 1997, - С. 65 - 75. **3**. *Гликман Б.Ф*. Нестационарные течения в пневмогидравлических цепях / *Б.Ф. Гликман*. - М.: Машиностроение, 1979. – 256с. **4**. *Гликман Б.Ф*. Математические модели пневмогидравлических систем / *Б.Ф. Гликман.* - М.: Наука, 1987. - 366 с. **5**. Регулирование частоты вращения насосного оборудования. Руководство для успешного применения. - М.: Изд-во ООО «СофтКом», 2011. - 200 с. Перевод с английского и публикация русской версии выполнены Российской ассоциацией производителей насосов (РАПН) с ограниченного разрешения Гидравлического института и Европамп. **6**. *Бойко В.С*., Адекватність електричного моделювання робочих процесів у відцентровому насосі / *В.С. Бойко, М.І. Сотник* - // Техн. електродинаміка.- 2013. - №5 – с. 90-96. **7**. Електрична модель відцентрового насоса з двозавитковим спіральним відводом: Патент UA № 80301, МПК G06G 7/57./*Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І*. - u 2012 12710. Заявл. 07.11.2012. Опубл. 27.05.2013, Бюл. № 10. **8**. Спосіб створення електричної моделі відцентрового насоса: Патент UA № 67781, МПК G06G 7/00./*Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І.* - u 2011 08267. Заявл. 01.07.2011. Опубл. 12.03.2012, Бюл. № 5.

Bibliography (transliterated): **1**. Boiko V.S., N.I. Sotnyk and V.V. Moskalenko. “Modeluvannja osoblivych regimiv roboti elektromechanichnich system mereg vodopostachtannja*”. Electronics and electrical engineering. Special Issue. - Volume 1*. No 4 (1). 2016. 4-10. Print. **2**. Kostyshyn V.S., “Modeluvannja regimiv idealisovanogo vidcentrovogo nasosa na osnovi electrogidravlichnoj analogii*”. Rozvidka I rozrobka naftovih I gazovih rodovish. Ser. Naftopromislove obladnannja.* 34 (1997), Ivano-Frankivsk. 65 - 75. Print. **3**. Hlykman B.F. *Nestacionarnie techenia v pnevmohydravlitcheskih cepjah*. Moscow: Mashinostroenie, 1979. Print. **4**. Hlykman B.F. *Matematicheskie modeli pneumohydravlicheskih system.* Moscow: Nauka, 1987. Print. **5**. Regulirovanie chastoti vraschenia nasosnogo oborudovania. Rukovodstvo dlia uspeshnogo primenenia. Moscow: company "SoftKom", 2011. Print. The Translation from English and the publication of the Russian version was carried out by the Russian Association of Pump Manufacturers (RAPN) with a limited permit from the Hydraulic Institute and Europe. **6**. Boiko, V.S., N.I. Sotnyk “Adequatnist electrichnogo modeluvannja robochih procesiv u vidcentrovomu nasosi”. *Technitcheskaja electrodinamica* No. 5. 2013. 90-96. Print. **7**. Electrichna model vidcentrovogo nasosa z dvozavitcovim spiralnin vidvodom. Patent UA № 80301, IPC G06G 7/57 / Boiko V.S., Boiko V.V. Sotnyk N.I. - u 2012 12710. appl. 07.11.2012. Publish. 05.27.2013, Bull. Number 10. **8**. Sposib stvorennia electrichnoi modeli vidcentrovogo nasosa. Patent UA № 67781, IPC G06G 7/00 / Boiko V.S., Boiko V.V. Sotnyk N.I. - u 2011 08267. appl. 01.07.2011. Publish. 12.03.2012, Bull. Number 5.

Надійшла 10.05.2017

УДК 62-83:621.313.3

І. В. ВОЛКОВ, докт. техн. наук, чл.-кор. НАНУ, зав. від. Інститут електродинаміки НАН України, Київ;
В. О. ВОЙТЕХ, канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України, Київ.

ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ ДЛЯ КЕРУВАННЯ ТРИФАЗНИМИ ЗАГАЛЬНОПРОМИСЛОВИМИ ТА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИМИ АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОДВИГУНАМИ З ВИКОРИСТАННЯМ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ СЕРІЇ DSPIC33 MC ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ СИЛОВИХ МОДУЛІВ

Основним споживачем електроенергії в промисловості та побуті (приблизно 60%), як відомо, є асинхронні двигуни. Використання їх в складі регульованого електроприводу з керуванням від напівпровідникових інверторів дозволяє значно (до 40%) зменшити споживання електроенергії, що в рамках енергосистеми країни еквівалентно декільком енергоблокам атомних електростанцій [1]. Силові схеми, алгоритми управління і переваги перетворювачів частоти для керування асинхронними двигунами відомі [2]. Основною проблемою, що перешкоджає масовому застосуванню подібних систем, є їх відносно висока вартість. Так, вартість інвертора для асинхронного двигуна 1,5 кВт становить приблизно $ 200, в той час як асинхронного двигуна – $ 50, що не дозволяє підвищить частку регульованого електроприводу в Україні вище 10%. Тому зниження вартості інверторів для управління асинхронними двигунами, при збереженні їх робочих характеристик є актуальним завданням.

Крім того, широкого розповсюдження у розвинених країнах набувають енергоефективні (із мідним литтям клітки ротора) асинхронні двигуні із збільшеним к.к.д. на 6÷7% при потужностях до 2,2 кВт, які вимагають спеціальних перетворювачів для керування [3]. Широке поширення відновлювальних джерел енергії із нестабільними вихідними параметрами також накладає специфічні вимоги до перетворювачів що до можливості роботи у широкому діапазоні вхідних напруг постійного струму. Створення спеціалізованого перетворювача частоти масового застосування для найбільш поширених механізмів (холодильники, пральні машини, кондиціонери, насоси, дозатори, млини, змішувачі і т.п.) при одночасному значному зниженні вартості, із збереженням робочих характеристик дозволить підвищити частку регульованого електроприводу і заощадити значні енергетичні ресурси.

У структурі вартості напівпровідникового інвертора для асинхронних двигунів потужністю від 1 до 3 кВт (частка таких двигунів в загальному обсязі вироблених асинхронних машин становить 80%) основні витрати припадають на систему управління з цифровим сигнальним процесором (DSP) і силовим модулем на IGBT, які разом складають більше половини вартості пристрою. Одним із шляхів оптимізації витрат при розробці і виробництві перетворювачів частоти є застосування нових рішень в області силової і керуючої мікропроцесорної техніки. Зараз у світі приділяється багато уваги створенню спеціалізованих напівпровідникових елементів для інверторів. Розглянемо застосування в якості керуючого спеціалізованого мікроконтролера компанії Microchip (США) dsPIC33MC вартістю до 2 $, розробленого у 2014 році для управління перетворювачами частоти з широтно–імпульсною модуляцією [4]. Технічні характеристики мікроконтролера наведені в таблиці 1, а структурна схема на рис. 1.

Таблиця 1.

Мікроконтролер	Число виводів	ПЗУ (кБт)	ОЗУ (кБт)	UART	ШІМ	АЦП	Входи-виходи	Багатофункціональні виводи	16-бітний таймер	Компаратори
Dspic33FJ16mc102	28	16	1	1	6 канальна	6	21	16	3	3

© І.В. Волков, В.О. Войтех, 2017

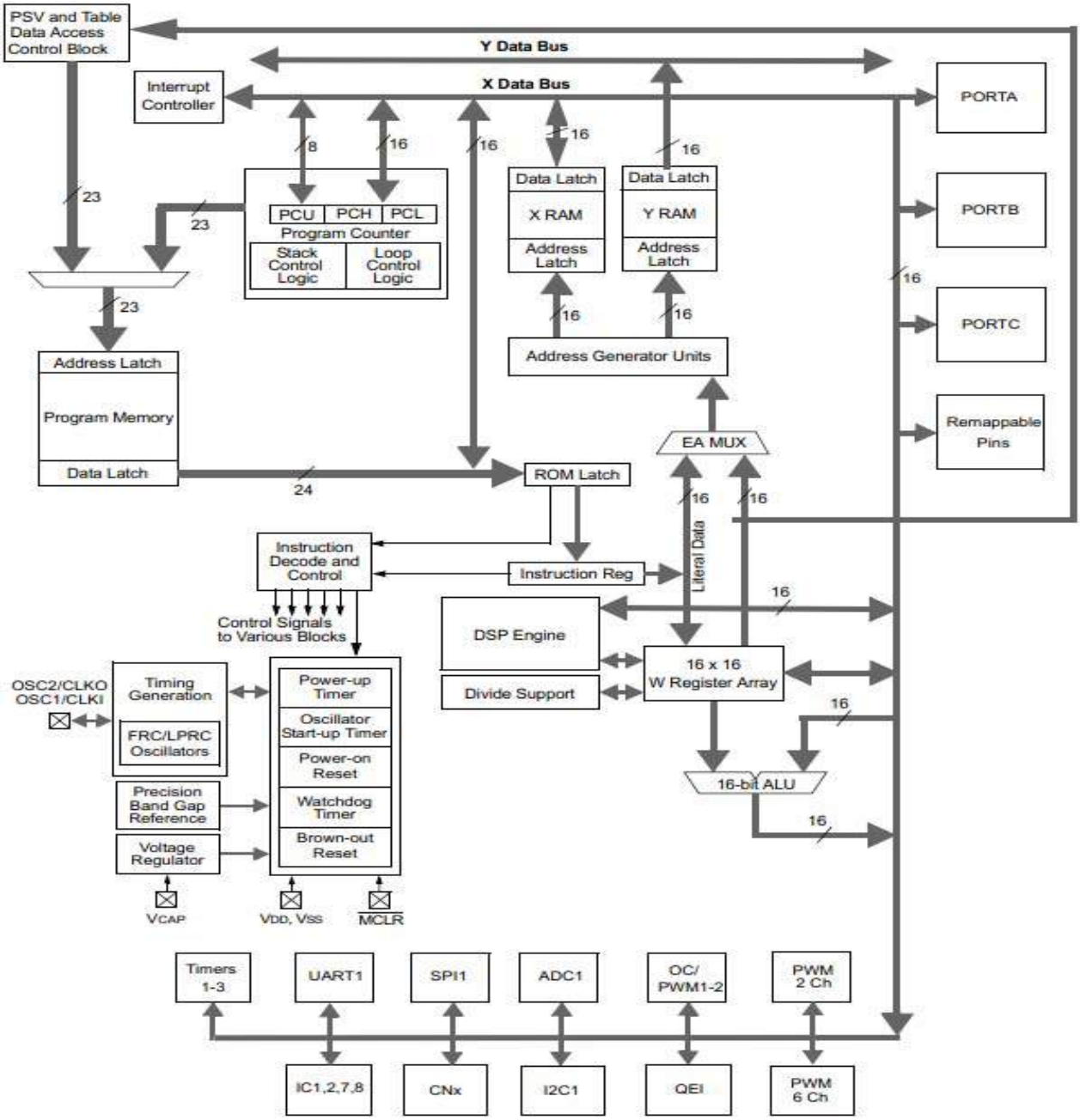


Рис. 1

Переваги такої структури:

1. Можливість створення однопроцесорної системи управління вартістю до 5 $, в якій об'єднані всі необхідні функції (управління, моніторинг, захист та індикація), тобто вся система керування перетворювача частоти складається з однієї мікросхеми, що зменшує розмір друкованої плати, та полегшує її розробку та виробництво.

2. Висока надійність, стійкість до електромагнітних завад і мале енергоспоживання (менш ніж 0,5 Вт)

3. Простота створення програмного забезпечення, налагодження та програмування з використанням оболонки MPLABIDE.

4. Можливість реалізації різних алгоритмів керування (скалярне та векторне), наявність багатьох розроблених підпрограм та прикладів працюючих алгоритмів, що нагадує розробку програмного забезпечення у SIMULINK MATLAB.

Другим важливим елементом інвертору є силовий модуль. Розглянемо застосування інтелектуального модуля STGIPS20K60 (вартістю до 11 $) компанії STMicroelectronics (Швейцарія), параметри якого наведені в таблиці 2, а структурна схема на рис. 2. Цей модуль було розроблено у 2015 році, як силовий для створення простих, надійних та невеликих за розмірами інверторів. Разом із мікроконтролером силовий модуль дозволив розробити простий, надійний та дешевий інвертор для керування асинхронними двигунами потужністю до 2,2 кВт.

Таблиця 2.

Силовий модуль	Номінальний струм, А	Максимальний струм, А	Номінальна напруга, В	Максимальна напруга, В	Максимальні втрати, Вт
STGIPS20K60	18	40	450	600	52

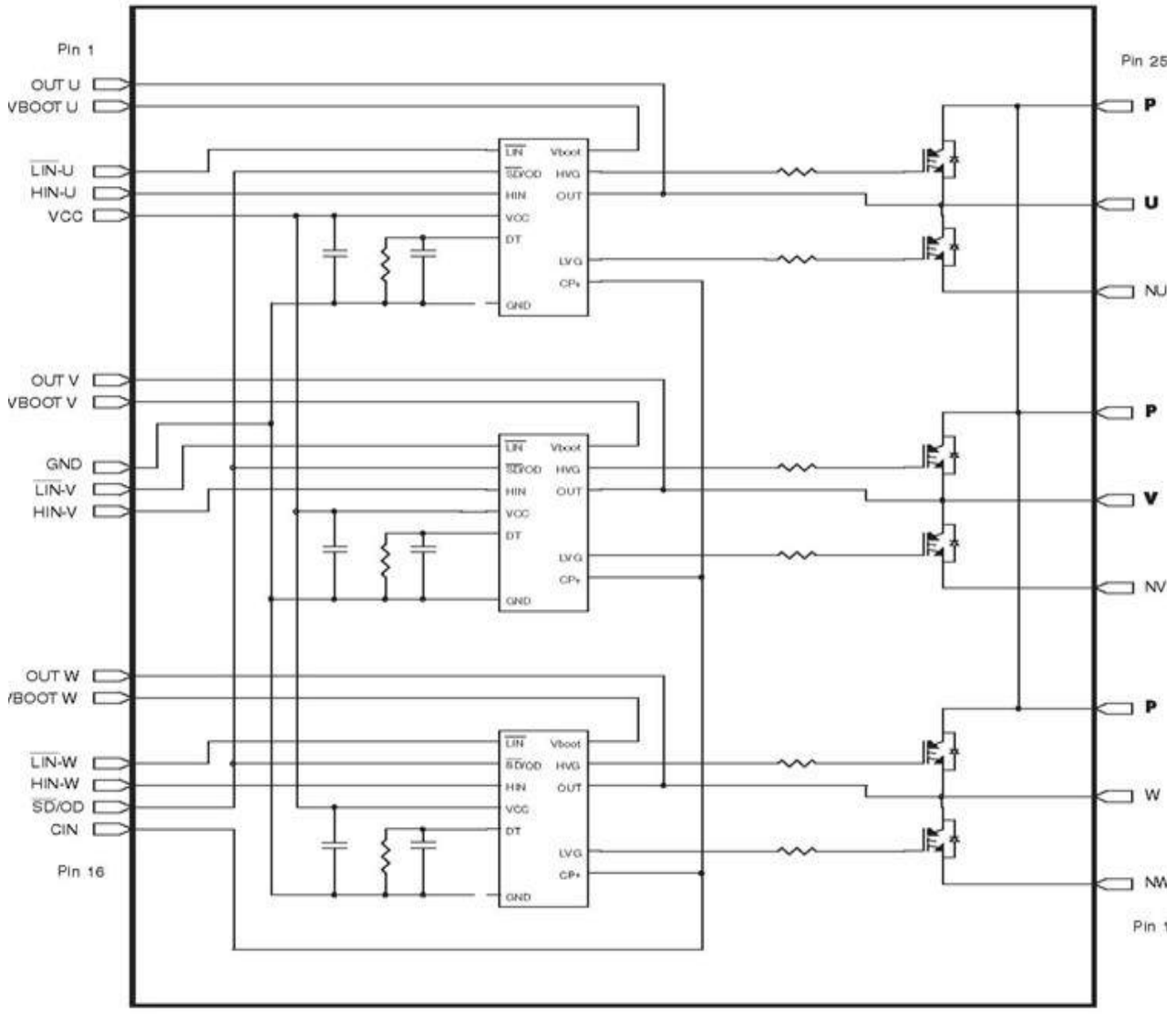


Рис. 2

Фотографія дослідного зразка наведена на рис. 3. У цьому випадку вдалося синтезувати прилад із собівартістю при серійному виробництві до 40 $, що практично збігається з собівартістю аналогічного за потужністю асинхронного двигуна з алюмінієвим литтям клітки ротора і в три рази менше вартості енергоефективного асинхронного двигуна з мідним литтям клітки ротора [5]. Виготовлені зразки пройшли випробування у лабораторних та промислових умовах, демонструвалися на Українських та міжнародних виставках та показали надійність у експлуатації та технологічність у серійному виробництві. Серійне виробництво і застосування подібних перетворювачів спільно з асинхронними двигунами дозволять значно збільшити частку регульованих асинхронних двигунів на ринку, забезпечити економію енергоресурсів і підвищити надійність та конкурентоспроможність пристроїв, до складу яких вони входять, без значного підвищення ціни. Додаткові фінансові витрати тільки за рахунок економії електроенергії за існуючими тарифами окупаються менше ніж за півроку, що дає додаткові аргументи для впровадження розроблених пристроїв.

Рис.3

Список літератури: 1. Войтех В.О. Частотное регулирование скорости вращения асинхронных двигателей компрессоров бытовых холодильников. Праці Інституту електродинаміки НАН України – Зб. наук. праць – Київ, 2006 - №2(14) – С. 92–93. **2.** Leonhard, W., 1985. «Control of Electric Drives», Springer Verlag, New York. **3.** Волков И.В., Войтех В.А. Энергоэффективные асинхронные двигатели со специальными роторами для работы с преобразователями. Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць – Київ, 2010 – №25. С. 58–60. **4.** Data Sheet of dsPIC33F family digital signal controller from Microchip Technology Inc., 2015. **5.** Плугатар О.П., Войтех В.О. Економічні аспекти створення нових енергоефективних асинхронних електродвигунів для роботи з перетворювачами частоти. – Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць – Київ, 2010 – №27 – С. 68–70.

Bibliography (transliterated): 1. Voyteh V.O. Chastotnoe regulirovanie skorosti vrascheniya asinhronnyih dvigateley kompressorov byitovyih holodilnikov. Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny – Zb. nauk. prats – Kiyiv, 2006 - №2(14) – S. 92–93. **2.** Leonhard, W., 1985. «Control of Electric Drives», Springer Verlag, New York. **3.** Volkov I.V., Voyteh V.A. Energoeffektivnyie asinhronnyie dvigateli so spetsialnyimi rotorami dlya rabotyi s preobrazovatelyami. Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny: Zb. nauk. prats – Kiyiv 2010 – № 25. S. 58–60. **4.** Data Sheet of dsPIC33F family digital signal controller from Microchip Technology Inc., 2015. **5.** Plugatar O.P., Voyteh V.O. Ekonomichni aspekti stvorennya novyh energoefektyvnyh asinhronnyh elektrodviguniv dlya roboti z peretvoryuvachami chastoti. – Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny: Zb. nauk. prats – Kiyiv, 2010 – № 27 – S. 68–70.

Надійшла 15.06.2017

УДК 621.311.61

І. О. СІНЧУК, канд. техн. наук, доц., Криворізький національний університет;
Д. О. КАЛЬМУС, ст. викл., Криворізький національний університет.

МОДЕЛЮВАННЯ, ЯК ПЕРШИЙ КРОК В ТАКТИЦІ РОЗБУДОВИ ЕФЕКТИВНОЇ СИСТЕМИ ГАЛЬМУВАННЯ ДВОХОСЬОВИХ ЕЛЕКТРОВОЗІВ

Вступ. В останнє десятиріччя в ряді наукових учбових закладів та промислових підприємств України відновлювались наукові дослідження по створенню енергоефективних тягових електроприводів (ТЕП) для двохосьових видів електровозів [1-5].

Актуальність досліджень. Важливим показником ефективності функціонування ТЕП, як ніяких інших їх типів електроприводів, являє собою режим гальмування. На жаль, до часу що аналізується, у відомих наукових розробках проблема ефективного електричного гальмування ТЕП до кінця не вирішена. Це ставить в цілому під сумнів впровадження нових ефективних електроприводів в практику створення сучасних видів двохосьових електровозів. Пов'язано це з рядом технологічних особливостей функціонування ТЕП двосьових видів електропотягів, оскільки в цьому випадку структура електроприводу являє собою синтез двох локальних модулів, функціонуючих в кордонах єдиного електромеханічного комплексу – електровозу. При цьому кожна локальна складова частина ТЕП жорстко адресно з'єднана зі своєю колісною парою електровозу, що, в свою чергу, провокує виникнення різних рівнів навантажень на ці модулі по ряду можливих коливань коефіцієнту зчеплення тої чи іншої пари коліс (чи колеса) з рейками (рейкою). Зрозуміло, що в таких умовах для переформатизації структури ТЕП в гальмівні режими вони не можуть виглядати як очікувані по рівню ефективності. Тому задача пошуку та розробки ефективного способу електричного гальмування в структурі ТЕП двохосьових видів електровозів виступає актуальною. Аналіз відомих наукових пошуків варіантів вирішення цієї задачі [4], що проводилися раніше, дозволили автору, базуючись на їх як позитивних так і негативних результатах вийти на наступний етап пошуку, який пропонується далі.

Постановка задачі. Як відомо [4], на вибір принципів побудови системи електричного гальмування накладає свої відбитки характер керування ТЕП і ступінь можливості автоматизації цього процесу. Існуючи системи гальмування двохосьових електровозів побудовані, як правило, на основі рекуперативно-реостатного й різного роду механічних видів гальмування, у результаті чого не повною мірою реалізуються можливості саме електричного гальмування ТЕП. Перехід з одного робочого режиму до іншого таких систем може здійснюватися ручним або напівавтоматичним керуванням. Але підтримка заданого режиму гальмування тягових електродвигунів за допомогою ручного керування неминуче веде до істотного збільшення числа комутуючої апаратури. Останнє в умовах обмеженості габаритних показників даних типів електровозів не вважається доцільним [5].

Між тим, застосування імпульсного керування рівнем напруги живлення ТЕД дозволяє змінити ступінь використання електричного виду гальмування, компенсуючи недоліки одних за рахунок переваг інших. При цьому необхідно враховувати особливості роботи системи широтно-імпульсного регулювання при керуванні відповідними режимами в конкретних умовах процесу гальмування двохосьових електровозів. Так при гальмуванні треба враховувати, що коефіцієнт зчеплення коліс електровозу з рейками може змінюватись в залежності від умов експлуатації. Внаслідок чого можливо зменшення гальмового зусилля, що визначає зниження ефективності гальмування, а отже збільшення гальмового шляху. Виключення цього можливе за рахунок розробки алгоритму роботи системи керування електричним гальмуванням, що враховує зміну коефіцієнту зчеплення для різних умов шляхів відкочення. Для чого є доцільним доповнити існуючу систему керування гальмуванням двохосьових електровозів математичними виразами, які враховують зміну коефіцієнта зчеплення коліс електровозу з рейками.

Ціль роботи – розробка математичної моделі достатньої для оцінки ефективності й доцільності застосування відповідної структури в конкретних умовах гальмування згідно алгоритму функціонування системи електричного гальмування ТЕД, що ефективно функціонує до нульової швидкості двохосьових електровозів з максимальним використанням гальмових властивостей тягового двомодульного комплексу.

Матеріали досліджень. У запропонованому матеріалі досліджень в напрямку досягнення кінцевого результату – розробки системи електричного гальмування двохосьових електровозів, в основу покладений принцип перемикання ТЕД у найбільш ефективний режим функціонування, залежно від конкретних умов гальмування, коли в результаті, у певні моменти часу відбуваються зміни в силовому колі ТЕП, по якому здійснюється регулювання струму гальмування, тобто змінюються параметри навантаження. У цьому випадку закон керування ТЕП і задані параметри імпульсного перетворювача напруги ТЕД виявляють безпосередній вплив на характер зміни вихідної величини (у цьому випадку середнє значення струму гальмування, його пульсації).

Ефективна робота системи керування (СК) можлива при визначенні критеріїв керування. На підставі аналізу режимів експлуатації двохосьових електровозів встановлено, що для зменшення проковзування коліс одним з ефективних способів є зниження навантаження на ТЕД [4]. При цьому повинна виконуватись умова:

© І.О. Сінчук, Д.О. Кальмус, 2017

$$V_{\text{п}} \approx V_{\text{к}} \tag{1}$$

Тобто швидкість проковзування коліс електровоза повинна прямувати до нуля. Це забезпечує повернення роботи ТЕП електровоза в зону пружного ковзання. Для забезпечення даної умови необхідно визначити ступінь зменшення навантаження ТЕД. Для залізничних видів транспорту найбільший вплив на коефіцієнт зчеплення виявляє стан (характер забруднення) поверхні рейок та швидкість ковзання (буксування) ведучих коліс щодо рейок.

Досвід експлуатації також підтверджує відоме положення, що реалізація сили тяги й сили гальмування завжди, як при малій, так і при великій дотичній сили, супроводжується проковзуванням коліс ведучих (або гальмуючих) осей щодо рейок: буксуванням при тязі та проковзуванням – при гальмуванні. При цьому максимальне значення струму не повинно перевищувати граничну величину за умовою зчеплення коліс електровозу з рейками. Величина мінімального струму визначається твердістю характеристик гальмування ТЕД.

Складемо систему рівнянь, що зв'язує вихідні параметри привода електровозу, величину коефіцієнта зчеплення й параметри поїзда за допомогою застосування енергетичних рівнянь Лагранжа другого роду [6]. При цьому будемо мати на увазі, що енергія, одержувана від ТЕД, іде на переміщення поїзда, буксування коліс електровоза й втрати в редукторі. Однак, енергія на втрати по величині незначна в порівнянні з першими складовими, і нею можна знехтувати.

Тому відповідно до рівняння Лагранжа другого роду [6] маємо:

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial E_{\text{к}}}{\partial q_1} - \frac{\partial E_{\text{к}}}{\partial q_1} = -F_T - F_{\text{зч}}, \tag{2}$$

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial E_{\text{п}}}{\partial q_2} - \frac{\partial E_{\text{п}}}{\partial q_2} = -F_{\text{зч}} - \sum W, \tag{3}$$

де q_1, q_2 – узагальнений координати, рівні переміщенню колісних пар відносно рейкового шляху;

$E_{\text{к}}$, $E_{\text{п}}$ – відповідно, кінетична енергія ковзання й переміщення поїзда.

Кінетична енергія:

$$E_{\text{к}} = \frac{M_{\text{об}} V_{\text{к}}^2}{2}, \tag{4}$$

$$E_{\text{п}} = \frac{M_{\text{п}} V_{\text{п}}^2}{2}, \tag{5}$$

Величини q_1 і q_2 мають теж напрямок, що й швидкості поїзда та ковзання. Вони так само незалежні від кінетичної енергії. Тому маємо:

$$\begin{cases} q_1 = V'_{\text{ск}} \\ q_2 = V'_{\text{п}} \end{cases} \tag{6}$$

Тоді вирази (2), (3) з урахуванням (4) - (6) приймуть вигляд:

$$M_{\text{об}} \frac{dV_{\text{к}}}{dt} = -F_T - F_{\text{зч}}, \tag{7}$$

$$M_{\text{п}} \frac{dV_{\text{п}}}{dt} = -F_{\text{зч}} - \sum W, \tag{8}$$

Якщо прийняти, що ТЕП електровоза працює в зоні пружних ковзань і величина швидкості проковзування набагато менше швидкості поїзда, що є характерним для рівномірного руху, то маємо рівняння руху поїзда у відомій класичній формі запису, [7], тобто:

$$M_{\text{п}} \frac{dV_{\text{п}}}{dt} = -F_{\text{е}} - \sum W, \tag{9}$$

Розглянемо процес керування ТЕП. При описі фізичних процесів робимо наступні допущення:

- імпульсна СК замінена безперервною, тому що частота комутації струму ТЕД значно вище частоти зрізу системи;
- центр ваги електровоза збігається із центром симетрії;
- розподілена маса рухомого складу замінена зосередженою;
- коефіцієнт зчеплення колісної пари з рейками залежить від швидкості боксування;
- при оцінці якісної сторони процесу реалізації сили гальмування, у зв'язку з порівняно невеликим значенням сили, що витрачається на подолання магнітних і механічних втрат у передачі, дотичну силу гальмування колісної пари приймаємо рівною електромагнітній силі гальмування:

$$B_{\text{к}} = B_{\text{ке}} = \frac{2 \cdot M_{\text{е}} \cdot \rho}{D} \tag{10}$$

де $M_{\text{е}}$ – електромагнітний обертовий гальмовий момент;

ρ – передатне відношення редуктора;

D – діаметр колеса.

Електричне коло ТЕД:

$$\frac{di_1}{dt}=\frac{U_1+\rho\cdot к\Phi_1\cdot(\omega_{кп1}-\omega_{к1})-i_1\cdot R_1}{L_1}\,, \tag{11}$$

де $к\Phi_1$, L_1, U_1, R_1 – характеристика намагнічення, еквівалентна індуктивність, напруга та активні опори силового кола ТЕД відповідно;

$\omega_{кп1}$ – кутова швидкість колісної пари електровозу при нормальнім зчепленні;

$\omega_{к1}$ – кутова швидкість проковзування колісної пари;

Рівняння руху поїзда при гальмуванні

$$J_\Sigma\cdot\frac{d\,\omega_{кп}}{dt}=-\rho\cdot\left(к\Phi_1\cdot i_1+к\Phi_2\cdot i_2+\frac{D}{2\cdot\rho}\cdot(P+Q)\cdot(W-i)\right), \tag{12}$$

де J_Σ – сумарний момент інерції поїзда;

P – вага електровоза;

Q – вага завантаженого составу;

W – основний питомий опір руху составу;

i – опір руху від ухилу.

Кутові швидкості боксування колісних пар визначаються з рівняння:

$$J_{кп1}\cdot d\,\frac{\omega_к}{dt}=\rho\cdot к\Phi_1\cdot i_1+M_c-M_{зч}\cdot(1+\beta\cdot\omega_{к1})\,, \tag{13}$$

де $J_{кп1}$ – моменти інерції колісної пари, редукторів і ТЕД наведені до вісі колісної пари;

$M_{зч1}$ – значення моменту зчеплення колісної пари;

β – твердість характеристики зчеплення.

Відомо, що аналіз фізичних процесів, що протікають в електромеханічних тягових передачах електровозів, взагалі, а двохосьових зокрема, викликає ряд ускладнень, тому при аналізі таких складних комплексів з імпульсними системами регулювання напруги живлення ТЕД систем з нелінійним навантаженням застосовують методи імітаційного моделювання. При створенні математичної моделі навантаження ТЕД звичайно задаються значенням коефіцієнта зчеплення коліс із рейками Ψ залежно від швидкості ковзання $V_к$. Функціональний зв'язок між величинами Ψ і $V_к$ являє собою нелінійну залежність. Зі збільшенням швидкості проковзування колісної пари $V_к$ в невеликому інтервалі її зміни ($0 \le V_к \le V_{к1}$) відбувається лінійний ріст коефіцієнта зчеплення. Далі в інтервалі $V_{к1} < V_к \le V_{к2}$ коефіцієнт зчеплення Ψ підвищується до його максимального значення Ψ_0 . Сумарна ділянка характеристики зчеплення, що складається із двох перших інтервалів ($0 < V_к \le V_{к2}$) становить стійку частину залежності $\Psi = f(V_к)$. При подальшім збільшенні кутової швидкості проковзування колісної пари в інтервалі $V_{к2} < V_к \le V_{к\,гр}$, відбувається інтенсивне зниження коефіцієнта зчеплення. Темп його зниження з ростом $V_к$ падає (нестійка частина характеристики). Зазвичай, залежність $\Psi = f(V_к)$ апроксимують. Відома апроксимація двома та трьома ділянками [7]. Авторами пропонується цю залежність представити одним виразом, що суттєво спрощує побудову алгоритму керування гальмуванням:

$$\psi=\psi_0\frac{V_{к2}\cdot V_к}{V_к^2+V_{к2}^2}\,. \tag{14}$$

Момент опору M_c, що діє з боку колісної пари й вхідний у рівняння коливань кручення, визначається за виразом:

$$M_c=0{,}5\,\Pi\,D_к\,\psi\,, \tag{15}$$

у якім П – навантаження на вісь колісної пари.

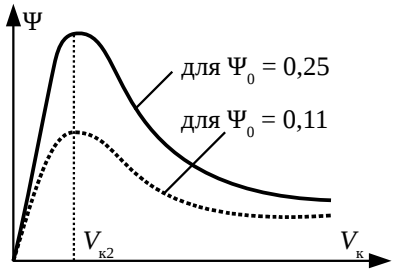


Рис. 1 Модель навантаження ТЕП електровозу

У якості ілюстрації на рис. 1 наведені характеристики зчеплення $\Psi = f(V_к)$ при двох потенційних (максимальних) значеннях коефіцієнта зчеплення Ψ_0: при нормальному $\Psi_0 = 0{,}25$ (відповідному до гарного стану поверхні рейок і бандажів коліс) і зниженому $\Psi_0 = 0{,}11$ (рейки забруднені). Описана модель навантаження ТЕП дозволяє аналізувати процеси зчеплення при різних значеннях потенційного коефіцієнта Ψ_0 і імітувати процеси зриву зчеплення коліс електровозу із рейками.

Цікавим моментом в оцінці динаміки тягової системи електропотягу є визначення часу припинення проковзування коліс більш 0,1 м/с, за умови сталості швидкості поїзда. Це обумовлено тим, що наведені маси поступального руху поїзда в порівнянні з наведеною масою обертових частин становлять близько 95% [7].

Дослідження математичної моделі проводилось за допомогою відомих прикладних програм, таких як MATCAD, MATLAB. Моделювання виконувалось стосовно обладнання конкретного типу електровозу – К14 з вагонетками ВГ9, які найчастіше використовуються на виробництві.

Параметри електровозу, до яких відносяться: маса електровозу, тривале й годинне тягове зусилля, тривала й конструкційна швидкість, діаметр колеса, тривалий і годинний струм електровозу, постійні ТЕП. Зміна коефіцієнта зчеплення коліс електровозу з рейками приймалась відповідно до рис. 1, для різних умов експлуатації. Отримані залежності зміни швидкості поїзда, при проковзуванні колісних пар та струму ТЕД в залежності від часу, при стрибкоподібному зменшені коефіцієнта зчеплення коліс електровоза з рейками, при роботі в зоні надлишкового ковзання представлені на рис. 2.

Як видно з представлених графіків (рис. 2) при різкому зменшені коефіцієнта зчеплення коліс електровоза з рейками відбувається зниження струму тягових двигунів і швидкості колісної пари при постійній швидкості поїзда. Відпрацьовування алгоритму гальмування призводить до зменшення навантаження на ТЕД. Внаслідок чого швидкість колісних пар електровозу зростає. При цьому час роботи повинен бути більше або дорівнювати часу перехідного процесу.

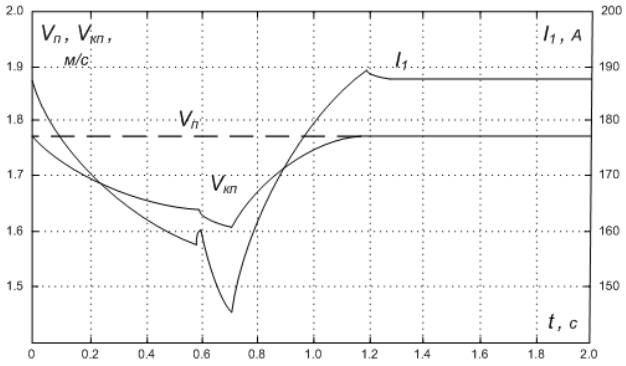


Рис. 2 Графік зміни швидкості поїзда, колісної пари і струму ТЕД при роботі в зоні надлишкового ковзання

Результати та напрямки подальших досліджень. На основі вищенаведених теоретичних міркувань був розроблений дослідницький макет ТЕП двохосьових електровозів із запропонованою структурою підсистеми гальмування ТЕД.

Підсистема керування електричним гальмуванням являє собою дискретну систему, алгоритм роботи якої полягає у фіксації мінімальної величини струму при роботі привода на заданій штучній електромеханічній характеристиці й фіксації максимального значення, у момент переходу на суміжні штучні електромеханічні характеристики. При реалізації коефіцієнта зчеплення в зоні пружного ковзання це здійснюється по заданій програмі з контролем мінімального струму.

Висновки: 1. Математичне моделювання підтвердило, що обраний напрямок розбудови системи електричного гальмування є ефективним і перспективним, тому що дозволяє максимально використовувати технічні можливості ТЕД при реалізації зчіпних властивостей двохосьових електровозів при гальмуванні в області низьких швидкостей руху.

2. Отримані математичні моделі режимів електричного гальмування ТЕД дозволяють оцінити доцільність і ефектність застосування того чи іншого алгоритму електричного гальмування для умов двохосьових електровозів в різних експлуатаційних ситуаціях.

3. Розроблена математична модель електричного гальмування ТЕД для динамічних режимів, може бути використана для складання взаємозалежних рівнянь динаміки поїзда, та формування необхідних характеристик гальмування, із визначенням струму фіксації проковзування та величини швидкості проковзування.

Список литературы: 1. Лебьодкін С. В. Вугільна промисловість і перспективні напрямки розвитку тягових електроприводів рудникових електровозів (Проблеми і перспективи) / С. В. Лебьодкін, А. Ф. Сінолиций, О. В. Пасько // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. - 2004. № 4. -С. 12-15. **2.** Степаненко В. П. Повышение энергоэффективности и ресурсосбережения рудничного электровозного транспорта // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. - 2016. № 42.-С. 20-25. **3.** Sinchuk, O. Examining energy-efficient recuperative braking modes of traction asynchronous frequency-controlled electric drives / Oleg Sinchuk, Igor Kozakevich, Dmytro Kalmus, Roman Siyanko // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. - 2017. - Vol. 1, N 1 (85). - P. 50-56. - Way of Access : DOI : 10.15587/1729-4061.2017.91912. **4.** Синчук О.Н. Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов / О.Н. Синчук, И.О. Синчук, Н.Н. Юрченко, А.А. Чернышов, О.А. Удовенко, О.В. Пасько, Э.С. Гузов. Научное издание. – Київ: ІЕДНАНУ, 2006. – 252с. **5.** Материалы сайта www.amplituda.com.ua. **6.** Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. - М.: Наука, 1977. - 871 с. **7.** Шокарев Д.А. Контактно-аккумуляторный шахтный электровоз с тяговым электротехническим комплексом IGBT – инвертор – асинхронный двигатель // Е.И. Скапа, И.О. Синчук, Ф.И. Караманиц // Вісник Східноукраїнського національного університету імені В. Даля. Науковий журнал – Луганськ – №4 (158) Ч.1 – 2011 – с.172 – 178.

Bibliography (transliterated): 1. Leb'odkin S. V. Vuhil'na promyslovist' i perspektyvni napryamky rozvytku tyahovykh elektropryvodiv rudnykovykh elektrovoziv (Problemy i perspektyvy) / S. V. Leb'odkin, A. F. Sinolytsyy, O. V. Pas'ko // Visnyk Kryvoriz'koho tekhnichnoho universytetu. Zbirnyk naukovykh prats'. – 2004. # 4. – pp. 12 – 15. Print. **2.** Stepanenko V. P. *Povyshenie energoeffektivnosti i resursosberezheniya rudnichnogo elektrovoznogo transporta* // Visnik Krivoriz'kogo tekhnichnogo universitetu. Zbirnik naukovikh prats'. – 2016. № 42. – pp. 20 – 25. Print. **3.** Sinchuk, O. *Examining energy-efficient recuperative braking modes of traction asynchronous frequency-controlled electric drives* / Oleg Sinchuk, Igor Kozakevich, Dmytro Kalmus, Roman Siyanko // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. - 2017. - Vol. 1, N 1 (85). - P. 50-56. - Way of Access : DOI : 10.15587/1729-4061.2017.91912. **4.** Sinchuk O.N. *Kombinatorika preobrazovateley na-pryazheniya sovremenyh tyagovyh elektroprivodov rudnichnyh elektrovozov.* 2006, Kiev. Ukraine, IEDNANU, 252 p. Print. **5.** Materialy sayta www.amplituda.com.ua. **6.** Vyigodskiy M. Ya. *Spravochnik po vyisshey matematike*. 1977, Moscow. Russia, Since, 871 p. Print. **7.** Shokarev D.A. *Kontaktno-akkumulyatornyiy shahtnyiy elektrovoz s tyagovyim elektrotehnicheskim kompleksom IGBT – invertor – asinhronnyiydvigatel* // E.I. Skapa, I.O. Sinchuk, F.I. Karamanits // VIsnik ShIdnoukraYinskogo natsIonalnogo unIversitetu ImenI V. Dalya. Naukoviy zhurnal. – 2011. #4 (158) Ch.1 — pp.172 – 178. Print.

Надійшла 05.07.2017

УДК 621.313.33

А. П. КАЛИНОВ, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет;
В. А. ОГАРЬ, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет;
В. В. ЛОТОУС, аспирант, Кременчугский национальный университет.

МЕТОД КОСВЕННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ НА ВАЛУ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Введение. По оценкам ряда исследователей [1], электродвигатели (ЭД) потребляют до 46% электроэнергии во всем мире. На сегодняшний день одним из основных мероприятий по повышению энергоэффективности электропривода (ЭП) является использование преобразователей частоты (ПЧ) для возможности регулирования частоты вращения ЭД переменного тока. Область применения регулируемых ЭП переменного тока достаточно широка: от мощных энергоемких механизмов и электротранспорта до прецизионных систем автоматики и бытовой техники. Использование регулируемых ЭП переменного тока позволяет снизить потребление электроэнергии на 10÷50% и, благодаря исключению динамических ударов и пусковых перегрузок, улучшить условия работы двигателей и механизмов.

Постановка задачи. Реализация энергосберегающих режимов в регулируемом ЭП возможна при условии мониторинга основных энергетических показателей, для определения которых необходима информация о выходных механических параметрах двигателя: мощности и моменте на валу. Также в практике эксплуатации ЭП существует целый ряд задач, требующий определения энергетических показателей и механических характеристик АД, а именно:

- определение фактической нагрузки ЭП в длительных и циклических режимах работы;
- мониторинг параметров и косвенный расчет переменных и регулируемых координат в системах управления ПЧ;
- диагностика состояния АД по величине потерь в узлах АД и частотному анализу входной мощности [2,3]
- испытания под нагрузкой новых и отремонтированных АД;
- отказоустойчивое управление частотно-регулируемых ЭП со скалярным [4] и векторным управлением [5]

В условиях испытательных станций и исследовательских лабораторий определение момента и мощности на валу возможно с использованием датчиков момента [6], а также косвенными методами с использованием опытов холостого хода и короткого замыкания [7, 8]. В ЭП технологических механизмов без демонтажа АД определение этих показателей возможно только косвенными методами без использования дополнительных источников формирования тестовых воздействий.

В ряде исследований [9, 10] авторы предлагают достаточно сложные математические зависимости с введением дополнительных коэффициентов, которые не всегда являются известными. Для реализации других методов расчета мощности на валу и энергетических показателей необходимы данные о параметрах схемы замещения (СЗ). При этом необходимость интегрирования потокосцеплений может вызывать накопление ошибки интегрирования.

Использование встроенных в ПЧ функций автонастройки на параметры конкретного АД позволяет существенно расширить возможности определения мощности на валу и энергетических показателей АД. Это достигается за счет определения параметров СЗ и составляющих постоянных потерь при работе в режиме вращения с разными значениями величин питающего напряжения. Большинство современных ПЧ имеют функцию косвенного определения мощности и момента на валу двигателя. При этом обычно используются упрощенные расчетные зависимости, у которых погрешность даже в номинальном режиме может составлять до 10%.

Цель работы. Разработка метода определения мощности на валу асинхронного двигателя и экспериментальная оценка его точности.

Материалы исследований. При разработке метода определения мощности на валу АД и его энергетических показателей в отсутствии информации о параметрах двигателя принимаются допущения о возможности: *a*) проведения измерений при работе в режимах холостого хода и под нагрузкой (номинальной или близкой к ней); *b*) измерения активных сопротивлений фаз статора в практически холодном и в нагретом состоянии; *c*) измерения токов и напряжений фаз статора и измерение угловой частоты вращение ротора. Основная идея метода заключается в использовании режима холостого хода для определения постоянных потерь двигателя без их разделения на потери в стали и потери в механических узлах. Определенные таким методом постоянные потери используются в дальнейшем при расчете мощности на валу АД при работе под нагрузкой.

Известно, что мощность на валу АД возможно определить из уравнения баланса мощностей [6]. В общем случае баланс можно представить с использованием мгновенных значений составляющих мощности:

$$p_2(t) = p_{эм}(t)\left(1 - s(t)\right) - \Delta p_{мех} - \Delta p_{доп}(t) , \quad (1)$$

где $p_{эм}(t)$ – электромагнитная мощность; $\Delta p_{мех}$ – механические потери; $\Delta p_{доп}(t)$ – дополнительные потери; s(t) – скольжение.

Электромагнитная мощность при этом равна:

$$p_{эм}(t) = p_1(t) - \Delta p_{м1}(t) - \Delta p_{ст}(t) , \quad (2)$$

© А.П. Калинов, В.А. Огарь, В.В. Лотоус, 2017

где $p_1(t) = u_A(t)i_A(t) + u_B(t)i_B(t) + u_C(t)i_C(t)$ – потребляемая мощность; $\Delta P_{м1}(t)$ – потери в меди статора; $\Delta P_{ст}(t)$ – потери в стали; $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$, $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ – напряжения и токи соответствующих фаз статора.

Тогда с учетом (2) мощность на валу:

$$p_2(t)=p_1(t)-\Delta p_{мех}(t)-\Delta p_{доп}(t)-\Delta p_{м1}(t)-\Delta p_{ст}(t)-p_1(t)s(t)+s(t)\left[\Delta p_{м1}(t)+\Delta p_{ст}(t)\right]. \quad (3)$$

Исследования выражения (3) для широкого диапазона мощностей общепромышленных АД показали, что составляющей $s(t)[\Delta P_{м1}(t) + \Delta P_{ст}(t)]$ можно пренебречь, поскольку она является незначительной по сравнению с другими составляющими. Так для АД средней и большой мощности в установившемся режиме работы с номинальным скольжением, составляющая $(s[\Delta P_{м1}(t) + \Delta P_{ст}(t)]) / P1 \cdot 100\% \le 1\%$, где P_1 – среднее значение от $\Delta P_1(t)$, $\Delta P_{м1}$ – среднее значение от $\Delta P_{м1}(t)$ и $\Delta P_{ст}$ – среднее значение от $\Delta P_{ст}(t)$, (табл. 1). Таким образом, мощность на валу АД можно представить:

Таблица 1 – Анализ составляющих потребляемой мощности

Двигатель Параметр	$P_н$ = 30 кВт, $s_н$ = 0,023	$P_н$ = 160 кВт, $s_н$ = 0,014
$s(\Delta P_{м1} + \Delta P_{ст})/P_1$, %	0,16	0,1

$$p_2(t)=p_1(t)-\Delta p_{мех}(t)-\Delta p_{доп}(t)-\Delta p_{м1}(t)-\Delta p_{ст}(t)-p_1(t)s(t). \quad (4)$$

Составляющие выражения (4) можно выразить через мощность холостого хода, поскольку вся потребляемая мощность в этом режиме используется на потери в узлах двигателя:

$$p_{1xx}(t)=\Delta p_{xx}(t)=\Delta p_{мех}+\Delta p_{доп}(t)+\Delta p_{ст}(t)+\Delta p_{м1xx}(t) \quad (5)$$

где $\Delta p_{м1xx}(t)=i^2_{Axx}(t)R_A+i^2_{Bxx}(t)R_B+i^2_{Cxx}(t)R_C$ – электрические потери в меди статора на холостом ходу; $i_{Axx}(t)$, $i_{Bxx}(t)$, $i_{Cxx}(t)$ – токи соответствующих фаз статора в режиме холостого хода; R_A, R_B, R_C – активные сопротивления соответствующих фаз статора.

Принимается допущение, что все составляющие выражения (5), кроме потерь в меди статора, являются постоянными и не зависят от нагрузки. Тогда, на основе вышеописанного, и зная мгновенную потребляемую мощность на холостом ходу:

$$p_{1xx}(t)=u_{Axx}(t)\,i_{Axx}(t)+u_{Bxx}(t)\,i_{Bxx}(t)+u_{Cxx}(t)\,i_{Cxx}(t). \quad (6)$$

которая рассчитывается по мгновенным значениям напряжений и токов статора АД, можно записать выражение для постоянных потерь в АД, которые не зависят от нагрузки:

$$\Delta p_{const}(t)=p_{1xx}(t)-\Delta p_{м1xx}(t)=\Delta p_{мех}+\Delta p_{доп}(t)+\Delta p_{ст}(t) \quad (7)$$

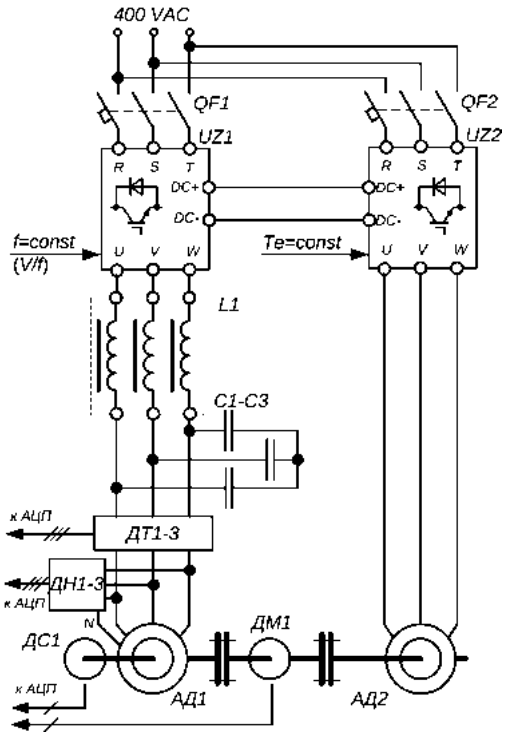


Рис. 1 Исследовательский лабораторный стенд для испытаний АД под нагрузкой.

С учетом (7) мощность на валу асинхронного двигателя:

$$p_2(t)=p_1(t)(1-s(t))-\Delta p_{м1н}(t)-\Delta p_{const}(t), \quad (8)$$

где $\Delta p_{м1н}(t)=i^2_{Aн}(t)R_A+i^2_{Bн}(t)R_B+i^2_{Cн}(t)R_C$ – электрические потери в меди статора в режиме работы под нагрузкой; $i_{Aн}(t)$, $i_{Bн}(t)$, $i_{Cн}(t)$ – токи соответствующих фаз статора под нагрузкой.

Момент на валу АД можно рассчитать по выражениям:

$$M(t)=p_2(t)/\omega(t), \quad (9)$$

где $\omega(t)$ – угловая частота вращения.

Проведенный расчет мощности на валу АД показал достаточную точность метода. Например, погрешность определения мощности на валу АД не превышает 5%, причем для двигателей с мощностью более 160 кВт она близка к 1% (табл. 2).

Таблица 2 – Погрешности расчета мощности P_2

Двигатель Параметр	$P_н$ = 30 кВт, $s_н$ = 0,023	$P_н$ = 160 кВт, $s_н$ = 0,014
Погрешность расчета мощности P_2 на валу, %	2,1	1,03

Коэффициент полезного действия за цикл работы ЭП технологического механизма по определенной мощности $p_2(t)$ на валу и измеренной потребляемой мощности $p_1(t)$ определяется выражением:

$$\eta=\int_0^{T_c} p_2(t)\,dt \Big/ \int_0^{T_c} p_1(t)\,dt, \quad (10)$$

где T_c – время цикла.

Основные преимущества предлагаемого метода заключаются в том, что нет необходимости в определении всех параметров СЗ, кроме активных сопротивлений фаз статора, и проведении классического опыта холостого хода с изменением напряжения питания. Также нет необходимости в выведении АД из технологического процесса и применении оборудования для создания специальных тестовых воздействий.

Для экспериментальной оценки точности метода определения мощности на валу разработан исследовательский лабораторный стенд, позволяющий реализовать испытания АД под нагрузкой (рис. 1).

```
ni := | n_{0,1} ← 0
      | edge ← 0
      | j ← 1
      | for i ∈ 0.. N - 2
      |   if ns_i = -1 ^ ns_{i+1} = 1
      |     if edge = 0
      |       t1 ← i·dt
      |       edge ← 1
      |       n_{0,0} ← t1
      |     otherwise
      |       edge ← edge + 1
      |       if edge = Ma + 1
      |         t2 ← i·dt
      |         n_{j,1} ← 1 / ( (t2 - t1)/Ma · k )
      |         n_{j,0} ← t2
      |         j ← j + 1
      |         edge ← 1
      |         t1 ← t2
      | n
```

Рис. 2 Алгоритм пересчета импульсного сигнала частоты вращения в непрерывный.

Стенд включает в себя два одинаковых АД типа АИР80В4У2 ($P_н$ = 1,5 кВт; $I_н$ = 6,3 / 3,6 А; $\eta_н$ = 77%; $n_н$ = 1395 об/мин; $\cos\varphi_н$ = 0,81; режим работы – S1; номинальные суммарные потери $\Delta P_{\Sigma н}$ = 448 Вт). АД соединяются через датчик динамического момента ESMNJ01 (диапазон крутящего момента – 50 Нм, выходная частота – 5÷15 kHz, точность – ±0,5%). Для контроля частоты вращения используется инкрементный энкодер типа E40S8-100-3-T-24 (100 имп/об).

Для питания нагружаемого и нагрузочного двигателей использовались соответственно ПЧ ToshibaVFS11 (*UZ1*) и INVTGD100 (*UZ2*). ПЧ *UZ1* работает в режиме скалярного частотного управления, а ПЧ *UZ2* работает в режиме векторного управления со стабилизацией электромагнитного момента. Двигатель *АД1* работает в двигательном режиме, а *АД2* – в генераторном с постоянным моментом на валу, создавая необходимое нагружение для двигателя *АД1*. Объединение ПЧ по шине постоянного тока позволяет передавать энергию, рекуперируемую двигателем *АД2*, через инвертор ПЧ *UZ1* на двигатель *АД1*. Таким образом, основной поток энергии циркулирует по каналу *UZ1–АД1–ДМ1–АД2–UZ2–UZ1*. При этом из питающей сети потребляется только мощность потерь в преобразователях частоты и двигателях. Для фильтрации напряжения на выходе ПЧ *UZ1* используется *LC*–фильтр (*L1, C1–C3*). Использование *LC*–фильтра обеспечивает на частоте 50 Гц коэффициент несимметрии кривой напряжения $K_U \le 4\%$ при частоте ШИМ, равной 8кГц. Токи и напряжения в цепи *АД1* контролировались датчиками тока *ДТ1–ДТ3* и датчиками напряжения *ДН1–ДН3* соответственно. Сигналы с датчиков тока (*ДТ1–ДТ3*), напряжения (*ДН1–ДН3*), момента (*ДМ1*) и скорости (*ДС1*) передавались на аналого–цифровой преобразователь (*АЦП*) для оцифровки и передачи данных в компьютер.

В качестве *АЦП* был использован USB модуль *LCard E14-440* (14 бита, 400 кГц, 32 канала). В качестве датчиков тока использовались датчики *LA25-NP* (вход – 25 А, выход – 25 мА). Датчики напряжения реализовывались на основе прецизионных делителей напряжения с гальванической развязкой на основе усилителей ISO124P.

Сигналы с выходов датчиков скорости (*BR1*) и момента (*BT1*) являлись импульсными частотными сигналами с максимальными частотами соответственно 2,5 кГц и 15 кГц. Модуль *АЦП* настраивался на частоту 40 кГц на канал. Пересчет импульсного сигнала в непрерывный осуществлялся программно с использованием математического пакета Mathcad, в соответствии с алгоритмом (рис. 2), где M – количество периодов усреднения импульсного сигнала. Пересчет сигнала момента осуществлялся аналогично.

Согласно (1), рассчитывалась мощность $p_{2p}(t)$ на валу АД и сравнивалась с мощностью $p_{2э}(t)$ на валу, полученной на основании прямых измерений момента и скорости:

$$p_{2э}(t) = T(t)\,\omega(t)\,, \qquad (11)$$

где $T(t)$ – момент на валу АД, полученный экспериментально с использованием датчика момента, $\omega(t)$ – угловая частота вращения.

На рис. 3÷5 показаны результаты экспериментов при частотном пуске АД1 с временем пуска 0,2 с. Основываясь на измеренных сигналах тока и напряжения (рис. 4), рассчитывались мгновенные активная $p_1(t)$, реактивная $q_1(t)$ потребляемые мощности, а также мощность $p_{2p}(t)$ на валу АД (рис. 5).

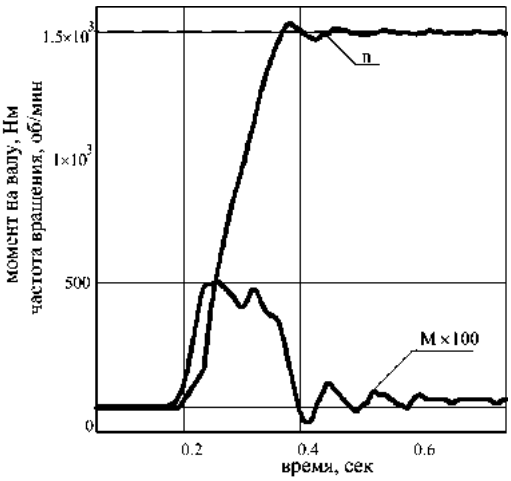


Рис. 3 Момент на валу и частота вращения АД при частотном пуске.

В другом эксперименте (рис. 6÷9) нагрузка на валу АД от минимального значения до значения 1,1 мощности на валу изменялась за время $t \approx 0{,}75$ с. При этом электромагнитная постоянная времени исследуемого АД составляла T_E = 3,5 мс, а электромеханическая T_M = 7 мс. В связи с малыми значениями постоянных времени АД по сравнению с временем изменения нагрузки, динамические составляющие момента АД считались незначительными и оценка точности определения мощности на валу на этом участке экспериментальных кривых осуществлялась как для статического режима работы.

Результаты обработки опытов работы АД на холостом ходу и под нагрузкой приведены в табл. 3.

Оценка определения мощности на валу АД проводилась путем сравнения полученных величин на основании расчета $p_{2p}(t)$ и экспериментальных измерений $p_{2э}(t)$:

$$\Delta = \left|[p_{2э}(t) - p_{2p}(t)]/p_{2э}(t)\right| \cdot 100\,\%\,. \qquad (12)$$

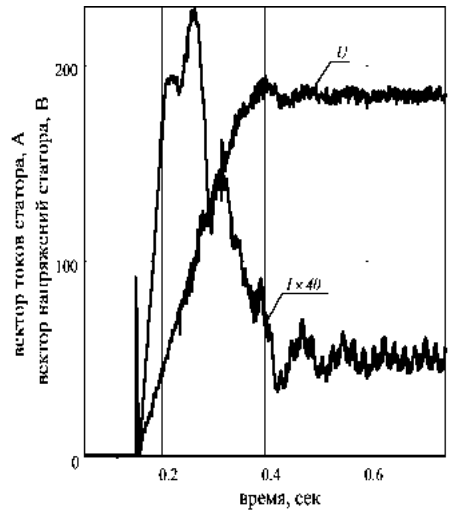


Рис. 4 Векторы тока статора и напряжения АД при частотном пуске.

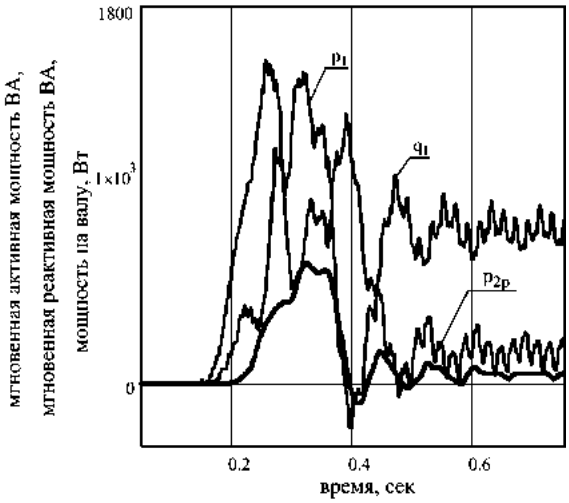


Рис. 5 Мгновенные активная и реактивная мощности, а также мощность на валу при частотном пуске.

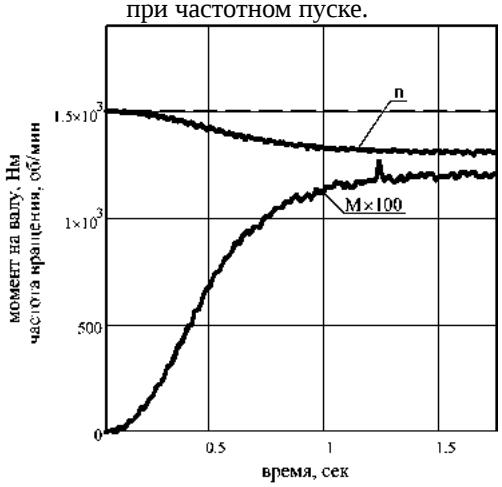


Рис. 6 Момент на валу и частота вращения АД при увеличении нагрузки.

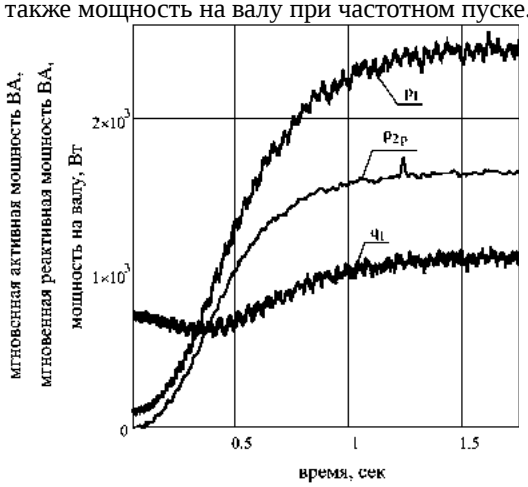


Рис. 7 Мгновенные активная и реактивная мощности, а также мощность на валу при увеличении нагрузки.

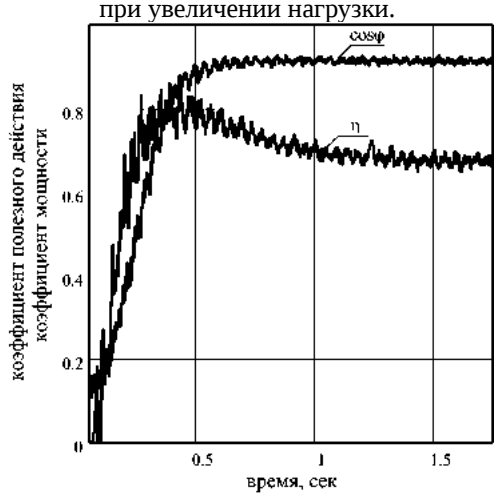


Рис. 8 КПД и коэффициент мощности АД при увеличении нагрузки.

Рис. 9 Мощность на валу АД (расчетная $p_{2p}(t)$ и экспериментальная $p_{2э}(t)$).

Основным источником дополнительных погрешностей всех методов расчета мощности на валу и энергетических показателей являются температурные изменения сопротивления статора АД или их неточное определение. Для оценки влияния точности определения сопротивлений статора на точность расчета мощности на валу АД, производилась вариация сопротивлений R_s статора в пределах ±10% (табл. 4).

Анализ результатов показал высокую точность определения энергетических показателей, полученных с использованием косвенного метода расчета мощности на валу АД. Так, в диапазоне нагрузок от 0,5 до 1,1 номинальной мощности даже при определении сопротивлений статора АД с погрешностью ±10 %, погрешность раз-

работанного метода не превысила 7 %. Для диапазона нагрузок от 0,6 до 1,1 номинальной мощности при точном определении сопротивлений статора АД погрешность разработанного метода не превысила 5 %.

Выводы. Предложен метод косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя, который позволяет оценить его энергетическую эффективность в условиях минимально доступной информации о его параметрах. В работе представлен разработанный исследовательский лабораторный стенд, позволяющий реализовать испытания асинхронного двигателя под нагрузкой с возможностью прямого измерения момента и скорости. Анализ экспериментальных исследований метода косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя показал приемлемую точность даже в условиях определения сопротивлений статора с существенной погрешностью. Метод рекомендуется к применению в электроприводах с частотным регулированием для задач мониторинга, диагностики, отказоустойчивого управления, а также при испытаниях новых и отремонтированных двигателей.

Таблица 3 – Результаты обработки экспериментальных данных метода определения энергетических показателей АД

Параметр	Режим работы		Параметр	Режим работы	
	холостой ход	нагрузка		холостой ход	нагрузка
Измеренные параметры			Рассчитанные параметры		
I_A, А	2,217	4,094	s	0,004	0,067
I_B, А	2,191	4,29	P_1, Вт	189,93	$2{,}445\cdot10^3$
I_C, А	2,168	4,15	$\Delta P_{м1}$, Вт	73,15	418,42
R_A, Ом	5,068	7,957	cos(φ)	0,157	0,842
n, об/мин	1494	1400	Δt, °С	17,3	143,64
Рассчитанные параметры в режиме под нагрузкой					
P_2, Вт		M, Нм		η , %	
$1{,}746\cdot10^3$		11,92		71,4	

Таблица 4 – Погрешность расчета мощности на валу АД

Мощность на валу АД1, о. е.		0,3	0,5	0,75	1,0	1,1
Погрешность Δ, %	$0{,}9R_s$	9,36	5,83	2,80	1,52	1,04
	R_s	9,51	6,32	3,81	3,20	3,34
	$1{,}1R_s$	9,66	6,81	4,81	5,00	5,63

Список литературы: 1. *Bucci G.* Uncertainty issues in direct and indirect efficiency determination for three-phase induction motors: remarks about the IEC 60034-2-1 standard / *G. Bucci, F. Ciancetta, E. Fiorucci, A. Ometto*. – IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. – Vol. 65, Issue 12. – P. 2701–2716. **2.** *Zagirnyak M.* A comparison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics / *M. Zagirnyak, D. Mamchur, A. Kalinov*. – Proceedings of 2014 IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC). – Antalya, Turkey, 2014. – P. 540–545. **3.** *Загірняк М. В.* Diahnostyka asynkhronnykh dvyhuniv na osnovi analizu syhnalu spozhyvanoyi potuzhnosti / *М. В. Загірняк, Д. Г. Мамчур, А. П. Калінов, А. В. Чумачова*. – Кременчук.: ЧП Щербатых О. В., 2013. – 208 с. **4.** *Zagirnyak M.* Correction of operating condition of a variable-frequency electric drive with a non-linear and asymmetric induction motor / *M. Zagirnyak, A. Kalinov, A. Chumachova.* – IEEE Conference transactions. EUROCON 2013, 1-4 July 2013, Croatia. – P. 1033–1037. **5.** *Мельников В.О.* Поліпшення енергетичних характеристик електроприводів з векторним керуванням шляхом компенсації параметричної несиметрії асинхронних двигунів / *В.О. Мельников, А. П. Калінов.* – Технічна електродинаміка. – Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2012. – № 3. – С. 85-86. **6.** *Tong W.* Mechanical design of electric motors / *W. Tong.* – NY.: CRC Press Taylor & Francis Group, – 2014. – 737 p. **7.** ANSI/IEEE Standard 112-2004. Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. **8.** *Agamloh E.* Accurate determination of induction machine torque and current versus speed characteristics / *E. Agamloh, A. Cavagnino, S. Vaschetto.* – Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE 8-22 Sept. 2016. DOI: 10.1109/ECCE.2016.7854812. **9.** *Guimarães J.M.C.* Determination of three-phase induction motors model parameters from catalog information / *J.M.C. Guimarães, J.V. Bernardes Jr., A.E. Hermeto, E.C. Bortoni.* – PES General Meeting / Conference & Exposition, 27-31 July 2014 National Harbor, MD, USA IEEE. **10.** *Jaiswal S.* Condition assessment of induction motor under different power quality events / *S. Jaiswal, M. S. Ballal.* – International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, IEEE CATCON. – 2015. – P. 105–110.

Bibliography (transliterated): 1. Bucci, G., F. Ciancetta, E. Fiorucci, A. Ometto. “Uncertainty issues in direct and indirect efficiency determination for three-phase induction motors: remarks about the IEC 60034-2-1 standard.” *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement* 65.12: (2016): 2701–2716. Print. **2.** Zagirnyak, M., D. Mamchur, A. Kalinov. “A comparison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics.” *Proceedings of 2014 IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)* (2014): 540–545. Print. **3.** Zagirnyak, M. V., D. G. Mamchur, A. P. Kalinov, A. V. Chumachova. *Diagnostika asinhronnih dviguniv na osnovi analizu signalu spogivanoj potugnosti*. Kremenchuk.: ChP Shcherbatykh O. V., 2013. Print. **4.** Zagirnyak, M., A. Kalinov, A. Chumachova. “Correction of operating condition of a variable-frequency electric drive with a non-linear and asymmetric induction motor.” *IEEE Conference transactions. EUROCON* (2013): 1033–1037. Print. **5.** Mel'nykov, V.O., A. P. Kalinov. “Polipshennya enerhetychnykh kharakterystyk elektropryvodiv z vektornym keruvannyam shlyakhom kompensatsiyi parametrychnoyi nesymetriyi asynkhronnykh dvyhuniv”. *Kyyiv: Instytut elektrodynamiky NAN Ukrayiny. Tekhnichna elektrodynamika* 3 (2012): 85-86. Print. **6.** Tong, W. *Mechanical design of electric motors.* NY.: CRC Press Taylor & Francis Group, 2014. Print. **7.** ANSI/IEEE Standard 112-2004. Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. Print. **8.** Agamloh, E., A. Cavagnino, S. Vaschetto. “Accurate determination of induction machine torque and current versus speed characteristics”. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), (2016): DOI: 10.1109/ECCE.2016.7854812. Print. **9.** Guimarães, J.M.C., J.V. Bernardes Jr., A.E. Hermeto, E.C. Bortoni. “Determination of three-phase induction motors model parameters from catalog information”. PES General Meeting / Conference & Exposition, 27-31 July 2014 National Harbor. (2014). Print. **10.** Jaiswal S., M. S. Ballal. “Condition assessment of induction motor under different power quality events”. *International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, IEEE CATCON.* (2015): 105–110. Print.

Поступила 16.06.2017

УДК 681.513.7

О. А. ХРЕБТОВА, ст. преп., Кременчугский национальный университет;
С. А. СЕРГИЕНКО, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ТРОГАНИЕМ МЕХАНИЗМА В ТЯЖЕЛЫХ УСЛОВИЯХ

Введение. Традиционно сложные технологические процессы, требующие значительных энергетических затрат на этапах трогания и пуска, выполнялись при использовании электропривода с значительным запасом по мощности (20÷30% $P_{ном}$). Одним из примеров таких систем, есть двухдвигательный электропривод механизма подъема затвора сливной плотины в системе реостатного управления. Такое техническое решение вызвано тем, что при трогании затвора с кармана сливной плотины происходит увеличение момента сопротивления технологического механизма в несколько раз [1].

Однако даже применение электропривода повышенной мощности не обеспечивает безаварийность выполнения технологических операций. В работе [2] рассмотрены особенности трогания и пуска механизма подъема. Установлено, что при переходе трансмиссии с технологическим механизмом из состояния покоя в состояние движения происходит достаточно сложный процесс формирования сил сопротивления, обусловленный как изменением свойств самой системы «трансмиссия системы механизма подъема – карман сливной плотины – уплотнительная резина – затвор», так и наличием традиционных составляющих.

Силы сопротивления, возникающие при подъеме затвора из кармана сливной плотины [2]:

$$\sum F = F_{м} + F_{м.с} + F_{диф} + F_{тр.р} + F_{тр.к} + F_{тр.с}\ , \qquad (1)$$

где $F_{м}$ – сила тяжести затвора и воды действующей на затвор со стороны верхнего бьефа; $F_{м.с}$ – сила, создаваемая разрывом межмолекулярных связей диффундирующих слоев резины с основанием затвора; $F_{диф}$ – сила разрыва диффузных слоев между основанием кармана сливной плотины и основанием затвора; $F_{тр.р}$ – сила трения грушевидной резины с направляющими кармана при подъеме затвора; $F_{тр.к}$ – сила трения качения колес; $F_{тр.с}$ – сила трения подшипников скольжения.

Эта особенность технологического объекта формируемая в процессе эксплуатации, приводит к возникновению аварийных ситуаций при каждом выполнении подъема затвора с основания кармана сливной плотины [1]. Существующая система электропривода морально устарела, имеет низкий КПД, энергозатратна, так как попытки подъема могут выполняться несколько раз до получения положительного результата.

Существующие системы управления не учитывают весь комплекс факторов, которые являются источником аварийности оборудования в процессе трогания, пуска и торможения:

– увеличение момента сопротивления при трогании и пуске производит к увеличению динамической составляющей усилия в кинематических узлах системы «электродвигатель – трансмиссия – технологический механизм» и как следствие механический износ оборудования;

– увеличение допустимого угла рассогласования в системе при неравнозначном формирования момента сопротивления приводит к режимам стопорения и заклинивания рабочего органа;

– режимы стопорения при пуске и движении рабочего органа по направляющим приводят к износу изоляционных материалов приводных двигателей, тепловых и механических перенапряжений обмотках, нарушении балансирования ротора и т.д.;

– тяжелые условия трогания и пуска ведут к перегрузкам и сокращению работоспособности линий питания

Малый диапазон управляемости отрицательно сказывается на выполнение остальных технологических операций.

Постановка задачи. Система автоматического управления частотно–регулируемого электропривода механизма подъема затвора сливной плотины, должна обеспечивать возможность выполнения предстартовой подготовки и трогания путем создания достаточно большого пускового момента при минимальном значении тока статора, обеспечить возможность позиционирования при перемещении объекта по направляющим кармана, и при необходимости, при установке объекта в рабочее положение, иметь возможность средствами частотного управления снизить колебания объекта при перемещении.

Материалы исследования. В силу физических особенностей, которые происходят при подъёма затвора, предложено условно разделить этот процесс на три этапа: предстартовая подготовка; трогание и пуск; перемещение затвора по направляющим кармана.

При выполнении операции пуска на этапе предстартовой подготовки необходимо выполнить пошаговое разрушение образовавшихся адгезивных слоев основания затвора и основания сливной плотины путем поочередного формирования усилий по подъему левой и правой стороны затвора. Предпусковая подготовка выполняется до появления разрыва межмолекулярных связей в технологическом объекте (затвор – уплотнительная резина – карман) [2]. На первом этапе система управления формирует поочередную подачу пусковых моментов на рабочие привода механизма подъёма. При необходимости пусковые моменты возрастают до начала движения затвора [3].

© О.А. Хребтова, С.А. Сергиенко, 2017

Как только система фиксирует разрушение адгезивных слоев рабочего органа режимы электродвигателя меняются, система приступает к этапу трогания, а именно механизм подъема при достаточном пусковом моменте приводит в движение металлоконструкцию затвора создает достаточный пусковой момент на электроприводах для преодоления момента сопротивления и предполагает выход электроприводов на рабочую характеристику.

При выполнении третьего этапа, электропривода двухдвигательной системы механизма подъёма работают в номинальных режимах и обеспечивают синхронизированный подъем затвора. При этом выполняется симметричное перемещения сторон металлоконструкции затвора по направляющим кармана при необходимости исключая перекосы в кармане и обеспечивая компенсацию неравномерностей моментов сопротивления при движении затвора по направляющим кармана, с обеспечением снижения ударных динамических нагрузок в канатах и кинематики самого электропривода [3].

При этом очевидно, что все операции должны выполняться одной системой привода, которая обеспечивает разные режимы работы для выполнения каждого этапа технологической карты.

Таким образом, создаваемые системы автоматического управления должны соответствовать специальным требованиям:

– выполнять предпусковую подготовку по формированию достаточного пускового момента при трогании затвора из кармана сливной плотины;

– выбирать оптимальный режим работы электропривода технологического механизма;

– при необходимости формировать цикличность включения электропривода для выполнения предстартовой подготовки и трогания;

– контролировать как температурный режимы, так и электромагнитные параметры асинхронной машины для предотвращения аварийных режимов;

– при необходимости определять время работы с значительной перегрузкой по току для создания достаточного пускового момента;

– формировать пошаговые перемещения элементов металлоконструкции затвора по направляющим кармана по заданным координатам;

– осуществлять позиционирование при установке затвора в карман сливной плотины в соответствии с алгоритмами выполнения технологических операций;

– обеспечить безаварийные режимы работы с повышением работоспособности системы электропривода[4]

Интенсивное развитие микросхемотехники позволяет построить автоматизированную систему с мгновенным контролем параметров всего технологического комплекса (датчики усилий, датчики момента и т.д.) и обеспечить формирование таких режимов работы которые обеспечили бы необходимые требования к выполнению качественного технологического процесса.

Система «электропривод механизма подъема – затвор – карман сливной плотины» представляет собой достаточно сложные кинематические пары которые при совместной работе влияют не только на сопряженные соединения, но и на характер работы всей электромеханической системы. В зависимости от свойств элементов и их характеристик в тех или иных условиях эксплуатации, формируется состояние системы в целом. Как рассматривалось в [4], состояние системы нельзя представить в виде определенной математической зависимости. Статические и динамические параметры каждого элемента системы описываются весовыми коэффициентами, которые определяют свойства системы, однако степень информативности их различна и имеет стохастический характер [2]. Математическим аппаратом, позволяющим полноценно учесть и отразить признаки нескольких состояний, является теория случайных множеств.

Применение теории нечетких множеств позволяет в полной мере отразить влияние всех экспертов, которые определяются в соответствии с величинами датчиков состояния системы и интенсивности их приращения, при использовании метода экспертных оценок, по сравнению с генерацией оценки на основе «мнения большинства», который формируется как сумма весов значений экспертов. В то же время применение теории нечетких множества (фаззилогики) не исключает возможности «четкой» оценки состояния технологического механизма экспертной системы в процессе подъема [5].

При диагностике состояний системы нечеткие оценки позволяют отобразить плавность и непрерывность перехода системы из состояния в состояние и преодолеть противоречия, когда у системы есть признаки сразу нескольких состояний. Например, ток приводных двигателей достиг максимума, соответственно пусковой момент является максимальный характеризующий условие начала трогания, а перемещения затвора отсутствует, характеризующий невыполнение процесса трогания. В работе [4] разработана экспертная система (ЭС) на базе нечеткой логики для механизма подъема затвора сливной плотины с обеспечение выбора параметров питающего напряжения [6] и с учетом особенностей формирования момента сопротивления технологического механизма [2]. Рассмотрен вариант выполнения трогания и пуска беспрерывно за один цикл до полного преодоления момента сопротивления, и начала движения технологического механизма. Результаты математического моделирования при пуске в один цикл ЭС приведены на рис. 1. – рис. 3.

Такой режим при затяжном трогании может привести к возникновению аварийных ситуаций за счет перегрева обмоток статора асинхронной машины, нарушения целостности кинематических соединений в трансмиссии механизма или обрыва троса.

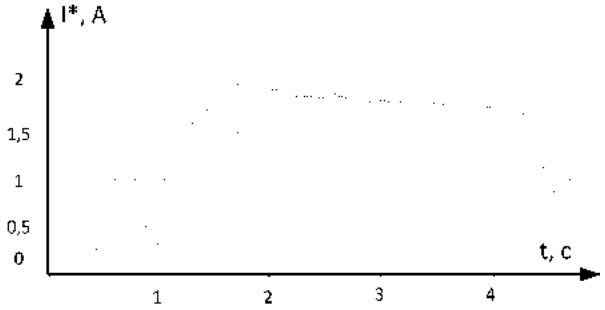


Рис. 1. Действующее значение тока системы электропривода механизма подъема

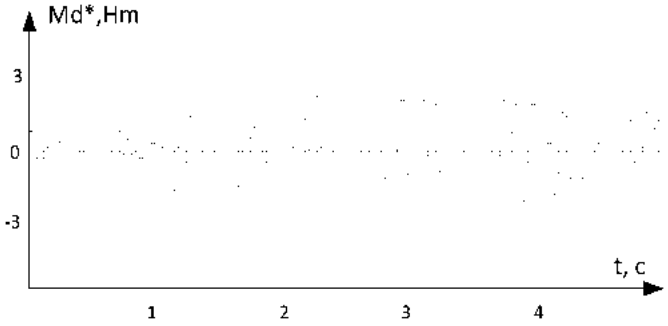


Рис. 2. Электромагнитный момент асинхронного двигателя

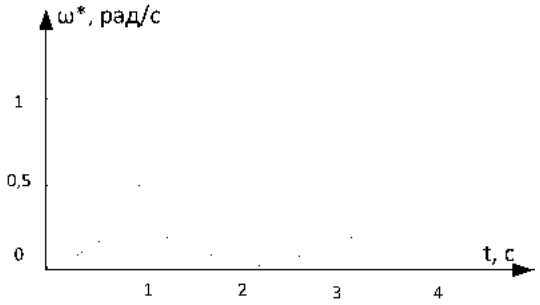


Рис. 3 Угловая скорость барабана технологического механизма

Кроме того, как показал анализ процессов, происходящих при выполнении трогания затвора с основания кармана сливной плотины, эффективнее всего выполнять разрушения адгезивных слоев пошаговым приложением усилий к сторонам затвора [2]. Поэтому для предотвращения аварийных ситуаций предложено усовершенствовать не только разработанную ранее ЭС но применить алгоритм пошагового формирования прикладываемых момент к сторонам затвора с контролем температурного режима работы асинхронной машины и времени формируемого импульса момента при минимальном значении тока статора [3]. Математическая модель ЭС приведена на рис. 4.

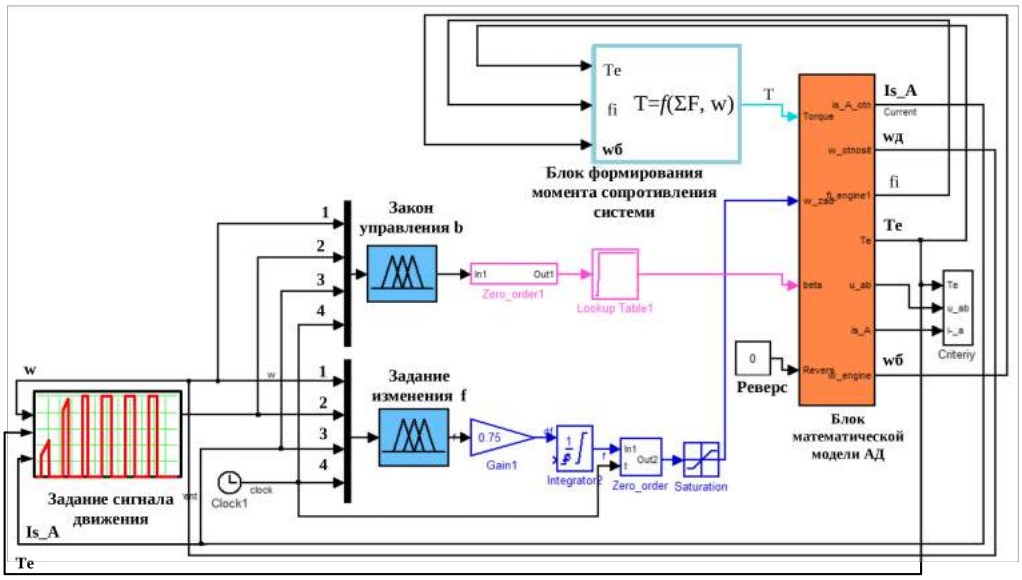


Рис. 4. Математическая модель экспертной системы управляемого трогания в программной среде Matlab

Предложения экспертная система помимо существующих уже блоков фаззи–логики для определения частоты питающего напряжения и выбора закона частотного управления в зависимости от значения параметра блока формирования момента сопротивления системы, который формирует усилие сопротивления в зависимости от входных сигналом электромагнитного момента (T_e), угловой скорости барабана подъемного механизма ($\omega_б$) и частоты вращения электромагнитного поля АД (f_i) по математической зависимости $T = f(\sum F, \omega)$, дополнена блоком задания сигнала движения. В данном блоке формируются импульсы подачи момента и паузы с контролем температуры нагрева обмоток статора косвенным методом на базе математических зависимостей предложенных в [3].

В модели реализован режим трогания в циклическом виде с заранее рассчитанными временными значениями импульсов прикладываемых моментов и пауз. При необходимости время импульсов может ограничиваться при превышении температуры нагрева. Следует отметить, что ЭС формирует повышения пускового момента с каждым последующим импульсом при ограничении тока статора, подбирая амплитуду и частоту питающего напряжения по эвристическим правилам, заложенным в блоках фаззи–логики.

Для выполнения сравнительного анализа характеристик частотно−регулируемого электропривода в исходной и модернизированной ЭС условия работы должны совпадать. Поэтому в предложенной ЭС режим трогания смоделирован для одного привода двухдвигательной системы и состоит из нескольких импульсов формируемого момента трогания, количество которых определяется или началом движения системы, или пределом температурного нагрева, даже если движение отсутствует. Результаты математического моделирования разработанной ЭС приведены на рис. 5 – рис.11. Для упрощения анализа на каждом рисунке представленных характеристик приведен сигнал задания скорости (U_z).

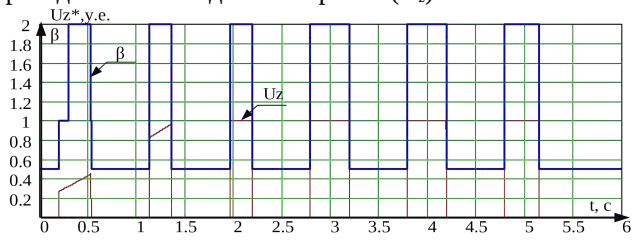


Рис. 5. Задание скорости (Uz) и показателя степени частотного управления (b)

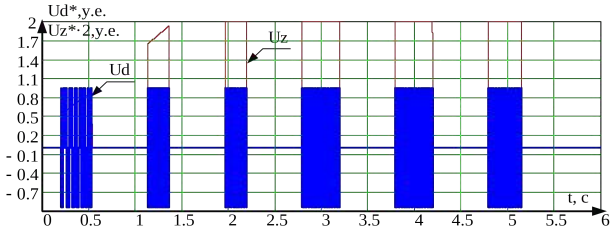


Рис. 6. Формирование напряжения при трогании системы с фаззи–логикой

Напряжение задания формируется с плавным разгоном технологического механизма для обеспечения выборки канатов и зазоров трансмиссии механизма (рис. 5. U_z^*). В соответствии и изменением момента сопротивления меняется (рис. 5. β) в законе частотного управления $U / f^{1/\beta} = const$. Следуя этим условиям формируются параметры питающего напряжения (рис. 6. U_d^*).

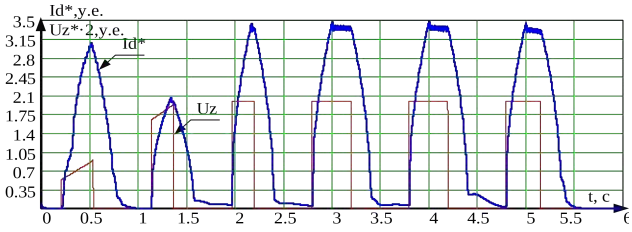


Рис. 7. Действующие значения ток статора

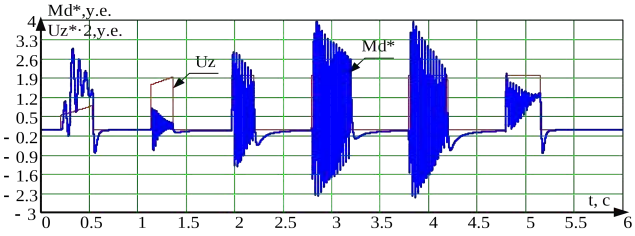


Рис. 8. Формирование момента двигателя

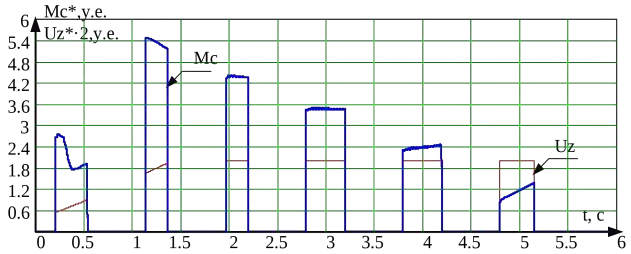


Рис. 9. Момент сопротивления механизма

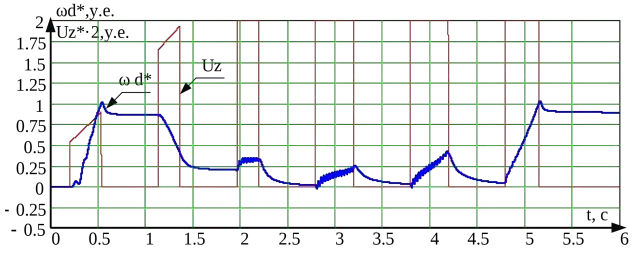


Рис. 10. Угловая скорость двигателя

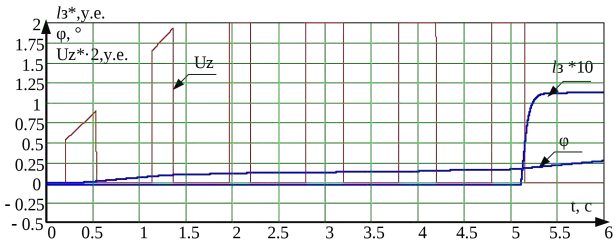


Рис. 11. Угол поворота вала барабана лебедки и перемещение стороны затвора при трогании

На первом импульсе трогания, при выборке зазоров пусковой ток достигает $3I_н$ (рис.7 I_d^*), как и мгновенное значение момента, превышает номинальный почти в 2 раза (рис. 8 M_d^*). Механизм начинает разгон (рис. 10. ω*) происходит поворот вала примерно на 0,5° (рис. 8), момент сопротивления имеет резкий спад (t = 0,4 с.) что соответствует началу движения кинематических пар самого привода (рис. 6. M_c^*).

После натяжении каната значения переменных тока и момента имеют минимальное значение, так как попытка трогания выполняется при номинальных параметрах АД. Движение двигателя прекращается, так как момент сопротивления превышает расчетное в 5 раз. Следующая попытка трогания формируется с моментом, превышающим паспортное значение в зависимости от решения ЭС по эвристическим правилам, которые в ней записаны.

Как видно из рис. 7, рис. 8 с каждой последующей попыткой значение пускового момента, как и значение тока увеличиваются. Каждая последующая попытка трогания уменьшает момент сопротивления технологического механизма, разрушая адгезивные соединения рабочего органа с рабочей средой. На последней попытке происходит начало движения технологического механизма (рис. 11. *l*з) и система останавливает выполнение алгоритма трогания. Дальше ЭС переходит к выполнению программы по синхронному перемещению сторон затвора по направляющих кармана сливной плотины.

Как видно из приведенных графиков модернизированная система выполняет пуск на 1 с. дольше. Однако при анализе токовых характеристик видно, что среднее значение тока за период выполнения трогания в пошаговом режиме составляет $1{,}04I_{н}$, что почти 2 раза меньше чем начальной ЭС, хотя значение амплитуды за импульс могли превышать исходные в 1,7 раза Аналогичная ситуация и с пусковым моментом значение которого при пошаговом режиме превышает исходное в 1,45 раза. Это объясняется повышением пускового момента при каждом последующем импульсе. Как видно из скоростных характеристик при использовании пошагового режима трогания снижаются также и динамические нагрузки в кинематических парах трансмиссии электропривода за счет снятия напряжения в точках соприкосновения вращающихся частей, что снижает износ элементов механизма и повышает его работоспособность.

Выводы: Обоснованно применения теории нечетких множеств для реализации экспертной системы автоматического управления двухдвигательным электроприводом, позволяющей расширить возможности пусковой системы на базе частотно–регулируемого электропривода и эффективно использовать специальные алгоритмы предстартовых операций с целью повышения эффективности выполнения рабочей операции технологическим механизмом.

Модернизированная экспертная система управления обеспечивает трогание, пуск и работу механизма подъема при изменении момента сопротивления в процессе выполнения предстартовой подготовки в пошаговом режиме. Разрушения адгезивных слоев рабочего органа при этом характеризуется меньшими затратами электроэнергии. При этом время выполнения трогания увеличивается 20%, что для данного технологического механизма не имеет значение. Так же модернизированная система выполняет контроль температурных режимов и формирует ток в зависимости от параметров нагрева обмоток статора асинхронной машины. Модернизации ЭС происходит за счет применения специально разработанного алгоритма и не требует значительных материальных и технических средств.

Предложенная структура интеллектуальной системы управляемого трогания может быть использована для различных технологических механизмов, где момент сопротивления при трогании превышает рабочее значение в несколько раз и имеет нелинейный характер.

Список литературы: 1. Хребтова О.А. Особенности трогания кранового электропривода подъема затвора сливной плотины / О. А. Хребтова, А. И. Гладырь // Вестник национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Тематический выпуск № 30 «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – 2009. – 250 с. **2.** Хребтова О.А. Дослідження властивостей системи електропривода механізму підйому затвору зливної греблі / О. А. Хребтова, С. А. Сергієнко // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу – Кременчук: КрНУ, 2012. – Вип. 3/2012 (19). – 660 с. **3.** Хребтова О.А. Управление трогением асинхронного электропривода грузоподъемного механизма / О. А. Хребтова, В. В. Ченчевой, А. И. Гладырь // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2014. – Вип. 3/2014 (27). – С. 27–35. **4.** Хребтова О.А. Електропровід механізму підіймання затвора зливної греблі з керованним процесом рушання / О. А. Хребтова, С. А. Сергієнко // Вісник вінницького політехнічного інституту. Науковий журнал №2 (131). –2017.– 112 с. **5.** Золотухин А. Б. Применение теории нечетких множеств к количественной и качественной оценке риска / А. Б. Золотухин, У. Гудместад // International Journal of Offshore and Polar Engineers (IJOPE). – 2002. – т. 12, № 4 – С. 288–296. **6.** Хребтова О.А. Определение момента асинхронного двигателя при трогании / О. А. Хребтова, В. В. Ченчевой, В. А. Огарь // Електромеханічні і енергозберігаючі системи: щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2013. – Вип. 4/2013 (24). – 106 с.

Bibliography (transliterated): 1. Khrebtova, O.A. and Gladyr, A.I. (2009), "Peculiarities of starting the crane electric drive of the lifting of the gate of the drain dam", Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta "Kharkovskiy politekhni-cheskiy institut", no. 30, 250 p. (in Russian) **2.** Khrebtova, O.A. and Sergienko, S.A. (2012), "Studying the properties of the system electric winders shutter drainage dam", Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy. Tematychnyy vypusk "Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriya i praktyka" naukovo-vyrobnychoho zhurnalu, Vol. 3, no. 19, 660 p. (in Ukrainian) **3.** Khrebtova, O.A., Chenchevoy, V.V.. and Gladyr, A.I. (2014), "Control of starting of an asynchronous electric drive of a load-lifting mechanism", Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy, shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, Vol. 4, no. 27, 106 p. (in Russian) **4.** Khrebtova, O.A. and Sergienko, S.A. (2017), "Elektroprovid mechanism for lifting the shutter drainage dam kerovannym pick-up process", Bulletin of Vinnytsia Polytechnic Institute. Scientific journall, Vol. 2, no. 131, 112 p. (in Ukrainian). **5.** Zolotukhin A. B end Goodmestad W. "Application of the theory of fuzzy sets to quantitative and qualitative risk assessment", International Journal of Offshore and Polar Engineers (IJOPE). - 2002. - Vol. 12, no. 4 - p. 288-296. **6.** Khrebtova, O.A., Chenchevoy, V.V. and Ogar, V.A. (2013), "Determination of the moment of an asynchronous motor at the touching", Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy, shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, Vol. 4, no. 24, 106 p. (in Russian).

Поступила 15.06.2017

УДК 621.34-52

В. П. СТЯЖКІН, канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
В. І. ТЕРЯЄВ, канд. техн. наук, доц., Національний технічний університет України «КПІ»;
С. І. ГАВРИЛЮК, аспірант, Інститут електродинаміки НАНУ, Київ

ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДІВ ЧАСТОТНОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ ДУГОСТАТОРНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ АНТЕН СУДНОВИХ НАВІГАЦІЙНИХ РЛС

Вступ. Суднові навігаційні РЛС використовуються для визначення координат і параметрів руху різних надводних і берегових об'єктів, берегової лінії та інших перешкод, здатних відбивати радіохвилі, які випромінює і приймає антена. Це дозволяє забезпечити безпеку мореплавання в обмежених умовах видимості, безпечне розходження суден, визначення місця судна по відомим береговим або плавучим орієнтирам.

Одним з головних механізмів будь-якої РЛС є антена, обертання якої здійснюється електроприводом (ЕП). ЕП суднової РЛС повинен забезпечити високу стабільність швидкості обертання при різкозмінному вітровому навантаженні, хитавиці судна та в несприятливих кліматичних умовах. Також до електроприводу РЛС висувається ряд вимог, таких як надійність, технічний ресурс роботи понад 20 років, ремонтоздатність, висока точність відпрацювання в секторному режимі, коли в межах одного оберту змінюється швидкість, та інші.

В [1,2] показано доцільність застосування дугостаторного асинхронного двигуна (ДАД) для суднових навігаційних РЛС, статор якого складається з декількох індукторів, а ротор виконаний у вигляді феромагнітного диску з короткозамкненою обмоткою. Основними перевагами ЕП на базі ДАД є простота і надійність, виключення редуктора із кінематичного ланцюга, можливість інтегрування в існуючі РЛС та збільшення потужності за рахунок селективного включення індукторів в роботу. Водночас дугостаторний двигун має ряд особливостей та недоліків – м’які механічні характеристики за рахунок збільшеного повітряного проміжку, низькі коефіцієнти корисної дії та потужності, крайові ефекти, викривлення картини поля, насичення магнітопровода.

Застосування стандартного закону частотного керування для ДАД в нижній частині діапазону регулювання призводить до посилення його недоліків – різкого зменшення критичних зусиль та жорсткості механічних характеристик [3]. **Метою статті** є розробка нових модифікованих методів частотного керування, які враховують особливості дугостаторних двигунів.

Постановка задачі. Особливості характеристик ДАД пов'язані зі специфікою електромагнітних процесів, які викликані розімкнутим магнітопроводом, а також ефектами «входу–виходу» електромагнітного поля, зумовленими переходом елементарних провідних контурів вторинного елемента (ВЕ) з крайової зони в активну і з активної – в крайову [4].

Розімкненість магнітопровода ДАД призводить до відхилення від синусоїдальної форми розподілу потоку в ярмі та індукції в повітряному зазорі. Спотворення картини магнітного поля погіршує тягові та енергетичні характеристики машини. Через нерівномірність розподілу поля уздовж машини котушки обмоток різних фаз знаходяться у неоднакових магнітних умовах, що призводить до асиметрії ЕРС у фазах обмотки індуктора. Це тягне за собою виникнення асиметрії фазних струмів при живленні машини від джерела із симетричною системою напруг. ДАД мають великий повітряний проміжок, що пояснюється особливістю їх конструкції. Ефект послаблення магнітного поля у збільшеному зазорі, а також по товщині ВЕ називається товщинним. Він призводить до збільшення намагнічувального струму ДАД у порівнянні зі звичайними обертовими двигунами. Вторинне магнітне поле, обумовлене струмами вторинного елемента, значно впливає на сумарний магнітний потік в зазорі машини. Навіть при русі ВЕ з синхронною швидкістю відносно поля, в ньому виникають струми і втрати, викликані наявністю границь індуктора, тобто явищами «входу–виходу». Виникаючі при цьому зусилля можуть бути як гальмівними, так і рушійними [4].

Особливості роботи ДАД, обумовлені реакцією ВЕ, отримали назву вторинного поздовжнього крайового ефекту, а особливості, що мають місце при відсутності реакції вторинної частини – первинного крайового ефекту. В цілому сукупність розглянутих особливостей електромагнітних процесів у машинах з роз'єднаними магнітопроводами отримала назву поздовжнього крайового ефекту (ПКЕ). Найбільший вплив мають ПКЕ, особливо для ДАД з малим числом полюсів і великим значенням відношення реактивності намагнічуючого контуру до приведеного вторинного опору – електромагнітної добротності машини. Це призводить до появи додаткових складових струмів і вторинних втрат біля країв осердя, подальшого зниження ККД і тягового зусилля машини [4].

Зазначені вище особливості електромагнітних процесів ДАД необхідно приймати до уваги при розробці та дослідженні законів керування ним. Можна сформулювати наступні критерії вибору методу керування ДАД, які враховують його конструктивні особливості та умови використання для електропривода РЛС:

- переважна робота на низьких швидкостях та частотах;
- необхідність збільшення жорсткості механічної характеристики та критичного моменту, особливо в нижній частині діапазону регулювання;
- врахування впливу насичення магнітного ланцюга ДАД при синтезі алгоритмів методів керування;

© В.П. Стяжкін, В.І. Теряєв, С.І. Гаврилюк, 2017

▪ застосування методів регулювання, які не потребують безпосереднього керування складовими магнітного потоку;

▪ енергозбереження в умовах обмежених енергоресурсів джерела живлення;

▪ забезпечення полоси пропускання привода, достатньої для відпрацювання пульсуючого знакозмінного моменту навантаження РЛС.

У зв'язку з обмеженою технологічною можливістю зменшення зубцевого кроку та полюсного ділення ДАД та відсутністю можливості використання редуктора, єдиним способом отримання низьких робочих швидкостей для ДАД є живлення напругою зниженої частоти. Тому буде доцільно розглянути методи частотного керування АД і визначити границі їх застосованості відносно ДАД.

Матеріали досліджень. Класифікація основних методів частотного керування представлена на рис. 1 [3].

Розглянемо можливості застосування існуючих методів частотного керування [3, 5] для дугостаторного асинхронного електропривода.

Компенсація впливу активного опору індуктора (*IR*–компенсація). При скалярному керуванні АД на частотах в діапазоні 0÷10 Гц реактивний опір його обмоток зменшується ($X_L = 2\pi fL$) і відповідно зменшується спад напруги на індуктивності, а вплив активної частини опору відносно збільшується. Це призводить до ослаблення магнітного поля і, як наслідок, зменшення жорсткості механічної характеристики та перевантажувальної здатності двигуна. Рівняння електричної рівноваги індуктора записується за другим законом Кірхгофа:

$$U_1 = E_1 + I_1 r_1 = E_1 + \Delta U, \qquad (1)$$

де $\Delta U = I_1 r_1$ – додаткова напруга, необхідна для компенсації спаду напруги на активному опорі індуктора.

Рис. 1 Класифікація методів частотного керування АД

Даний метод дозволяє регулювати кутову швидкість АД з критичним моментом і статизмом, близькими до природної механічної характеристики в діапазоні близько 10:1. Для забезпечення більшої жорсткості характеристики і діапазону регулювання необхідно застосовувати зворотній зв'язок за швидкістю.

Через завищений повітряний проміжок ДАД у порівнянні з АД доводиться суттєво збільшувати намагнічуючу силу обмоток статора, щоб подолати великий магнітний опір зазору. В результаті цього магнітна система ДАД знаходиться у насиченому стані. Як наслідок ще більше зменшується питома доля реактивних опорів статора і ротора у порівнянні з відповідними активними опорами. Тому можна говорити про доцільність застосування методу *IR*–компенсації для ДАД, однак потрібно враховувати вплив крайових ефектів.

Компенсація впливу повного опору індуктора (*IZ*–компенсація). Для компенсації спаду напруги на обмотках АД збільшують вхідну напругу залежно від навантаження.

Метод включає наступні модифікації [5]:

компенсація в скалярній формі:

$$\Delta u_1 = \Delta u_{1\alpha} = i_1 z_1 = i_1 \sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma ном}\alpha)^2}, \qquad (2)$$
$$\Delta u_{1\beta} = 0;$$

компенсація в векторній формі:

$$\Delta u_1 = i_1 z_1 \Rightarrow \begin{matrix} \Delta u_{1\alpha} = i_{1\alpha} r_1 - i_{1\beta} x_{1\sigma ном}\alpha \\ \Delta u_{1\beta} = i_{1\beta} r_1 - i_{1\alpha} x_{1\sigma ном}\alpha \end{matrix}. \qquad (3)$$

де i_1 – струм обмотки статора, r_1 – активний опір обмотки статора, $x_{1\sigma ном}$ – індуктивність розсіювання обмотки статора, $\alpha = f_1 / f_н = \omega_1 / \omega_н$ – частота струму статора.

Принциповою відмінністю режиму *IZ*–компенсації є відсутність насичення магнітопроводу при будь-яких частотах і навантаженнях, тому що напруга кола намагнічування підтримується постійною і рівною напрузі в режимі холостого ходу.

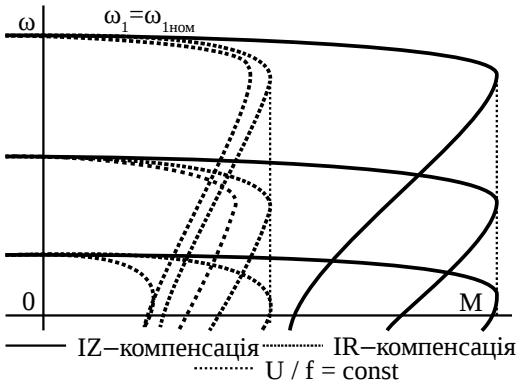


Рис. 2 Механічні характеристики АД при різних модифікаціях частотного керування

Для стабілізації потоку у всьому діапазоні зміни частоти і моменту необхідно збільшувати напругу живлення приблизно в два рази, що не завжди можливо в силу технічних характеристик двигуна. Щоб стабілізувати електромагнітний потік необхідно вимірювати напругу чи струм статора або потік в повітряному проміжку, що дещо ускладнює реалізацію даного метода. Для підвищення жорсткості характеристик та одержання більшого діапазону регулювання використовують зворотний зв'язок за швидкістю.

Метод компенсації впливу повного опору індуктора може застосовуватися і для ДАД за умови врахування крайових ефектів. Оскільки в ДАД переважний вплив на характеристики двигуна має активна складова опору статора, а даний метод значно складніший у реалізації, більш доцільно буде застосовувати метод компенсації активного опору індуктора. На рис. 2 представлені механічні характеристики АД при застосуванні частотного керування з *IR*- та *IZ* – компенсацією [5].

Використання натуральної орієнтації по вектору потокозчеплення ротора ґрунтується на представленні АД в динамічній формі з використанням другого методу Ляпунова.

Формування заданого потокозчеплення статора дозволяє модифікувати механічні характеристики частотно-

керованого АД залежно від заданої кутової швидкості. Значення заданого потоку двигуна, при якому перевантажувальна здатність зберігається на номінальному рівні, дорівнює [6]:

$$\psi^* = \psi^*_н \sqrt{\frac{\omega^* p_н z\left(\alpha_1^2 + \omega_{0н}^2\right)}{\omega_{0н} z_н \left(\alpha_1^2 + \left(\omega^* p_н\right)^2\right)}} \quad , \tag{4}$$

де коефіцієнт $\alpha_1 = r_1 / L_1$; ω^*, ψ^* – задані значення кутової швидкості і модуля потокозчеплення статора; $p_н$ – число пар полюсів; z, $z_н$ – повні опори; $\psi^*_н$ – номінальне потокозчеплення, $\omega_{0н}$ – швидкість холостого ходу.

Даний метод дозволяє підтримувати значення критичного моменту частотно–керованого АД на номінальному рівні шляхом формування заданого потокозчеплення статора залежно від заданої кутової швидкості. Реалізація даного методу керування може бути здійснена без використання спеціалізованих датчиків регульованих координат на основі спостерігачів. В той же час внаслідок насичення магнітопроводу ДАД складові магнітного потоку стають малокерованими, що ускладнює реалізацію даного метода.

Компенсація ковзання. В АД має місце ефект ковзання – відставання швидкості обертання ротора від магнітного поля, що створюється обмотками статора. При чому цей ефект присутній і в режимі реального холостого ходу, а зі збільшенням навантаження його величина зростає. Режим компенсації ковзання полягає у зміні частоти живлення АД в залежності від навантаження на валу, тобто, фактично від струму статора. Даний метод дозволяє підвищити жорсткість механічної характеристик АД та збільшити діапазон регулювання швидкості до значення 20:1. Може застосовуватися у поєднанні з іншими методами, наприклад, з *IR*–компенсацією.

Для ДАД режим компенсації ковзання полягає в усуненні похибки робочого ковзання при одночасній компенсації впливу кінцевих ефектів і активного опору індуктора. З цією метою у рівняння динаміки ДАД та схему заміщення вводиться функція $f(Q)$, яка враховує вплив кінцевих ефектів на основі моделі Данкана [7, 8]:

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q}; \; Q = \frac{lR_2}{vL_2}; \tag{5}$$

де l – довжина індуктора; v – швидкість ВЕ; r_2, L_2 – активний опір та індуктивність вторинного елемента. Для роботи алгоритму керування ДАД необхідне вимірювання швидкості, коефіцієнта потужності, струму індуктора, а також відомості про активний опір і індуктивність індуктора та активний опір вторинного елемента.

Після огляду різних модифікацій методу частотного керування для АД можна зробити висновок, що для ДАД доцільно буде застосовувати комбіновані методи, які враховують розглянуті вище його конструктивні особливості.

Для побудови функціональної схеми комбінованого частотного керування ДАД скористаємося залежностями для стандартного АД. Такий підхід можна пояснити тим, що в алгоритмі керування ДАД буде застосовано метод компенсації впливу активного опору обмотки статора r_1, а також компенсація крайових ефектів на основі моделі Данкана. Механічна характеристика АД при відсутності компенсації опору обмотки статора представляється у вигляді уточненої формули Клосса [5]:

$$M = 2M_k \cdot \left[\left(1 + \frac{r_1}{r_2}\right) / \left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2 s_k \frac{r_1}{r_2}\right) \right] \quad , \tag{6}$$

де $s_к$ – критичне ковзання, $M_к$ – критичний момент, r_2 – активний опір обмотки ротора, приведений до обмотки статора.

За наявністю компенсації впливу опору обмотки статора приймемо $r_1 = 0$. Тоді для ДАД залежність (6) прийме спрощений вид:

$$M = 2M_k \cdot \left[1 / \left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}\right) \right] \quad , \tag{7}$$

Якщо у формулу (7) замість M і $M_к$ підставити номінальні значення $M_н$, $s_н$, то можна отримати вираз для розрахунку критичного ковзання [5]:

$$s_к = s_н \left(\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}\right) \quad ; \tag{8}$$

де $\lambda = M_к / M_н$ – перевантажувальна здатність двигуна.

Для рушійного режиму роботи формула (8) матиме вид:

$$s_к = s_н \left(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1}\right) \quad ; \tag{9}$$

Критичному ковзанню $s_к$ відповідає електрична частота ВЕ:

$$f_2 = f_{1н} s_к \quad ; \tag{10}$$

Враховуючи (7) і (10), f_2 можна переписати:

$$f_2 = f_{1н} s_к \left(\left(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1}\right)\right) \quad ; \tag{11}$$

Механічний момент на валу ДАД можна визначити за співвідношенням:

$$M_c = \frac{P}{\omega} \quad , \tag{12}$$

де P – активна потужність, яка передається від індуктора до вторинного елемента через повітряний проміжок; ω – фактична кутова швидкість ротора ДАД.

Потужність P можна представити у вигляді [8]:

$$P = 3U_1 I_1 \cos\varphi(1 - f(Q)) - I_1^2 r_1 \; ; \quad (13)$$

де U_1, I_1 - фазні напруга і струм індуктора, cosφ коефіцієнт потужності, r_1 активний опір статора

Оскільки в системі ЕП РЛС використовується зворотній зв'язок за швидкістю, (5) можна переписати:

$$Q = \frac{lR_2}{vL_2} = \frac{lR_2}{\omega R_Д L_2} \quad , \qquad (14)$$

де $R_д$ – радіус дуги двигуна.

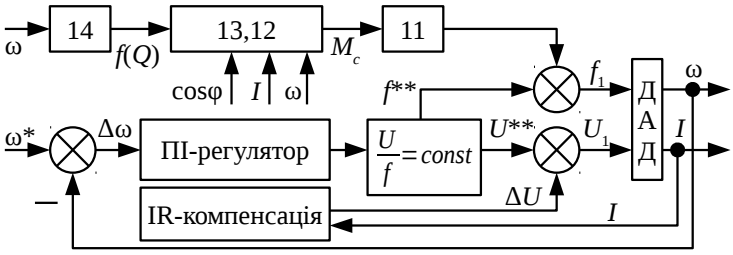


Рис. 3 Функціональна схема частотного керування ДАД

На основі (1,7÷14) була побудована функціональна схема комбінованого методу частотного керування ДАД з урахуванням крайових ефектів та з компенсацією активного опору індуктора, представлена на рис. 3. Вихідною величиною є кутова швидкість ω, яку потрібно підтримувати на заданому рівні, що реалізується на базі звичайного ПІ-регулятора. Оскільки для ЕП навігаційних РЛС ключовими вимогами є висока стабільність швидкості та точність визначення кутового положення [2], використання зворотнього зв'язку за швидкістю є необхідним. Напруга та частота з індексами (**) являються сформованими величинами за законом $U / f = const$. У верхній частині схеми, цифрами всередині блоків, вказані номери формул, які розраховуються.

Для реалізації даного алгоритму окрім кутової швидкості ротора, потрібно вимірювати фазні струми та напруги індукторів. Щоб розрахувати потужність за формулою (13) потрібно знати коефіцієнт потужності *cosφ*. Його можна визначити шляхом вимірювання часу переходу синусоїди струму та напруги через нуль, або розрахувати аналітичним методом з формули потужності. Також необхідно знати активний та індуктивний опір індукторів та ВЕ (ротора).

Висновки. В статті проведено аналіз ефективності застосування існуючих методів частотного керування для дугостаторного електропривода суднової навігаційної РЛС. Представлено критерії вибору методу частотного керування, спираючись на специфіку ДАД та вимоги до РЛС. В ДАД мають місце крайові ефекти, обумовлені розімкнутим магнітопроводом, насиченням магнітопроводу, збільшеним повітряним проміжком, ефекти «входу–виходу» електромагнітного поля, які призводять до викривлення картини магнітного поля в зазорі, асиметрії струмів у фазах індукторів і, як наслідок, до зменшення енергетичних та експлуатаційних показників електропривода. Тому при синтезі законів керування ДАД необхідно враховувати його конструктивні, а відповідно і електромеханічні особливості. Було запропоновано функціональну схему частотного керування для ДАД з урахуванням крайових ефектів та з компенсацією активної складової опору обмоток статора.

Список літератури: 1. *Волков І.В.* Безредукторная электромеханическая система с дугостаторным электроприводом для радиолокационной станции. *Волков І.В., Стяжкин В.П., Милько Р.Э., Доманский Г.В.* // Електротехнічні комплекси та системи / Тематичний випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика".- Київ, 2011. – Випуск 03 (79). – С. 248-252. **2.** *Стяжкін В.П.* Автоматизована система керування безредукторними електроприводами суднових навігаційних РЛС / *В.П. Стяжкін, С.І. Гаврилюк* // Електроніка та зв'язок. Науково-технічний журнал. – Київ: Том 21, №4 (93), 2016. **3.** *Теряєв В.І.* Особливості частотного керування лінійними асинхронними електродвигунами // *В.І. Теряєв, М.В. Михайлов, М.А. Хитько*. - Доповіді за матеріалами Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. – Київ: "Політехніка", 2014. – с. 248-249. **4.** *Сарапулов Ф.Н.* Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения / Ф.Н. Сарапулов, С.Ф. Сарапулов, П. Шымчак. Екатеринбург: Изд-во УГТУ-УПИ, 2001. - 236 с. **5.** *Усольцев А.А.* Частотное управление асинхронными двигателями // А.А. Усольцев; СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с. **6.** *Пересада С.М.* Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 2: результаты тестирования. *Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Онанко А.Ю.* // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип. 2/2011 (14). – С. 17 – 21.* **7.** *J. Duncan.* Linear induction motor equivalent circuit model. *J. Duncan.* // Proc. Inst. Elect. Eng. B—Elect. Power Appl., vol. 130, no. 1, pp. 51–57, Jan. 1983. **8.** *Теряєв В.І.* Алгоритм скалярного керування лінійним асинхронним двигуном із компенсацією впливу кінцевих ефектів / *В.І. Теряєв, М.О. Островерхов* // Електротехнічні та комп'ютерні системи. Науково-технічний журнал. – Київ: "Техніка", 2011. - с.32-34.

Bibliography (transliterated): 1. *Volkov I.V.* Bezreduktornaya elektromehanucheskaya sustema s dugostatornyum elektropruvodom dlya raduolokatsuonnoy stantsuu. *Volkov I.V., Stiazhkin V.P., Mylko R.E., Domanskyi H.V.*// Elektrotekhnichni kompleksy ta systemy / Tematychnyi vypusk "Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriia i praktyka". – Kyiv, 2011. – Vypusk 03 (79). – S. 248-252. **2.** *Stiazhkin V.P.* Avtomatyzovana systema keruvannia bezreduktornymy elektropryvodamy sudnovyh navihatsiinyh RLS // *V.P. Stiazhkin, S.I. Gavryluk* // Elektronika ta zviazok. Naukovo-tekhnichnyi zhurnal. – Kyiv: Tom 21, №4 (93), 2016. **3.** *Teryaev V.I.* Osoblyvosti chastotnoho keruvannia liniinymy asynkhronnymy elektrodvyhunamy / *V.I.Teryaev, M.V.Mykhailov, M.A.Khytko.* – Dopovidi za materialamy Mizhnarodnoi naukovo-tekhnichnoi konferentsii molodykh uchenykh, aspirantiv i studentiv. Suchasni problemy elektroenerhotekhniky ta avtomatyky. – Kyiv: «Politekhnika», 2014. – s. 248-249. **4.** *Sarapulov F.N.* Matematycheskye modely luneynux unduktrornuh mashyn na osnove skhem zameshchenyia // *F.N. Sarapulov, S.F. Sarapulov, P.Shumchak.* Ekaterynburh: Yzd-vo UHTU-UPY, 2001. - 236 s. **5.** *Usoltsev A.A.* Chastotnoe upravlenye asynhronnumy dvyhateliamy / *A.A. Usoltsev*; SPb: SPbHU YTMO, 2006. – 94 s. **6.** *Peresada S.M.* Obobshchennuy alhorytm chastotnoho upravlenuya asynkhronnumy dvyhatelyamy. Chast' 2: rezultatu testyrovanuya. *Peresada S.M., Kovbasa S.N., Onanko A.Yu.* // Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy. – Kremenchuk: KrNU, 2011. – Vyp. 2/2011 (14). – C. 17 – 21. **7.** *J. Duncan.* Linear induction motor equivalent circuit model. *J. Duncan.* // Proc. Inst. Elect. Eng. B—Elect. Power Appl., vol. 130, no. 1, pp. 51–57, Jan. 1983. **8.** *Teryaev V.I.* Alhorytm skaliarnoho keruvannia liniinym asynkhronnym dvyhunom iz kompensatsiieiu vplyvu kintsevykh efektiv / *V.I. Teryaev , M.O. Ostroverkhov* // Elektrotekhnichni ta kompiuterni systemy. Naukovo-tekhnichnyi zhurnal. – Kyiv: «Tekhnika», 2011. - s. 32-34.

Надійшла 19.06.2017

УДК 621.313.332

N. ZACHEPA, assistant, Kremenchuk National University;
IU. ZACHEPA, assoc. prof., Kremenchuk National University.

VIRTUAL GAGE FOR ANALYSIS OF ENERGY CONVERSION QUALITY IN ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

Problem statement. Uninterrupted power supply is a very important issue today, especially in cases where technically impossible or economically inefficient use centralized power.

As most universal autonomous power supply using electromechanical generators, which are complex energy system that is characterized by non-linear elements and devices of accumulation.

Emergency situation and disruptions of energy systems can lead to substantial consequences for industrial and municipal enterprises [1]. Refers to the root causes of increasing voltage on the findings of the stator windings, which can lead to breakdown of isolation and the emergence of a multiphase generator short circuits. Dangerous for the isolation voltage increase is a consequence of the disappearance of the magnetic flux of the stator and increased reaction speed of rotation of the unit that occurs when disconnecting the load.

In this regard recently become increasingly popular autonomous diesel generator complex (DGC), in which the non-contact three-phase AC generator. Currently, the most commonly used synchronous generator (SG). Asynchronous generators (AG) compared with synchronous have a simple and reliable design, lower weight and cost in the range of powers to 100 kW [2]. However, the widespread use of DGC AG remain poorly understood issues determining handling capacity of the latter, qualitative and quantitative measures of generated energy.

To the sustainability of AG is necessary to provide two conditions – the presence of controlled sources of reactive mechanical energy [3]. First performed by setting the capacitor, second – implementation AG mechanical connection with a diesel engine internal combustion (DE) or other sources of mechanical energy. When determining the handling capacity of the generator focuses on the choice of regulator capacitive excitation current and the number of degrees capacitor. At the same time to minimize the weight and dimensions valuesand increased mobility DGC characterized comparability capacity of DE and AG respective excitation systems, which also sets strict conditions on the stability of the prime mover and the quality and energy produced generator.

Electricity for both autonomous and stationary sources characterized by three parameters: frequency, voltage and form of the curve. Frequency of voltage characteristic are active power balance required for normal functioning of the consumer, and active power generated by the electric power source.

If the active power, which is produced sources not less than the required electric power receivers, the frequency of the voltage in electricity the system is 50 Hz. In case of shortage of active power frequency voltage in the system is reduced and reached steady state at reduced frequency. Voltage in DGC with AG is a measure of the balance of reactive power. If the system there is a storage of reactive power, the voltage at consumers is less than nominal, while its excess – voltage higher than the nominal value. Reactive power is conventionally divided into generated and consumed. Reactive power in DGC with AG generated – reactive power capacitors. Consumption of reactive power – reactive power induction motors or synchronous machines excited enough as major consumers connected to the terminals of the generator. In view of the above, are actual research process quality indicators autonomous power generation energy sources at the AG. The purpose is to develop indicators overseer energy modes asynchronous generator based on virtual models in the software environment LabVIEW.

Experimental part and results obtained. The most convenient methods of energy processes in different modes autonomous generator complex based on an analysis of the electrical signals, including analysis of the spectra of instantaneous power [2]. The most convenient methods of energy processes independent modes of generator complex based on an analysis of the electrical signals, including analysis of the spectra of instantaneous power [5]. Effective use of this approach should make the equation balance capacity or energy electrical elements of the complex.

The balance of power is the result Telledzhena theorem: The sum of the product of voltage and current of all branches of the circuit which satisfy Kirchhoff's laws equal zero [5]. The product of $U_i(t)\cdot I_i(t)$ is an instant-power $P_i(t)$ of i branch [6] therefore the sum capacity of all branches of the circle is zero. For DGC with AG balance of power are as follows: The amount of power produced AG, is the amount of power consumed by all connected users, which in turn and create branch circuit. In general block diagram of battery power generating units (BPGU) is shown in Fig. 1, comprising: a primary source of mechanical energy (SoME) converter electricity – asynchronous generator (AG) with capacitive excitation system (CES) and power consumers of electricity: single-phase and three-phase alternating current and direct current connectivity through the rectifier. Block control devices contains three groups of sensors.

For analog signals phase voltages a nd currents at the output of the generator serve as sensors VS1–VS3 and CS1–CS. Using sensors VS4–VS6, CS4–CS6 and VS7–VS9, CS7–CS9 ear needed depending on the time of electrical quantities SoME and at the clamps of consumer. Analog to Digital Converter (ADC) transmits the data from the sensors to formation block power of signal (FBPS) function of FBPS is getting signals of instantaneous power [5÷6] as sum of current input signals and abuse of appropriate sensors, converted to Fourier series [7].

© N. Zachepa, Iu. Zachepa, 2017

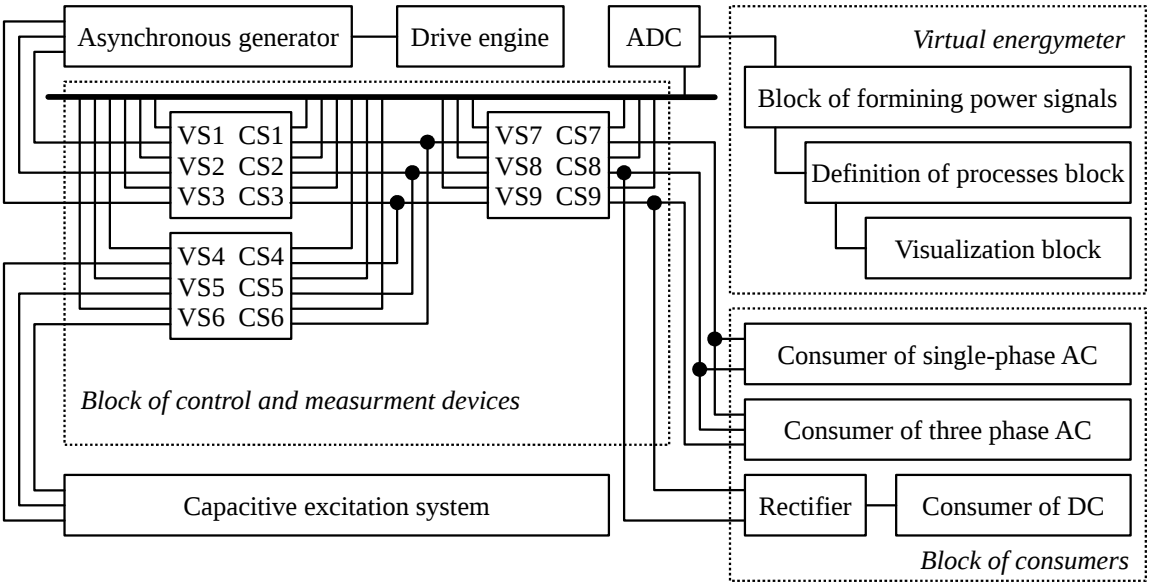


Figure 1 – Block of diagram autonomous energy management plant

Block formation signal power and block identification of indicators energy processes (BIIEP) output for results directly through the power of visualization are part of energy gage which analyzes general quality indicators of electric power at all cell transformation. Definition of indicators of energy processes in AYE performs block DEPB, it enables explore the complex indicators of the voltage $U(t)$, current $I(t)$, and their multiplication, power $P(t)$, namely: Harmonious composition of, effective and average value coefficients distortion signals [8].

Algorithm evaluation processes in an autonomous energy conversion power generating installation is based on the mathematical tools of instantaneous power method, under which the EG is, in general shown in Fig. 2.

Initially performed reading time sensor signals voltage $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$ and currents $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ and representing time signals in frequency as the sum of orthogonal components [9].

For three–phase system of field harmonic voltage and current signals phase A generator can be represented dependencies form:

$$\begin{aligned} u_A(t) &= \sum_{n=1}^{N} U_n \cos(\Omega_n t - \phi_n) = \sum_{n=1}^{N} U_{na} \cos(\Omega_n t) + \sum_{n=0}^{N} U_{nb} \sin(\Omega_n t); \\ i_A(t) &= \sum_{m=1}^{M} I_{na} \cos(\Omega_m t - \psi_m) = \sum_{m=0}^{M} I_{ma} \cos(\Omega_m t) + \sum_{m=0}^{M} I_{mb} \sin(\Omega_m t), \end{aligned} \quad (1)$$

where n, m – number of harmonic voltage and current: N, M – number of harmonic components of voltage and current, φ , ψ – phase angles of voltage and current signals ; Ω_n , Ω_m – angular frequency change of voltage and current signals; $U_{na} = U_n \cos \varphi_n$, $U_{nb} = U_n \sin \varphi_n$ orthogonal cosine and sine components of the signal voltage; $I_{ma} = I_m \cos \psi_m$, $I_{ma} = I_m \sin \psi_m$ – orthogonal cosine and sine components of the signal current.

Presentation time function of power phase A with (1) as a harmonic ortohonal components according to $pA(t) = uA(t) \cdot iA(t)$ will look:

$$p_A(t) = \sum_{k=1}^{K} P_{k0} + \sum_{k=1}^{K} P_{ka} \cos(\Omega_k t) + \sum_{k=1}^{K} P_{kb} \sin(\Omega_k t) \quad ; \quad (2)$$

where $\sum_{k=1}^{K} P_{k0}$ – total permanent component power; $\sum_{k=1}^{K} P_{ka}$ – cosine component of total capacity; $\sum_{k=1}^{K} P_{kb}$ – the total sinus component of power; Ω_k – circular frequency of k harmonic power ($\Omega_k = | \Omega_n \pm \Omega_m |$); k – number of harmonic components of power.

The total capacity of the three–phase system supplied to the stator winding of the generator capacity is the sum of individual phases:

$$p(t) = p_A(t) + p_B(t) + p_C(t) \quad , \quad (3)$$

where p_B, p_C – time function facilities phases B and C.

Analysis of energy processes executed on the virtual laboratory complex (VLC) [10, 11]. Research autonomous power sources based on asynchronous generator with capacitive excitation, that developed in LabVIEW graphical programming environment [12÷16].

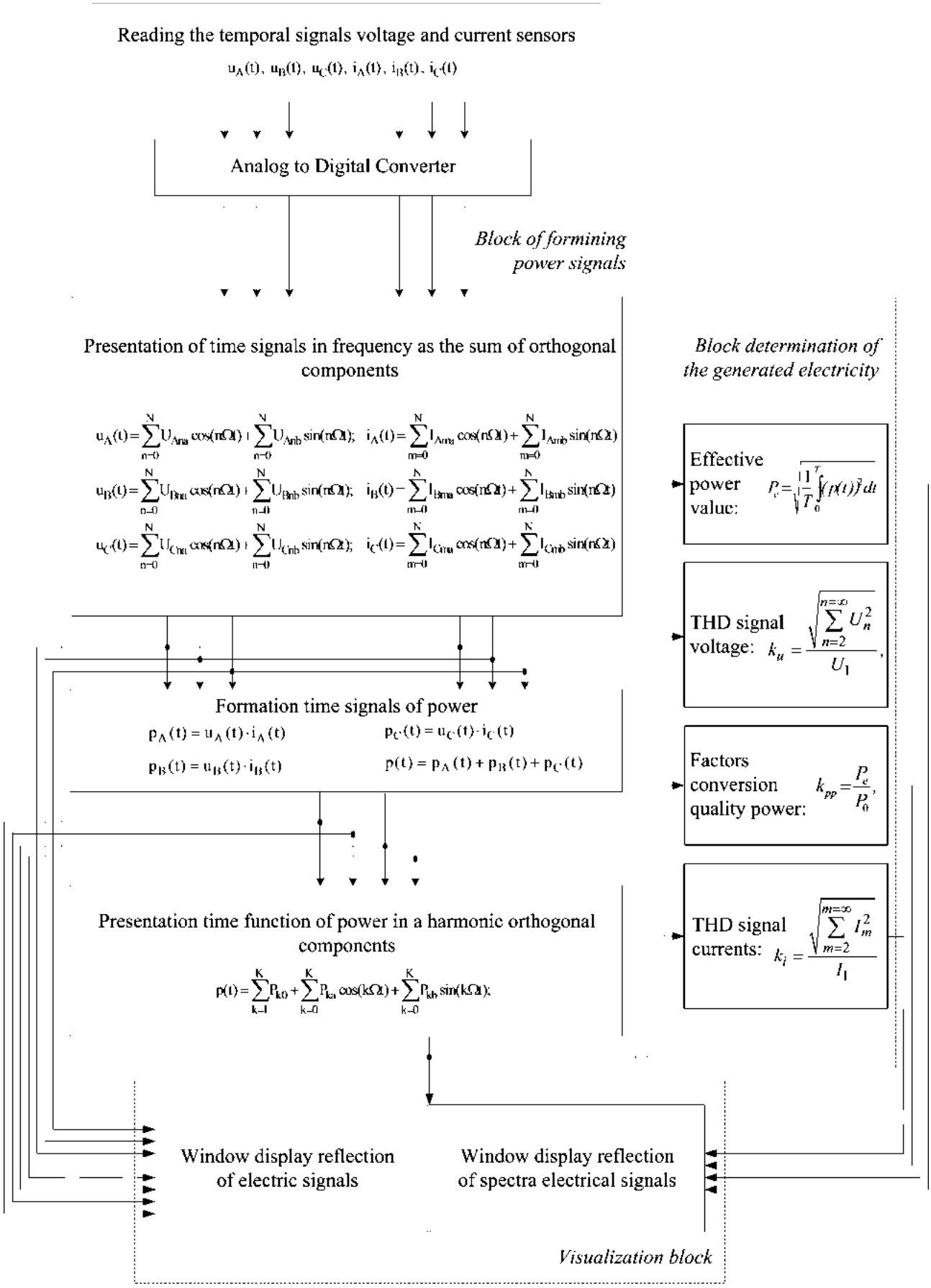


Figure 2 – Algorithm evaluation process energy conversion in the autonomous power generation complex

On the top are displayed in real time depending on changes in signal phase voltages $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$, currents $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$, powers $p_A(t)$, $p_B(t)$, $p_C(t)$, and the curve of the total electric power $p(t)$ that is supplied to the generator stator (fig. 3).

Also on the panel displays numeric coefficients of nonlinear distortion signal current and voltage, and for the power displayed: effective power value, utilization of active and reactive power, nonlinear coefficient of signal power.

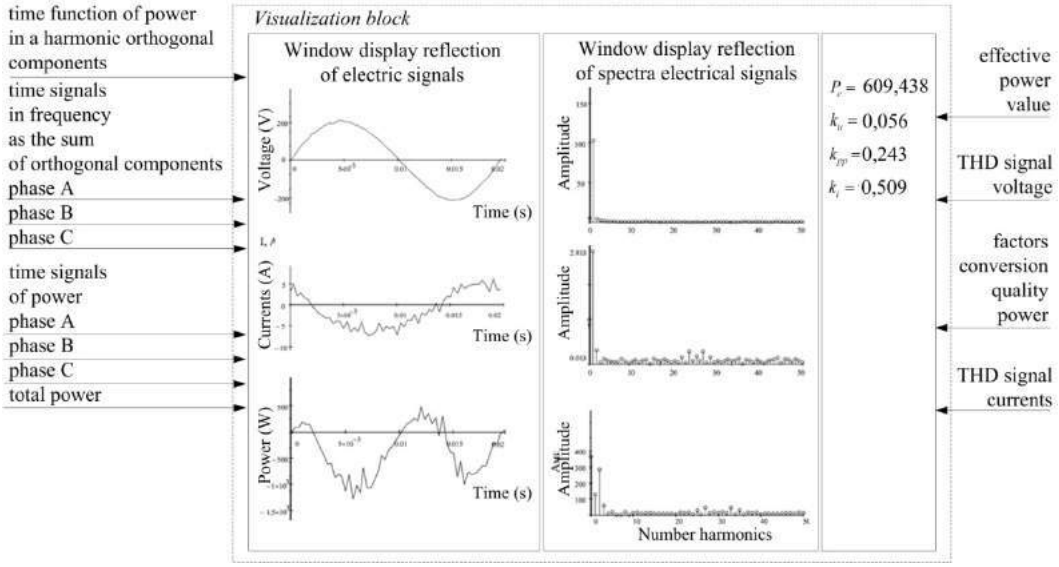


Figure 3 – Display of electrical signals and their spectrum

Designed power warden is a software block whose functionality is the analysis of energy processes in different modes autonomous generator complex.

As mathematical tools used method of instantaneous power, allowing maximum display processes of generation and energy recovery between the power source and the consumer. Defining performance energy conversion processes electrical signals is to obtain dependence of voltage and current and their product – instantaneous power, and the definition of permanent and alternating sinus and cosine components of power effective values of instantaneous power. Research energy processes arising in the power system, allows assessing the quality of energy conversion.

Bibliography (transliterated): 1. Toroptsev, N. F. Asinhronnye generatory dlya avtonomnykh elektroenergeticheskikh ustanovok. Moscow: Energoprogress, 2004. Print. **2.** Zubkov Yu. D. Asinkhronnyye generatory s kondensatornym vozbuzhdeniyem. Kazakhstan: Alma-Ata, 2004. Print. **3.** Grigorash, O. V. "Modern condition and prospects of application of asynchronous generators in the autonomous power." Promyshlennaya energetika, No. 3. 1995. 29–32. Print. **4.** Lukutin, B. V. and Sipaylov, G. A. Ispolzovaniye mekhanicheskoy energii vozobnovlyayemykh prirodnykh istochnikov dlya elektrosnabzheniya avtonomnykh potrebiteley. Frunze: Izd. «Ilim», 1987. Print. **5.** Rodkin D.I. "Sostavlyayushchiye mgnovennoy moshchnosti poligarmonicheskikh signalov." Elektrotekhnika, No. 3. 2003. 39–44. Print. **6.** Rodkin D.I. "Osobennosti primeneniya energeticheskogo metoda identifikatsii dvigateley peremennogo toka pri psevdopoligarmonicheskikh signalakh." Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy, Kremehchuk, KrNU, No. 5. 2009. 7–20. Print. **7.** Rodkin D.I. "Energo Protsessy v trekhfaznoy dvigatel'noy nagruzke s nesinusoidal'nym napryazheniyem pitaniya." Problemy stvorennya novykh mashyn i tekhnolohiy: naukovi pratsi KDPU, No. 1. 1998. 23–35. Print. **8.** Korenkova T.V., Kravec A.M., Serdyuk A.A., Boyko M.B., Mokryy A.Yu. "Struktura ênergonablyudatelya v sostave fizicheskoy modeli êlektrogidravlicheskogo kompleksa." Elektromekhanichni ta enerhetychni systemy, metody modelyuvannya ta optymizatsiyi. Zbirnyk naukovykh prats′ XII Mizhnarodnoyi naukovo-tekhnichnoyi konferentsiyi molodykh uchenykh i spetsialistiv, Kremenchuk, April 10–11. 2014. 77–78. Print. **9.** Zagirnyak M.V., Rodkin D.I., Korenkova T.V. "Otsenka protsessov energo preobrazovaniya s ispol'zovaniyem sostavlyayushchikh mgnovennoy moshchnosti." Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy, Kremehchuk, KrNU, No. 4. 2013. 152–167. Print. **10.** Zachepa Yu.V., Zachepa N.V. and Sergiyenko, S.A. "Software and logical complex for research of diesel generator sets with asynchronous generators." Vísnik Natsíonalnoho tekhníchnoho unívesitetu «Kharkívskiy polítekhníchniy ínstitut», No. 12.1121. 2015. 330–333. Print. **11.** Zachepa, Yu.V. "Mathematical model of autonomous power supplies generated on the basis of diesel generator." Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy: shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, No. 1.29. 2015. 26–37. Print. **12.** Trevis, Dzh. LabView dlya vsekh. Moscow: DMK Press; PriborKomplekt, 2005. Print. **13.** Yevdokimov, Yu.K. and Kirsanov, A.Yu. "Organization of a typical remote automated laboratory using LabVIEW-technology in a technical college." Obrazovatelnyye, nauchnyye i inzhenernyye prilozheniya v srede LabVIEW i tekhnologii National Instruments: Sb. trudov Mezhdunarodnoy konferentsii, Moscow. November 14–15 (2006): Available at: http://www.ict.edu.rux/lib /index.php?id_res=3630. **14.** Batovrin, V.K. and Bessonov, A.S. LabView: praktikum po osnovam izmeritelnykh tekhnologiy: uchebnoye posobiye dlya vuzov. Moscow: DMK Press, 2005. Print. **15.** Batovrin, V.K., Bessonov, A.S. and Moshkin, V.V. "Experience in the development of open educational resources based on virtual instrumentation." Otkrytoye obrazovaniye, No. 5. 2009. 117–124. Print. **16.** Petrov M.N. and Belekhov M.N. "Building a virtual interface meter Postroyeniye interfeysa virtualnogo izmeritelnogo pribora." Vestnik Novgorodskogo gosudarstvennogo universiteta. No. 23. 2003. 96–99. Print.

Received 19.06.2017

УДК 622.625.28-83

А. Б. СЁМОЧКИН, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
В. А. ФЕДОТОВ, ст. преп., Криворожский национальный университет;
Л. В. СМЕНОВА, ст. преп., Государственная академия железнодорожного транспорта, Харьков.

О СТРОЕНИИ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ФУНКЦИИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ШАХТНЫХ ЭЛЕКТРОВОЗОСОСТАВОВ ДЛЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ВАГОНЕТОК

Введение. В последнее десятилетие в Украине возобновлены ожидаемые горнорудной промышленностью научно-изыскательские работы по созданию новых видов и типов шахтных электровозов и, что особенно важно, на базе современных энергоэффективных тяговых электромеханических комплексов (ТЭМК) с автоматизированными системами управления (АСУ) [1-4].

Актуальность исследований. Уровень функционирования АСУ ТЭМК во многом определяется конструкцией алгоритма управления. Последний, в свою очередь, должен предполагать реакцию системы на поведение ТЭМК во всех режимах функционирования. Как установлено, ТЭМК шахтных электровозов, работающих в железорудных шахтах более 50% времени цикла движения электровозосоставов находятся в переходных неустановившихся режимах функционирования. Естественно, что эти режимы вызывают нежелательные колебания всего электромеханического комплекса, которые влияют на динамику поведения состава, а, следовательно, и на ТЭМК, и, безусловно, должны быть учтены путем их минимизации самой системой в соответствии алгоритма управления. Для этого эти колебания, а точнее их динамику, необходимо оценить.

Материал исследований. В условиях большинства отечественных железорудных шахт в составе электровозосоставов используются вагонетки типа ВГ-4.5. Изначально, ранее, эти вагонетки конструктивно оборудовались сцепными устройствами с стальными витыми пружинами. В последствии эти конструкции были подвергнуты дальнейшей доработке, которая заключалась в замене пружин на резиновые демпферы, что естественно повлекло за собой изменение жесткости сцепных устройств, а следовательно, и динамики поведения состава. Как показали «рамочные» исследования последствие такой замены привело к изменению поведения электровозосостава особенно в периоды пуска и торможения [5].

В более ранних исследованиях [6] величина жесткости витой пружины сцепного устройства принималась на уровне 100000 Н/м, Указанная величина исходила из условия, что при усилии 10 кН деформация пружины достигала величины 0,1 м, то есть:

$$C=\frac{F}{x}=\frac{10000}{0,1}=100000 \text{ Н/м}. \quad (1)$$

Оценим приблизительно значение параметров резинового демпфера. Известно, что резиновый демпфер имеет форму в виде диска толщиной 10 см и диаметром 20 см. Марка резины и ее свойства неизвестны. Но мы располагаем полной документацией немецкой фирмы GMT, которая специализируется исключительно на производстве резинотехнических изделий для промышленности, в частности, крановых буферов. Крановые буфера выбраны не случайно, они так же, как буфера вагонеток, могут подвергаться постоянным упругим ударам, и физико-химический свойства, такие как упругость и износостойкость, с высокой долей вероятности будут близки как для крановых буферов, так и для сцепных устройств вагонеток. Так, ниже приведено описание наиболее подходящего для наших случая, кранового буфера с фундаментной плитой. Материал – эластомер: – натуральный каучук (НК), устойчив к старению, применим при температуре от –30° С до +70° С, твёрдость – 70 ± 3°по Шору А.

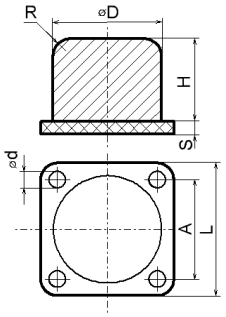


Рис. 1 Геометрические размеры буфера

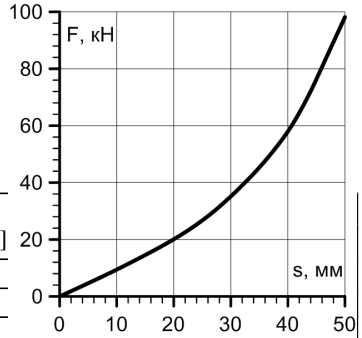


Рис. 2 Графические характеристики демпфирования:

Таблица 1 – Ряд артикулов крановых буферов с фундаментной плитой

Артикул	*D* [мм]	*H* [мм]	*L* [мм]	*A* [мм]	*d* [мм]		
554901	40	34	50	40	5,5		
554902	50	42	63	50	6,5		
554903	63	53	80	63	6,5		
554904	80	66	100	80	9		
554905	100	84	125	100	9		
554906	125	104	160	125	11		
554907	160	131	200	160	11	32	6
554908	200	166	250	200	13	40	6
554909	250	208	315	250	13	50	8

© А.Б. Сёмочкин, В.А. Федотов, Л.В. Сменова, 2017

Из таблицы 1 выбираем наиболее подходящий (по толщине) артикул 554906, у которого толщина примерно соответствует нашему случаю (H = 104 мм), но диаметр заметно отличается – 125 мм (0,125 м), то есть опорная площадь буфера составит:

$$S=\frac{\pi\cdot R^2}{2}=\frac{\pi\cdot 0{,}125^2}{2}\approx 0{,}0122\ \text{м}^2. \quad (2)$$

Опорная площадь буфера вагонетки составит:

$$S=\frac{\pi\cdot 0{,}2^2}{2}\approx 0{,}063\ \text{м}^2, \quad (3)$$

Это примерно в 5 раз больше, чем площадь выбранного нами артикула.

Так как характеристика демпфирования артикула известна (показана на рис. 2), то становится ясным, что при увеличении площади буфера в 5 раз характеристика демпфирования сожмется по оси абсцисс в 5 раз, то есть испытательное усилие 100 кН приведет к деформации не 50 мм, а уже 10 мм.

Полученную при сжатии характеристику аппроксимируем по точкам выражением второго порядка.

Составим таблицу точек для аппроксимации (таблица 2).

Таблица 2 – Точки аппроксимации

$S_{кон}$, мм	0	2	4	6	8	10
$S_{нач}$, мм	0	10	20	30	40	50
$F_{исп}$, кН	0	10	20	36	58	100

Получим выражение для силы упругости резины:

$$F=1{,}412+0{,}559\cdot s+0{,}897\cdot s^2 \quad (4)$$

Коэффициент упругости приблизительно (если линеаризовать характеристику упругости, будет равен:

$$C=\frac{F}{s}=\frac{100000}{0{,}01}=10000000\ \text{Н/м}. \quad (5)$$

Оценим, как изменится характер переходных процессов электровозосостава из 4 вагонеток с электровозом при увеличении жесткости при переходе с пружинных на резиновые амортизаторы.

К сожалению, как показано далее, значительное увеличение жесткости резинового амортизатора практически неизбежно приводит к высоким ударным значениям упругого усилия при столкновении вагонеток. В нашем случае единственный очевидный способ снизить силу ударов – максимально снизить величину скорости электровоза. Очевидно, что за это приходится расплачиваться возрастание времени передвижения вагонетки.

Для моделирования переходных процессов при заданных условиях использовался пакет прикладных программ Matlab. Структура модели представлена на рис. 3.

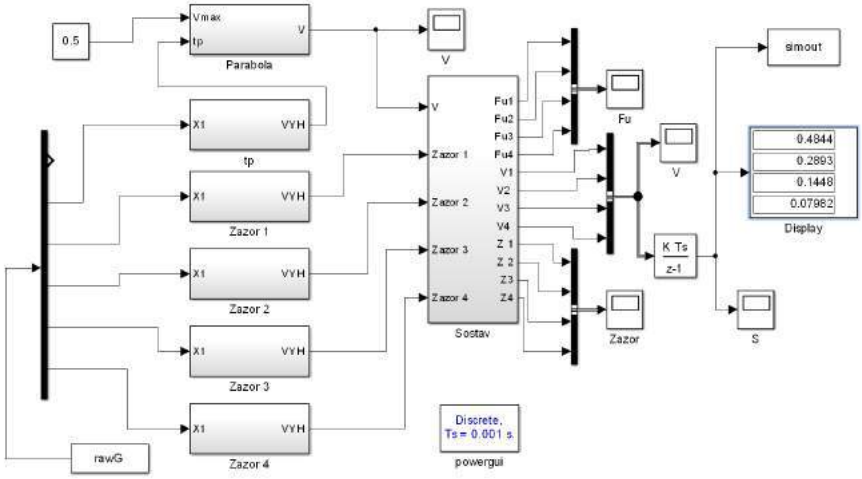


Рис. 3 Структура модели для исследования переходных процессов и планирования экспериментов.

Допустим для примера, что электровоз двигался с небольшой скоростью 0,05м/с произвольных 22 секунды, по тахограмме скорости, показанной на рис. 4. Тогда скорость соответственно первой, второй, третьей и четвертой вагонеток электровозосостава, будут изменяться, соответственно, как это изображено на рис. 5÷8.

Несмотря на хаотическое на первый взгляд движение вагонеток, графики их перемещения обладают достаточно высокой степенью геометрического порядка (рис. 13). При этом согласно рис. 9÷12 следует отметить, что упругие усилия в сцепках вагонеток по амплитуде спадают от «головы» до «хвоста» электровозосостава. Амплитудные значения в первой сцепке достигают величины в 40 кН, что не более чем в два раза превышает номинальное значение тяги электровоза (25 кН), что вполне допустимо в практике.

Оценим возможность точного перемещения вагонеток с помощью теории планирования экспериментов на примере разгрузки вагонеток в опрокидывателе. Ясно, что точность нужна будет в передвижении всего лишь одной вагонеток из электровозосостава, а именно той, что идет под разгрузку. Точное перемещение всех остальных вагонеток оценивать нет смысла. Другими словами, нам нужно получить функцию управления (отклика) для первой вагонетки из состава полностью груженых 4-х вагонеток, для второй вагонетки из состава с пустой первой вагонеткой, для третьей из состава с первыми двумя пустыми вагонетками, и так далее.

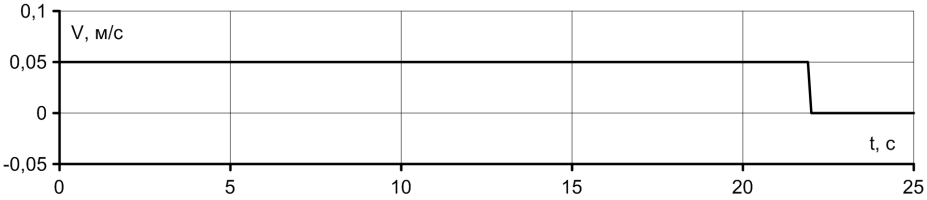


Рис. 4. График скорости электровоза

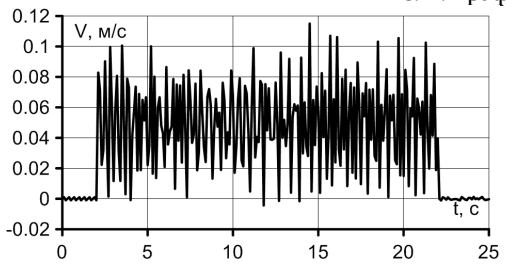


Рис. 5. Скорость первой вагонетк

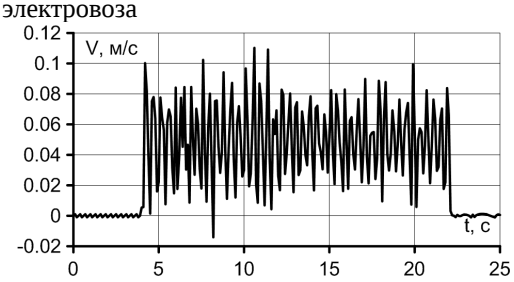


Рис. 6. Скорость второй вагонетки

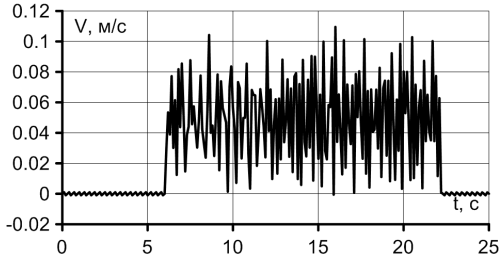


Рис. 7. Скорость третьей вагонетки

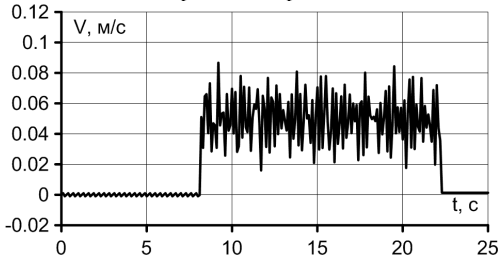


Рис. 8. Скорость четвертой вагонетки

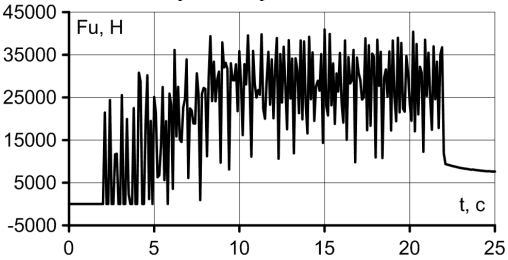


Рис. 9. Упругое усилие в первой сцепке

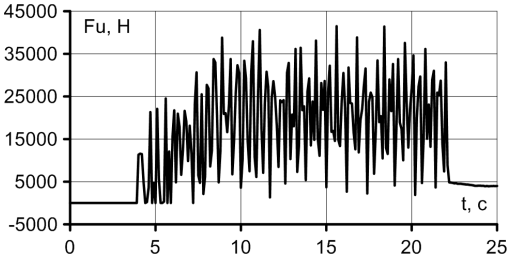


Рис. 10. Упругое усилие во второй сцепке

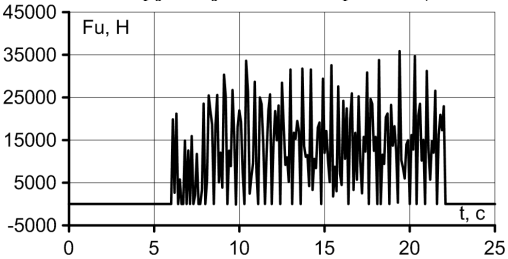


Рис. 11. Упругое усилие в третьей сцепке

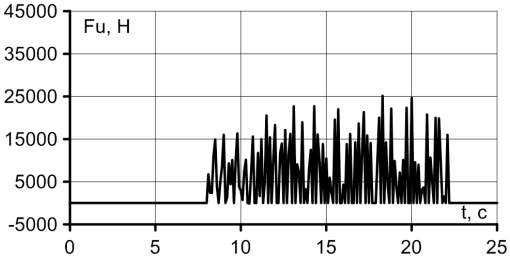


Рис. 12. Упругое усилие в четвертой сцепке

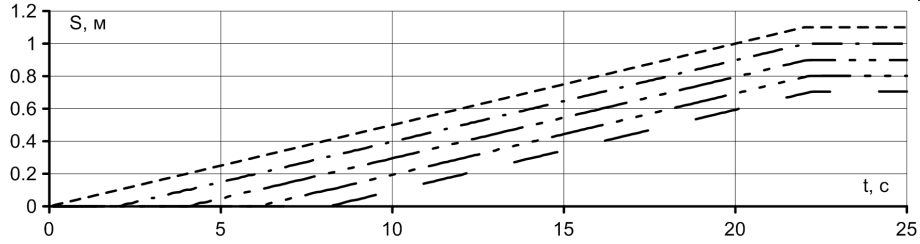


Рис. 13. Перемещение вагонеток с электровозом

Используя методики теории планирования экспериментов, с помощью модели рис. 4 получены все необходимые функции отклика (управления) для пятифакторного эксперимента (факторами которого являются время перемещения электровоза и начальные зазоры в сцепных устройствах состава). При этом скорость движения электровоза была принята неизменной – 0,05 м/с, разгон и торможение электровоза идет импульсно, величина перемещения вагонеток задается временем перемещения в диапазоне 10÷34 с, диапазон изменения зазоров во всех сцепках ±0,1 м.

В качестве примера получена полная управляющая функция для второй вагонетки (с первой пустой вагонеткой):

$$S_2 = 0{,}8999 + 0{,}388\,Tp + 0{,}065\,Z_1 + 0{,}065\,Z_2 + 0{,}0001\,Z_3 - 0{,}000079\,Z_4 + 0{,}0001\,Tp^2 - 9{,}2\cdot10^{-5}\,Z_1^2$$
$$-8{,}5\cdot10^{-5}\,Z_2^2 + 2{,}2\cdot10^{-5}\,Z_3^2 - 5{,}7\cdot10^{-5}\,Z_4^2 + 0{,}0001\,TpZ_1 + 2{,}9\cdot10^{5}\,TpZ_2 + +0{,}0001\,TpZ_3 - 0{,}0001\,TpZ_4 \quad (6)$$
$$+6{,}1\cdot10^{5}\,Z_1Z_2 + 2{,}7\cdot10^{5}\,Z_1Z_3 + 0{,}0001\,Z_1Z_4 + 0{,}0002\,Z_2Z_3 - 6\cdot10^{5}\,Z_2Z_4 + 9{,}3\cdot10^{5}\,Z_3Z_4$$

Для этой функции максимальная ошибка позиционирования по сравнению с экспериментальными данными составляет – 0,2 см, средневзвешенная – 0,06 см. Если упростить это громоздкое выражение, отбросив малозначащие члены, согласно методики теории планирования экспериментов, то мы получим следующее простейшее выражение:

$$S_2 = 0{,}8999 + 0{,}388\,Tp + 0{,}065\,Z_1 + 0{,}065\,Z_2 \quad (7)$$

Для полученного выражения максимальная ошибка составит – 0,3 см, средневзвешенная – 0,068 см, то есть использование простейшего выражения, практически не ухудшит точность позиционирования по сравнению с полным выражением управляющей функции. Аналогично были получены все остальные три управляющие функции для остальных трех вагонеток (таблица 3).

Таблица 3 – Управляющие функции

	1-я вагонетка	2-я вагонетка	3-я вагонетка	4-я вагонетка
Функция управления (отклика)	S_1 = 0.9988+ +0.388·Tp+ 0.065·Z_1	S_2 = 0.8998+ +0.388·Tp+ +0.065·Z_1+0.065·Z_2	S_3 = 0.8018+ +0.388·Tp+0.065·Z_1 +0.065·Z_2+0.065·Z_3	S_4 = 0.7038+0.387·Tp +0.065·Z_1+0.065·Z_2+ +0.065·Z_3+0.065·Z_4
Максимальная ошибка позиционирования	0,05 см	0,3 см	0,26 см	0,3 см
Средневзвешенная ошибка позиционирования	0,03 см	0,068 см	0,11 см	0,143 см
Максимальная величина перемещения	1,45	1,42 м	1,38 м	1,35

Между тем, для реализации точного позиционирования вагонеток необходимо знать начальные величины зазоров сцепок, что является серьезным недостатком, так как предусматривает дополнительную установку датчиков положения или расстояния, что крайне нежелательно в условиях железорудных шахт.

Для реализации точного перемещения вагонеток от привода требуется только точное поддержание требуемой величины «ползучей» скорости. Вполне возможно использовать для этого и устаревшие системы релейно-контакторного управления, если настроить первую ступень скорости на указанную величину скорости.

Рассмотрим, как меняются зазоры в сцепках при транспорте вагонеток электровозом на ползучей скорости. Из графика (рис. 14) видно, что электровоз передвигает вагонетки практически с полностью натянутыми сцепными устройствами, чему свидетельствуют пульсации зазоров около значения 0,1 м (именно этому значению соответствует полностью выбранный зазор). Интересно отметить, что при останове электровоза со скорости 0,05 м/с зазоры для первых двух сцепок составляют около 0,1007 м, для третьей сцепки 0,1 м, и для четвертой сцепки 0,095 м. То есть, в первых двух сцепках резиновые амортизаторы остались слегка сжатыми, в третьей сцепке зазор полностью выбран без деформации резинового демпфера, а в четвертой сцепке возникает легкая слабина зазора на уровне 0,005 м (0,5 см). Это подтверждается графиками упругих усилий в сцепках (рис. 15).

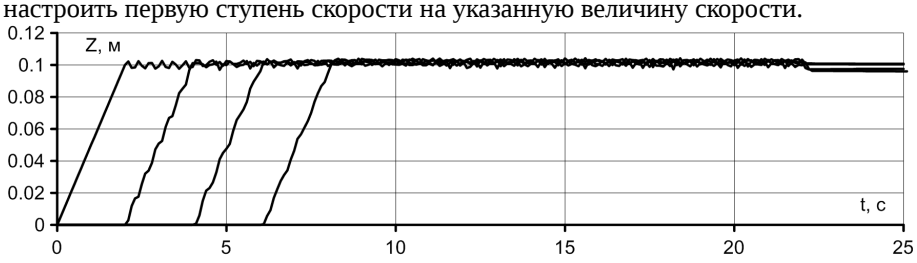


Рис. 14 Величины зазоров в сцепных устройствах при ползучей скорости электровоза

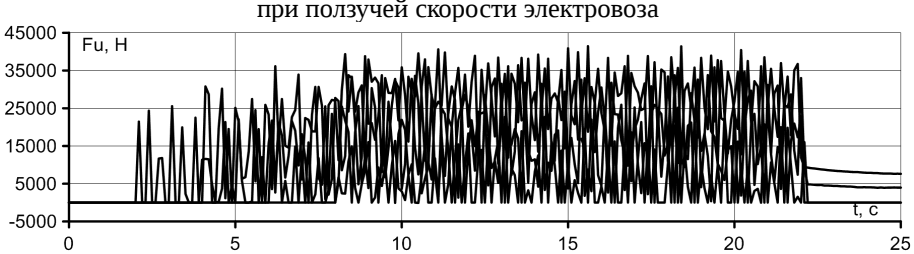


Рис. 15 Величины упругих усилий в сцепках

Видно, что действительно, для первых двух сцепок начиная с 30-й секунды упругое усилие остается на уровне 7 кН, а для третьей и четвертой сцепок упругого усилия нет, что очевидно. Так как при останове электровоза с «ползучей» скорости зазоры сцепок остаются все практически в области значений около 0,1 м, очевидно, что при следующем перемещении электровоза можно принять все начальные условия на том же уровне - около 0,1 м.

Проверим, насколько изменится точность позиционирования вагонеток, если все зазоры считать предварительно натянутыми (то есть 0,1 м), и упругие усилия в них – нулевыми. При этом примем в дальнейшем при моделировании, что диапазон начального разброса по зазору составит от 0,095 до 0,101 м. Аналогичным путем, с помощью теории планирования экспериментов, получим все четыре характеристики управления (таблица 4).

Таблица 4 – Функции управления

	1-я вагонетка	2-я вагонетка	3-я вагонетка	4-я вагонетка
Функция управления (отклика)	$S_1 = 1.098+$ $+0.388 \cdot Tp$	$S_2 = 1.096+$ $+0.388 \cdot Tp$	$S_3 = 1.095+$ $+0.387 \cdot Tp$	$S_4 = 1.096+$ $+0.387 \cdot Tp$
Максимальная ошибка позиционирования	0,02 см	0,47 см	0,54 см	0,55 см
Средневзвешенная ошибка позиционирования	0,02 см	0,27 см	0,3 см	0,39 см
Максимальная величина перемещения	1,5 м	1,5 м	1,5 м	1,5 м

Оценив данные, представленные в таблице 4, можно сделать дальнейшее упрощение. Так как разница между 1,098 и 1,095 м составляет всего 0,003 м (3 см), то если такая ошибка будет на критична при позиционировании, то для всех вагонеток можно использовать единую управляющую функцию вида:

$$S_{1,2,3,4} = 1{,}0925 + 0{,}3875\,Tp\ . \qquad (8)$$

Другими словами, ясно, что при столь маленькой скорости перемещения электровоза не имеет значения вес и количество вагонеток. Имеет значение только тяговые возможности электровоза – стабильность поддержания скорости и способность создавать достаточную силу тяги. Увеличить скорость электровоза невозможно – при столь жестких резиновых демпферах резко возрастут величины упругих ударов в сцепках.

Выводы: 1. Проводимые в практике эксплуатации электровозосоставов рудных шахт изменения конструкций сцепных устройств вагонеток заменой пружинных на резиновые демпферы резко увеличило величину упругих ударов, что приведет к снижению сроков службы сцепок и значительно повысит возможность точного управления системой управления ТЭМК электровоза позиционированием вагонеток. **2.** Достижение требуемого уровня точного позиционирования вагонеток под разгрузкой возможно осуществлением с помощью единственной управляющей функции. При этом электровоз должен «вытянуть» состав, чтобы предварительно выбрать зазоры в сцепках. **3.** Ползучую скорость электровоза возможно реализовать и на устаревших релейно-контакторных системах, настроив соответствующим образом первую ступень командоконтроллера. Правда при этом значителен расход электроэнергии и нестабильность скорости движения электровоза. **4.** Избежать такой ситуации можно путем «вытягивания» зазоров электровозосостава на ползучей скорости электровозосостава. При этом движение электровозосостава должно начинаться с ползучей скорости, пока не «вытянутся» все зазоры. **5.** Наличие датчиков положения вагонеток или расстояния между вагонетками при их точном позиционировании не требуется, что является значительным достоинством системы автоматизации. Остается проблема – каким образом определить, на какое расстояние следует передвинуть вагонетку. В качестве решения возможен вариант останова вагонетки по сигналу ее прибытия на точку разгрузки, без использования функции управления. Как показывают модельные исследования – выбег с такой низкой скорости не реален. **6.** Исходя из полученных результатов, можно предположить, что вышеизложенную идею управления можно использовать для шахтных электровозосоставов состоящих из любого количества вагонеток, вплоть до максимально допустимых по технологии – восьми.

Список литературы: 1. Материалы сайта www.amplituda.com.ua. **2.** *Синчук О. Н.* Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов. Научное издание / *О. Н. Синчук, И. О. Синчук, Н. Н. Юрченко, А. А. Чернышов, О. А. Удовенко, О. В. Пасько, Э. С. Гузов* – К.: ІЕД НАН України 2006. – 252 с. **3.** *Синчук О.Н., Шокарев Д.А., Скапа Е.И., Гузов Э.С., Караманиц Ф.И.* Синергетический тяговый асинхронный электротехнический привод для контактно-аккумуляторного двухосного электровоза // Електромеханічні та енергозберігаючі системи. - 2011. - Вип.4(16). – С.65-68. **4.** *Степаненко В.П.* Особенности организации локомотивной откатки с использованием комбинированных электровозов. Научное сообщение ИГД им. Скочинского./Горная механика, рудничный транспорт, техническое обслуживание и ремонт ГШО. –М.:,1988. С.130-138. **5.** *Синчук О.М.* Шахтный электровозный транспорт. Теория, конструкции, электрооборудование / *О.Н. Синчук, Э.С. Гузов, В.Л. Дебелый, Л.Л. Дебелый*; под ред. докт. техн. наук, проф. *О.Н. Синчука*. – Кривой Рог - Донецк: ЧП Щербатых А. В., 2015. – 296 с. **6.** *Синчук О.Н., СёмочкинА.Б., Федотов В.А.* Оценка влияния факторов на предельную величину ударного усилия в сцепном устройстве при перемещении пары «электровоз-вагонетка» при различных способах управления электровозом // Вестник НТУ "ХПИ" – Выпуск 12 (1121) - Харьков, 2015. – С.251-256.

Bibliography (transliterated): 1. www.amplituda.com.ua. **2.** Sinchuk O. N. *Kombinatorika preobrazovateley napryazheniya sovremennyih tyagovyih elektroprivodov rudnichnyih elektrovozov. Nauchnoe izdanie* / O. N. Sinchuk, I. O. Sinchuk, N. N. Yurchenko, A. A. Chernyishov, O. A. Udovenko, O. V. Pasko, E. S. Guzov – K.: IED NAN Ukrayini 2006. – p. 252. **3.** Sinchuk O.N, Shokarev D.A., Skapa E.I., Guzov E.S., and Karamanits F.I. *Sinergeticheskiy tyagovyiy asinhronnyi elektrotehnicheskiy privod dlya kontaktno-akkumulyatornogo dvuhosnogo elektrovoza* [Synergistic Asynchronous Traction Drive for Electrical Contact and Battery Electric Biaxial], (2011), Elektromehanichni ta energozberigayuchi sistemi, Kremenchuk, Ukraine, KNU, Vip. 4/2011 (16), pp. 65-68. **4.** Stepanenko V.P. *Osobennosti organizatsii lokomotivnoy otkatki s ispolzovaniem kombinirovannyih elektrovozov. Nauchnoe soobschenie* IGD im. Skochinskogo./Gornaya mehanika, rudnichnyiy transport, tehnicheskoe obsluzhivanie i remont GShO. – M.:,1988. pp.130-138. **5.** Stepanenko V.P. *Nauchnye soobshcheniya* IGD im. Skochinskogo. Gornaya mekhanika, rudnichnyy transport, tekhnicheskoe obsluzhivanie i remont GShO (Transactions of the Skochinsky Institute of Mining. Rock mechanics, mine transport, mining equipment maintenance and repair), Moscow, 1988, pp. 130–138. **6.** Sinchuk O.N., SyomochkinA.B., Fedotov V.A. *Ocenka vliyaniya faktorov na predel'nuyu velichinu udarnogo usiliya v scepnom ustrojstve pri peremeshchenii pary «ehlektrovoz-vagonetka» pri razlichnyh sposobah upravleniya ehlektrovozom* // Vestnik NTU "HPI" – Vypusk 12 (1121) - Har'kov, 2015. – S.251-256.

Поступила 29.05.2017

УДК 621.314

J. ZAŁĘSKI, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
P. KAPUSTA, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
P. MŁODZIKOWSKI, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
V. V. BILONOZHKO, PhD, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
B. L. KOPCHAK, PhD, Associate Professor, National University «Lvivska Polytechnika», Ukraine

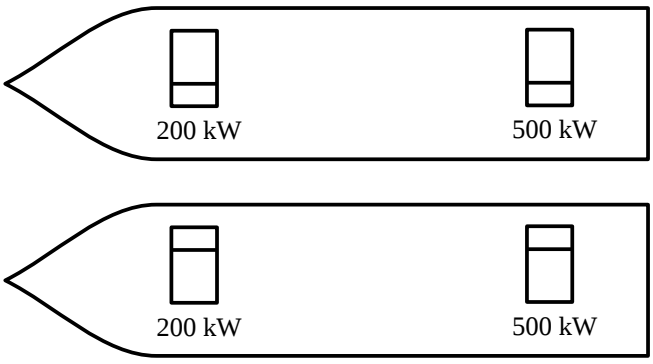
APPLICATION OF A MFC1000ACR FREQUENCY CONVERTER IN A MARINE VESSEL PROPULSION SYSTEM

Introduction. Designed and built by Zakład Energoelektroniki «TWERD», a set of four power electronic frequency converters of MFC1000AcR type with total capacity of 1.4 MW was applied to power four motors (main and maneuvering drives) of a research catamaran named «Oceanograf» and built at «Nauta SA» shipyard for the purposes of the Institute of Oceanography of Gdansk University in 2016. The ship is intended for biological, chemical, geological, magnetic and seismic research of the Baltic Sea environment. It is also suitable for boat fishing and plankton hunting [1,2].

The MFC1000AcR frequency converter is a modern modular four-quadrant device with water cooling, which enables configuration of inputs / outputs number and type. The converter incorporates 10 digital inputs 0 / (15…24) V, Rin ≥ 3 kOm and, if necessary, can further exploit up to 30 inputs via multiplexers (6 per one slot) [3].

The purpose of this work is to do research into working conditions of frequency converters set in the ship control system as well as to provide research procedures, required for obtaining permits and certificates of Polish Ship Register and carried out at the request of «TWERD» in Marine Engineering Laboratory in Gdynia.

Materials of the research. Four frequency converters of 2 × 500 kW and 2 × 200 kW capacity, located in cubicles with additional auxiliary devices, were used on the ship. Each of the four frequency converters exchanges information with the power control system (PCS) of the ship. The system has been developed by Praxis Automation Technology B.V. The system automatically determines the power level for each converter, which makes it possible to maneuver and automatically maintain ship's location according to GPS signals by using electric motors placed on the bow of the ship (fig. 1).



a) b)

Fig.1. The exterior of «Oceanograf» ship (a) and placement of motor drives (b) [1,2]

A set of each frequency converter consists of two three−phase two−stage converters (fig. 2):
− converter of network AC / DC (3) and control board (7);
− converter of DC / AC supplies of the electric drive motor (5) with control board (8);
− intermediate DC link (4).

Intermediate DC link (4) is placed between the converters. Power supply voltage is fed to AC / DC network converter via LCL−filter (1) and causes battery capacitor charging of intermediate DC link. The charge is provided by a resistor limiter rectifier (6).

At first power supply voltage is supplied to the unit of an initial charge through K2 relay. When a DC voltage reaches the normalized value, control board turns on K1 relay and turns off K2. Control board 9 is responsible for the work of the converter as a whole, provides connection with external objects by using signals from the input/output and control panel (10). The converter and additional auxiliary devices are installed in the cubicle, shown in fig. 3.

© J. Załęski, P. Kapusta, P. Młodzikowski, V.V. Bilonozhko, B.L. Kopchak, 2017

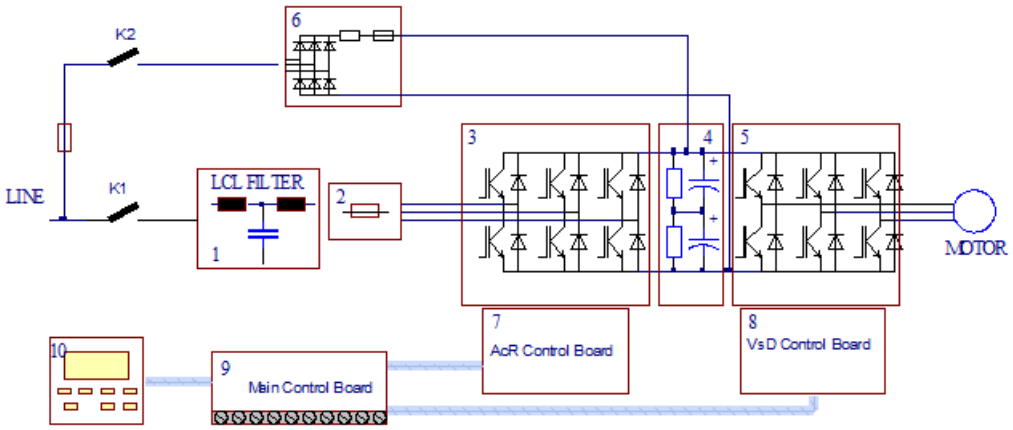


Fig. 2. A simplified block diagram of a converter

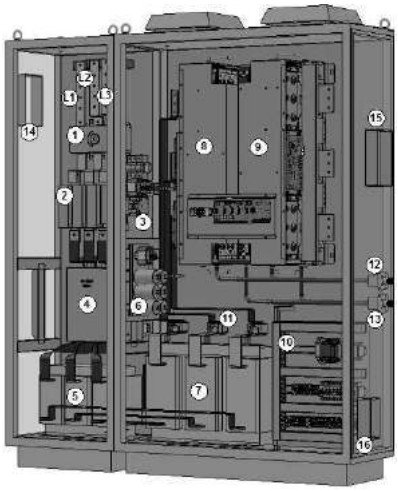


Fig. 3. Cubicle with the converter and additional elements 500kW

The following elements are installed in the 500 kW–power cubicle:

L1, L2, L3 – input bus line;
1 – disconnector,
2 – K1main switch,
3 – K2 initial charge switch;
4 – RFI filter;
5,6,7 – LCL filter;
8 – AcR converter;
9 – MFC1000AcR converter;
10 – automation and protection block board;
11 – F1, F2, F3 rapid fuses;
12, 13 – cooling connecting;
14 – EMS framework for input cables;
15 – EMS frame for output (motor) cables;
16 – EMS frame for control signals cables.

Testing for permission to use frequency converters in the system of the ship was conducted in the research Laboratory of Marine Engineering in Gdynia [4,5,6,7] and included the following experiments:

1. Climate tests (in accordance with the norms PN-EN 60068-2-1:2009 Test by the environment. Part 2-1 «Cold» part 2-2 «Dry, hot», part 2-3 «Wet, hot, cycle».

In «Wet, hot, cycle» tests a powered device placed in a climate chamber is exposed to +55°C high temperature, with humidity being not lower than 95% for 3 hours. The upper temperature value was maintained for 9 hours at a humidity of 93%. Later the temperature was reduced to +25°C for 6 hours at a humidity of not less than 95%. The device was powered under such conditions for 6 hours, after which it was switched off and the cycle was repeated. Device functions were tested within the first cycle for the last two hours at a temperature of +55°C, and insulation was checked after 8-hour testing.

During «Dry, hot» test relative humidity was maintained at a level lower than 50%, the temperature was increased to 70°C with 1°C / min speed. The device was powered under these conditions for 8 hours to provide constant temperature of all components of the device and then the device was powered for another 2 hours at the aforementioned conditions.

During «Cold» test the device was switched off. The temperature in the climatic chamber was set at +5°C with the speed of 1°C / min. The device was powered under these conditions for 8 hours to provide constant temperature of all components of the device and then for another 2 hours at the aforementioned conditions. After the first hour the device was switched on to have its functioning verified, after which the device was off again.

2. Mechanical tests (resistance to mechanical influences) (following the requirements of norms PN-EN 60068-2-6: 2008 Test by the environment. Part 2-6: Test Fc: Vibration (sinusoidal). Testing was conducted for operating factors on the facility in three mutually perpendicular directions for X, Y, Z axes (Fig. 4). The tests were performed in the frequency range from 2,0 Hz to 13,2 Hz on a vibration stand, which maintained oscillations with constant amplitude of displacement d = 1 mm. Constant amplitude of oscillations acceleration a = 0,7g. was maintained in the frequency range from 13,2 Hz to 100,0 Hz. Speed of changing the frequency was equal to 1 octave per minute. The effects of vibration on the device functioning were not observed during the test. Afterwards, the device was subjected to vibration at the frequency of 30Hz within 90 minutes in each of three perpendicular planes.

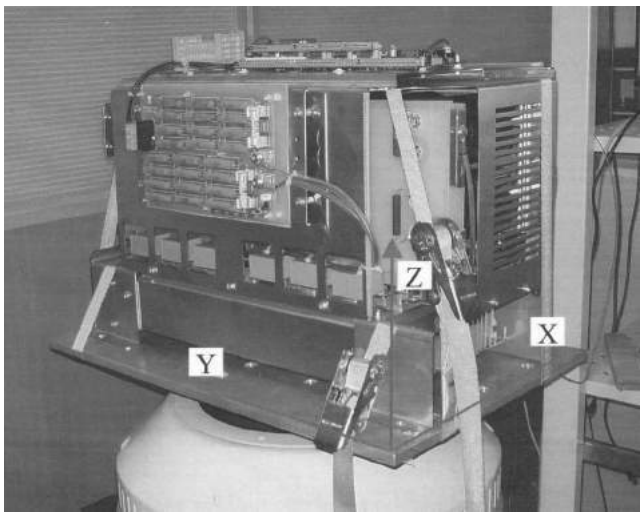


Fig. 4. Converter on vibration stand

3. For the purposes of electromagnetic compatibility testing there were performed measurements of the emission of electromagnetic disturbances conducted in the frequency range from 150 kHz to 30 MHz (in accordance with the norms PN-EN 55016-2-1) to measure the level of harmonic and interharmonic voltage.

Figure 5 shows demo results of testing the range of voltage disturbances on power terminals in the frequency range of 150 kHz – 30 MHz. Acceptable level is marked with a red line (1). Given the level of background level indicated on the graph as AVG Tlo (4), the results can be classified as acceptable. Performed measurements of harmonic and inter harmonic voltage levels showed that maximum relative harmonic content in the first 50 harmonics is 2,03%, while the maximum rate of harmonic content from 51 to 200 harmonics is 0,96%. The above results were classified as positive.

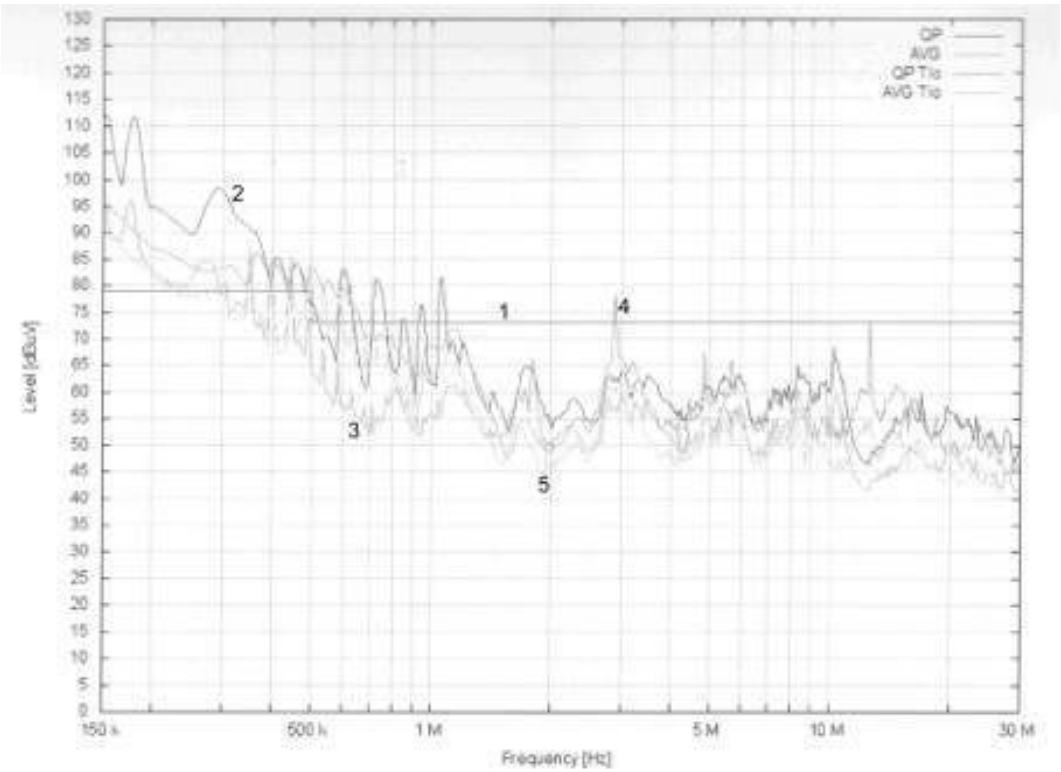


Fig. 5. The levels of voltage disturbances at the power terminals in the frequency range from 150 kHz to 30 MHz for L1 with 100% load of two stern motors and two bow motors [6]:
1 – acceptable level, 2 – QP (quasi-peak voltage disturbances), 3 – AVG (average level voltage disturbances), 4 – QP Tlo (quasi-peak background voltage disturbances), 5 – AVG Tlo (average level of background voltage disturbances)

The converter was also tested for radiation of electromagnetic disturbances at frequencies of 10 kHz-30 MHz (in accordance with PRS 11/P p 2.21 requirements) – Fig. 6.

The converter was also tested for resistance to impulses in the frequency range of 150 kHz-80 MHz and resistance to low frequency disturbances of 50 Hz-10 kHz. The studies were conducted properly on the basis of requirements of PN-EN 61000-4-5: 2010 PN-EN 61000-4-6: 2009 norms and the publication of the Polish Register of Shipping (PRS) (PRS 11/P p.218 p.2.17, p.2.19).

After receiving a permit from the PRS Twerd company employees participated in extensive hours-long testing with varying load sample which reflects the research expedition, with the goal to test cooling system of the converters as well as to test the electrical power supply system of the ship.

Conclusions: 1. Practical application of four MFC1000AcR converters with total capacity of 1.4 MW to power four motors (main and maneuvering drives) of a ship has been demonstrated. **2.** Climatic, mechanical and electromagnetic compatibility tests of frequency converters in the control system of a ship, conducted in accordance with the above-described research procedures, have displayed full compliance of all the requirements.

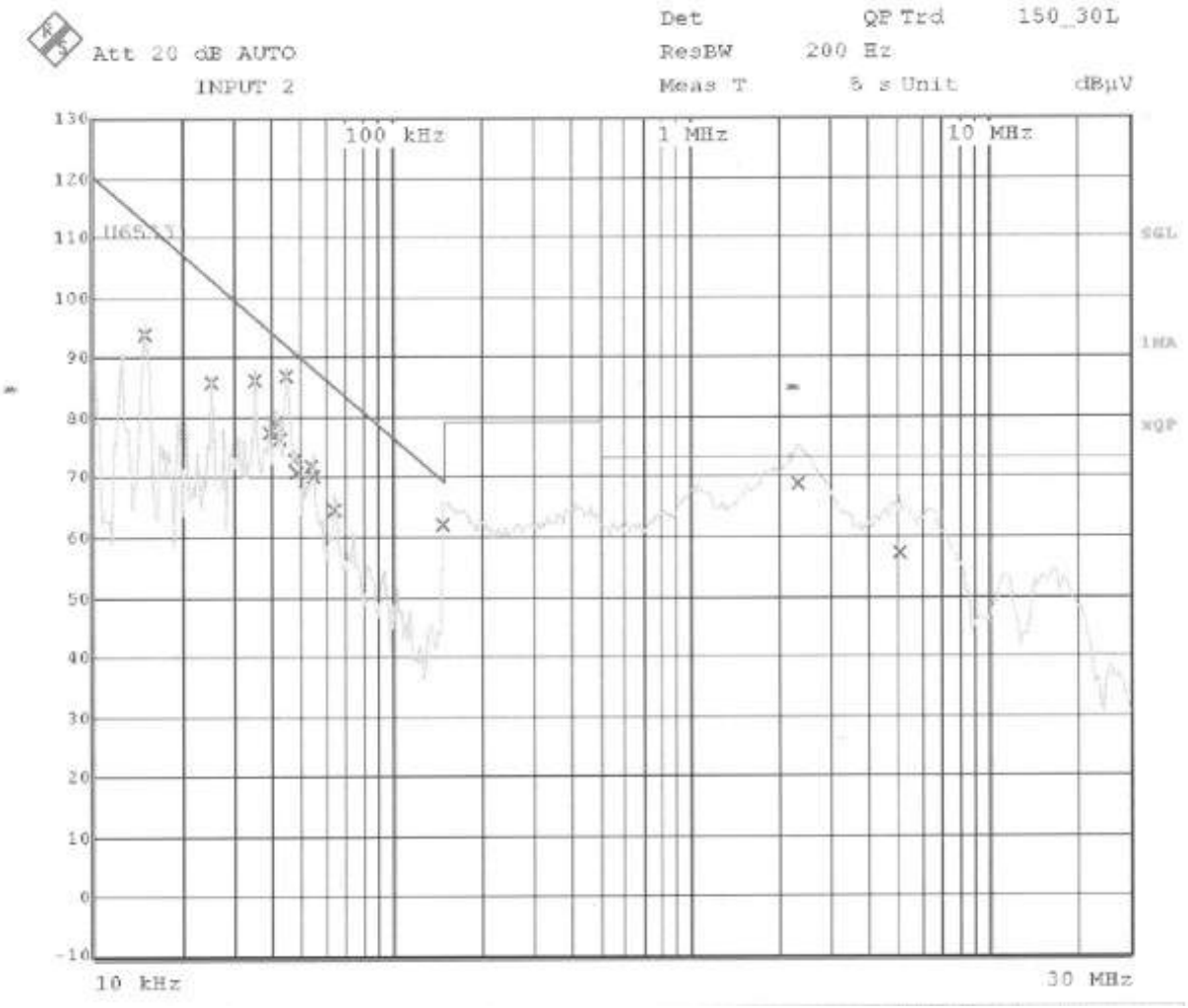


Fig. 6. Measurement of electromagnetic disturbances at frequencies from 10 kHz-30 MHz [7]

Список літератури: **1.** Statek «Oceanograf» [Електронний ресурс]. – Режим доступу : http://www.ocean.ug.edu.pl/pages/pl/o-instytucie/statek-oceanograf.php **2.** *Charążka T.* Przekształtniki do zasilania pędników okrętowych. [Електронний ресурс] // Rynek elektryczny 12/2016. – Режим доступу : http://www.rynekelektryczny.pl/2016/12/14/zespol-przeksztaltnikow-energoelektronicznych-o-mocy-14-mw-do-zasilania-pednikow-okretowych/ **3.** ZAKLAD ENERGOELEKTRONIKI «TWERD» [Електронний ресурс]. – Режим доступу : http://www.twerd.pl **4.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/099/16 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **5.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/058/15 Badania Odporność urządzenia na narażenia mechaniczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **6.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/059/15 Badania Klimatyczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia **7.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/505/15 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia

Bibliography: **1.** Statek «Oceanograf» [Electronic resource]. – Access mode: http://www.ocean.ug.edu.pl/pages/pl/o-instytucie/statek-oceanograf.php **2.** *Charążka T.* Przekształtniki do zasilania pędników okrętowych. [Electronic resource] // Rynek elektryczny 12/2016. – Access mode: http://www.rynekelektryczny.pl/2016/12/14/zespol-przeksztaltnikow-energoelektronicznych-o-mocy-14-mw-do-zasilania-pednikow-okretowych/ **3.** ZAKLAD ENERGOELEKTRONIKI «TWERD» [Electronic resource]. – Access mode: http://www.twerd.pl **4.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/099/16 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **5.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/058/15 Badania Odporność urządzenia na narażenia mechaniczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **6.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/059/15 Badania Klimatyczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia **7.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/505/15 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia

Received 31.05.2017

УДК 629.424.4

В. Н. ШАМАРДИНА, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;
С. М. ЛЕМЕШКО, ст. научн. сотр. ГП «Завод «Электротяжмаш», Харьков.

МОДЕЛИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН В УСЛОВИЯХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НА МАНЕВРОВЫХ ТЕПЛОВОЗАХ С ПООСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ТЯГИ

Введение. Для тяговой электропередачи (ТЭП) переменно-постоянного тока четырехосного маневрового тепловоза ТЭМ23В рассматриваются как перспективные следующие варианты. Первый вариант: локомотив оснащен двумя дизелями Cummins одинаковой мощности 2×400 кВт или разной мощности – на 200 и 400 кВт [1]. Пример: создание в 2013 г. компанией «ТМХ Балтия» на базе «Вильнюсского локомотиворемонтного депо» (Литва) [2] опытного образца шестиосного маневрового тепловоза ТЭМ33. Разработана ТЭП в кооперации с электротехническими компаниями «CZ LOKO a.s» (Чехия, система управления ТЭП), «EVPÚ a.s.» (Словакия, тяговые и вспомогательные преобразователи) и «Электротяжмаш» (Украина, тяговый генератор с системой возбуждения). С дизелем Cummins QST30-L2 в 2016 г. произведено два маневровых локомотива ТЭМ28. Характеристики дизеля позволяют существенно увеличить вес поездов при манёврах в парках и на горках по сравнению с эксплуатируемыми серийными локомотивами типа ТЭМ18, а также снизить расход топлива в тяговом режиме работы на 30…50 %, а в режиме холостого хода – до 45 %.

Второй вариант: тепловоз с одним дизелем Wärtsilä W4L20LA (Финляндия) мощностью 800 кВт (1088 л.с.) и силовой установкой в составе тягового (ТГ) ГС572У2 и вспомогательного генератора (ВГ) ГС1100У2. Ключевая особенность такого варианта – наличие поосного регулирования тягового усилия, а также исключение ослабления возбуждения ТЭД. Это первый маневровый локомотив с поосным регулированием. Обоснование индивидуального управления тяговыми электродвигателями (ТЭД) для маневровых тепловозов приведено в [9,10]. О тепловозах без ослабления возбуждения в литературе сведений не найдено.

Материалы и результаты исследований. I.Анализ ключевых особенностей тяговой электропередачи.

В первую очередь, требуют решения следующие задачи:

1. Разработка системы автоматического управления (САУ) для ТГ и ВГ и системы поосного регулирования (ПР) для ТЭД на базе четырехканального тягового управляемого выпрямителя. Для такой САУ актуален синтез ПИД-регуляторов, адаптивных к изменению нагрузки, частоты вращения и других параметров ТЭП. САУ может быть настроена на расчетные и экспериментальные характеристики ТГ и ТЭД [12]. Синтез выполняется с учетом электромеханических и тепловых моделей электрических машин (ЭМ). Система ПР касательной силы тяги обеспечивает выравнивание нагрузок, в сочетании со следящим внешним каналом управления напряжением ТГ это снижает вероятность возникновения и развития нестационарных процессов в электромеханической системе (ЭМС) тепловоза по задающему и возмущающему воздействиям.

2. Обеспечение требуемых тяговых и скоростных характеристик при полном возбуждении ТЭД, исключая ослабление возбуждения ТЭД. В основном маневровые тепловозы работают с низкими скоростями до 30…40 км/ч, в продолжительном режиме тяги – на скоростях 7...13 км/ч (конструкционная скорость в диапазоне 80…100 км/ч). Обеспечение полной мощности дизеля во всем диапазоне скоростей является не всегда целесообразным. Приведем анализ параметров ТГ четырехосного маневрового тепловоза ТЭМ103 с ТЭД типа ЭД133К с двумя ступенями ослабления возбуждения [4]. Штатное выпрямленное напряжение ТГ – 660 В, при скорости 80 км/ч реализуется сила тяги 2 тс. Сохранение полной мощности тепловоза на этой скорости, но без ослабления возбуждения ТЭД, вынуждает применить ТГ с напряжением питания 1200 В, это увеличило бы его массу на 50…70 %. Если не требуется сохранение полной мощности тепловоза в диапазоне скоростей (0…100 км/ч), ТГ имеет меньшие габариты. На железных дорогах при маневрах скорость движения не более 60 км/ч, поэтому целесообразно поддержание полной мощности обеспечить для диапазона (0…60 км/ч). Отсутствие ослабления возбуждения повышает коммутационную способность ТЭД, исключает броски моментов ТЭД при переходах, провоцирующие возникновение боксования.

3. Определение компоновки ТЭД. При проектировании ТЭП возможно последовательно-параллельное соединение ТЭД и параллельное. Для реализации поосного регулирования с каналами выравнивания коэффициентов тяги по осям тепловоза принят вариант параллельного соединения ТЭД с питанием от ТГ через две выпрямительные установки. Каждая выпрямительная установка состоит из двух несимметричных управляемых трёхфазных мостов якорных преобразователей с общими катодными (КГ) и раздельными анодными группами (АГ), к каждой из которых подключён один ТЭД. Такая схема характеризуется малой величиной пульсаций выпрямленного напряжения и малыми потерями от высших гармонических составляющих фазного тока ТГ.

II. Математическое описание ТГ. В качестве ТГ применен генератор типа ГС572, разработанный для маневрового тепловоза ТЭМ19 с газопоршневой силовой установкой. ТГ представляет собой двенадцатиполюсную синхронную машину с независимым возбуждением и явно выраженными полюсами ротора [6]. Обмотка статора выполнена в виде двух трехфазных звезд, смещенных друг относительно друга на 30 эл. градусов, отсутствует демпферная обмотка.

© В.Н. Шамардина, С.М. Лемешко, 2017

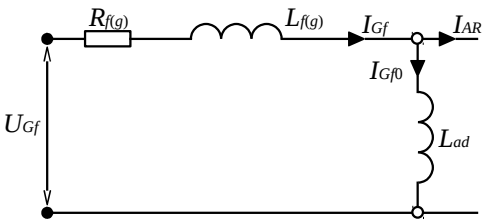
Таблица 1 – Электрические параметры тягового генератора ГС572

Наименование параметра	Параметры ТГ в режиме тепловозов	
	ТЭМ19	ТЭМ23В
Мощность на клеммах, кВт	800	760
Напряжение линейное, В	160 / 310	160 / 420
Ток фазный, А	2×1600 / 2×830	2×1520 / 2×580
Частота вращения, об/мин	1000	1000
Число фаз	6	6
Частота напряжения, Гц	100	100
Напряжение выпрямленное, В	210 / 400	210 / 510
Ток выпрямленный, А	3800 / 2000	3560 / 1480
Ток выпрямленный пусковой в течение 2 минут, А	5700	4520

Для синтеза регуляторов предложены линеаризованные модели ТГ (табл. 2) в режимах работы тепловоза: тяговый при полном возбуждении, испытательные режимы нагрузки на водяной реостат (НВР) и на тормозные резисторы (НТР) и режим электродинамического торможения (ЭДТ). Тормозные резисторы в режиме ЭДТ подключаются к якорям ТЭД, обмотки возбуждения (ОВ) соединены последовательно и подключены к выпрямительной установке (ВУ). Последовательно с ОВ ТГ и встречно выходу тиристорного преобразователя возбуждения ТГ подключается выпрямительная установка, образуя жесткую отрицательную обратную связь по напряжению ТГ для обеспечения динамически устойчивой работы САУ в режиме ЭДТ.

В табл. 2 приведены передаточные функции (ПФ) для ТГ (выходная координата – выпрямленное напряжение), полученные при допущениях: не учитывается влияние вихревых токов в магнитопроводе ТГ, гистерезис и активное сопротивление статорной обмотки; звезды обмотки статора имеют одинаковые параметры.

Таблица 2 – Определение передаточных функций ТГ

Схема замещения	Режим работы	Передаточная функция ТГ
	Тяговый (полное возбуждение)	$K_G\frac{1+T_l p}{(1+T_G p)\cdot(1+T_{G1} p)}$ (1)
	Испытательный (НВР, НТР)	$K_G\frac{1}{1+T_G p}$ (2)
	ЭДТ	$K'_G\frac{1+T_{f(g)} p}{(1+T'_G p)\cdot(1+T'_{G1} p)}$ (3)

Для (1): $K_G=\frac{nK_f}{R_{f(g)}(1+K_l)}$, $K_l=\frac{nK_f K_{AR}}{R_l}$, $T_G,T_{G1}=\frac{A}{2}\left[1\pm\sqrt{1-\frac{B^2}{(A/2)^2}}\right]$, $A=T_{f(g)}+\frac{T_{ad}+T_l}{1+K_l}$, $B^2=\frac{T_{d0}T_l}{1+K_l}$.

Для режима с нагрузкой на реостат (2): $K_G=\frac{nK_f}{R_{f(g)}(1+K_l)}$, $T_G=T_{f(g)}+\frac{T_{ad}}{(1+K_l)}$.

Для режима ЭДТ (3): $K'_G=\frac{1}{1+1/K_G}$, $T'_G,T'_{G1}=\frac{A_1}{2}\left[1\pm\sqrt{1-\frac{B_1^2}{(A_1/2)^2}}\right]$, $A_1=\frac{A}{1+K_G}+\frac{T_{f(g)}}{1+1/K_G}$, $B_1^2=\frac{B^2}{1+K_G}$,

где n – частота вращения ТГ, $Rf_{(g)}$, $Lf_{(g)}$ – сопротивление и индуктивность ОВ, L_{ad} – индуктивность реакции якоря по продольной оси, I_{Gf0} – ток намагничивания (ток возбуждения в режиме холостого хода (х.х.)), I_{AR} – ток реакции якоря, K_f – коэффициент, определяемый по характеристике х.х. ТГ, K_{AR} – коэффициент реакции якоря, определяемый по нагрузочным характеристикам $U_d = \varphi(I_{Gf}, I_d)$, T_{d0} – постоянная времени ОВ при разомкнутой обмотке статора.

ЭМ, представленная двухфазной моделью в системе координат d, q, вращающейся со скоростью ротора, предполагает управление проекциями вектора напряжения статора либо целесообразна при моделировании и анализе нестационарных переходных процессов, время протекания которых более чем на порядок больше периода напряжения питания ВУ. Упрощенная модель с учетом нелинейности характеристик х.х. и нагрузочных характеристик ТГ приведена на рис. 1.

III. Математическое описание ТЭД. На тепловозах магистральных (2(3)ТЭ116У,-Д,-Р,-М, 2(3)ТЭ25К,-М) и маневровых (ТЭМ103, ТЭМ-ТМХ, ТЭМ7, ТЭМ9, ТЭМ14, ТЭМ28) для привода колесных пар широко используется ТЭД постоянного тока ЭД133 (табл. 3) [11].

При синтезе регуляторов, обеспечивающих тепловозную, предельную тормозную, а также промежуточные характеристики на позициях контроллера машиниста, выходная координата ПФ линеаризованной модели ТЭД – ток. Анализ нештатных переходных процессов осуществляется на базе системы уравнений ТЭД с выходной координатой – частота вращения. Модель ТЭД и ЭМС «электрооборудование – экипаж – рельсы» позволяет исследовать разгон тепловоза с составом без боксования и при нестационарных режимах боксования и юза.

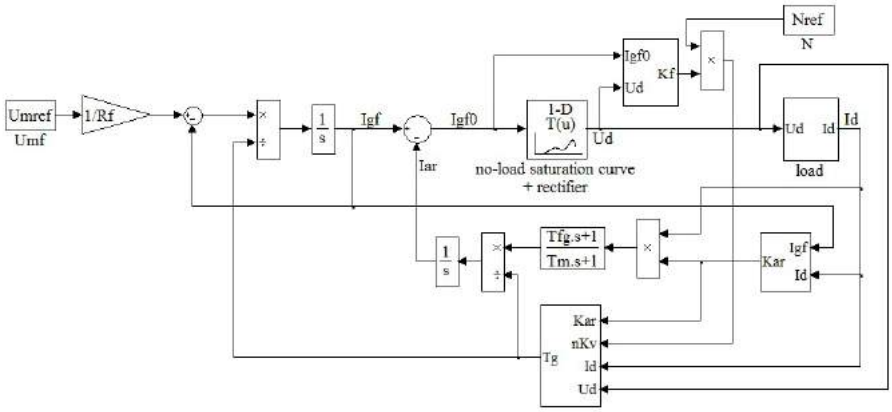


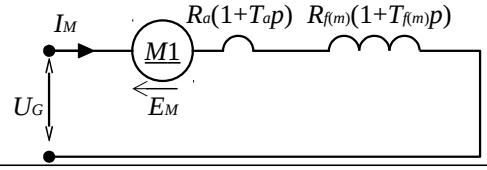
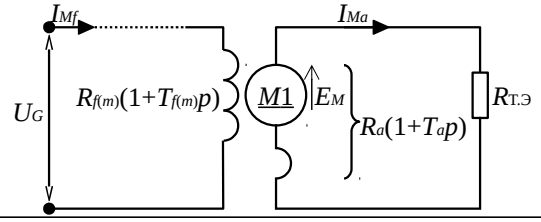
Рис. 1 – Нелинейная модель ТГ с выпрямителем и нагрузкой на ТЭД

При этом необходимо обеспечить получение информации о высших гармонических составляющих электромеханических координат.

Таблица 3 – Электромеханические параметры ЭД133(А, Б, К)

Наименование параметра	Номинальный режим	Параметры ТЭД в режиме тепловозов		
		ТЭМ9КИ, ТЭМ14	ТЭМ103	ТЭМ23В
Мощность на валу, кВт	414	172	103	156
Напряжение, В	506 / 780	228 / 510	172 / 330	213 / 510
Ток, А	890 / 577	890 / 398	725 / 380	890 / 370
Частота вращения, об/мин	600 / 2320	250 / 2320	205 / 1860	240 / 2320
КПД, %	91,8	84,4	82,2	82,1
Момент на валу, Нм	6592	6592	4800	6592
Ток максимальный, А	1130	1160	1035	1120

Таблица 4 – Определение передаточных функций ТЭД

Схема замещения	Режим работы	Передаточная функция ТГ
	Тяговый (полное возбуждение)	$W_M = K_M \frac{1}{1+T_l p}$ (4)
	ЭДТ	$\begin{cases} W_{M.f} = K_M \frac{1}{1+T_{f(m)} p} \\ W_{M.a} = \frac{K_M}{1+T_{f(m)} p} \cdot \frac{K_{Ma}}{1+T_{aн} p} \end{cases}$ (5)

В режиме тяги ПФ (4): $K_M = \frac{1}{R_l}$, $T_l = \frac{L_d}{(mR_l)}$, $R_l = \frac{U_G / I_G}{\chi_f} + \frac{R_d}{m}\left(1 - \frac{1}{\chi_f}\right)$, $L_d = L_a + L_{ip} + \frac{W_f}{N/2a} \cdot \frac{E/n}{\chi_f I_{Mf}}$, где R_l – сопротивление нагрузки ТГ, R_d, L_d – сопротивление и индуктивность обмоток якоря, дополнительных полюсов и ОВ ТЭД, χ_f – коэффициент жесткости нелинейной характеристики $\frac{E}{n} = \varphi(I_{Mf}, I_M)$.

В режиме ЭДТ (5): по ПФ для тока возбуждения $K_M = \frac{1}{mR_{f(m)}}$, по ПФ для тока якоря $K_{Ma} = \frac{1}{\chi_f} \cdot \frac{I_{Ma}}{I_{Mf}}$; $T_{aн} = \frac{R_a}{R_{Т.Э}} \cdot T_a$, где R_a – сопротивление якоря и дополнительных полюсов ТЭД, $R_{Т.Э}$ – эквивалентное сопротивление цепи тормозных резисторов, m – число параллельно соединенных ТЭД.

Нелинейную модель ТЭД (рис. 2) получим, используя расчетные или экспериментальные характеристики ТЭД (скоростные характеристики $n = \varphi(I_M)$ при $P_{КЛ}$ = const или при U_M = const, кривые намагничивания $\frac{E}{n} = \varphi(F_{MF})$, нагрузочные характеристики ТЭД $\frac{E}{n} = \varphi(I_{MF}, I_M)$.

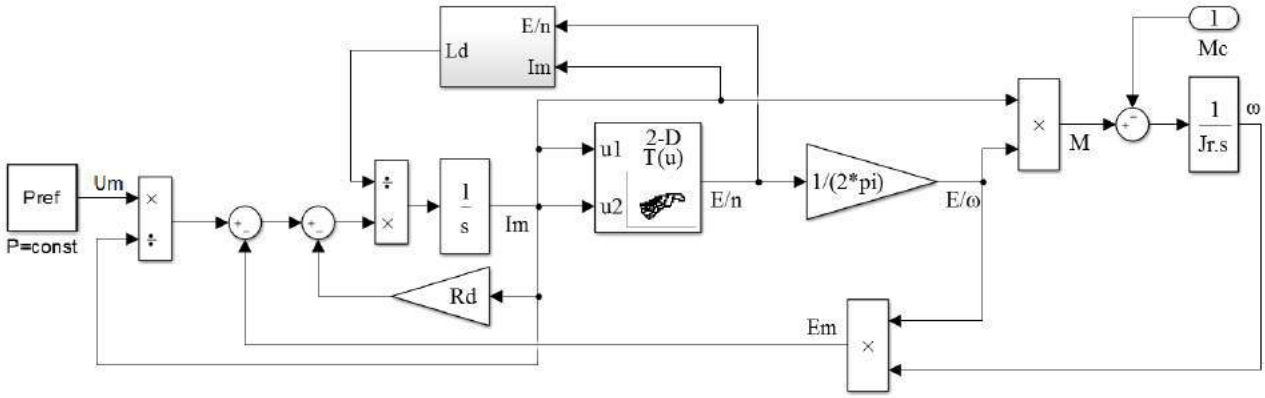


Рис. 2 – Нелинейная модель ТЭД последовательного возбуждения

Выводы. В ходе анализа ключевых особенностей маневрового тепловоза ТЭМ23В обозначены основные параметры тягового электрооборудования, позволяющие выполнить требования по построению ТЭП и обеспечению тягово-тормозных характеристик тепловоза и ЭМС электропередачи. Синтезированы и представлены линеаризованные математические модели ТГ и ТЭД, удобные для расчетов регуляторов многоканальной системы автоматического управления. Для исследования качественных переходных процессов совместно с тяговой выпрямительной установкой и преобразователем возбуждения ТГ предложены нелинейные модели ЭМ.

Список литературы: 1. *Шамардина, В. Н.* Анализ схемы электропередачи тепловоза с двумя дизелями и общей тяговой нагрузкой [Текст] / В. Н. Шамардина, Г. И. Яровой, С. М. Лемешко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – Київ : Техніка. – 2014. – № 15 (91). – С. 136–139. – ISSN 2221-3937. **2.** *Карянин, В. И.* Знакомьтесь: тепловоз ТЭМ33 [Текст] / В. И. Карянин // Локомотив. – 2015. № 3. – С. 38–39. – ISSN 0869-8147. **3.** *Тарасов, А. Н.* Знакомьтесь: тепловоз ТЭМ14 [Текст] / А. Н. Тарасов // Локомотив. – 2011. № 10. – С. 36–37. – ISSN 0869-8147. **4.** *Никоненко, Д. В.* Электропередача маневрового тепловоза ТЭМ-103 с электрическим тормозом [Текст] / Д. В. Никоненко, Г. И. Яровой // Електромашинобуд. та електрообладн. – 2006. – Вип. 66. – С. 153–154. – ISSN 0132-392X. **5.** *Шугаев, А. Н.* Тепловоз ТЭМ18В с дизелем Wartsila [Текст] / А. Н. Шугаев // Локомотив-информ. – 2012. № 8 (74). – С. 10–11. – ISSN 1994-2338. **6.** *Васюков, Е. С.* Маневровый газотепловоз ТЭМ19 [Текст] / Е. С. Васюков // Локомотив-информ. – 2013. № 11 (89). – С. 25–26. – ISSN 1994-2338. **7.** *Колесник, И. К.* Электропередачи тепловозов на переменно-постоянном токе [Текст] / И. К. Колесник, Т. Ф. Кузнецов, В. И. Липовка и др. – М.: ИКЦ «Академ-книга», 2005. – 156 с. – ISBN 5-94628-209-3. **8.** *Соколовский, Г. Г.* Электроприводы переменного тока с частотным регулированием [Текст] : учеб. для студ. высш. учеб. заведений / Г. Г. Соколовский ; М. : Академия, 2006. – 265 с. – ISBN 978-5-7695-4505-4. **9.** *Шамардина, В. Н.* Повышение противобоксовочных свойств маневрового тепловоза средствами группового управления двигателями тяговой электропередачи [Текст] / В. Н. Шамардина, С. М. Лемешко // Зб. наук. праць XVII Міжн. наук.-техн. конф. [«Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика»], Кременчук, 17-19 трав. 2016 р. / МОН України, КрНУ [та інші]. – Кременчук : КрНУ, 2016. – Вип. 1/2016 (4). – С. 119–122. – ISSN 2221-5160. **10.** *Лемешко, С. М.* Повышение противобоксовочных свойств маневрового тепловоза средствами индивидуального управления двигателями тяговой электропередачи [Текст] / С. М. Лемешко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – Київ : Техніка. – 2016. – № 22 (98). – С. 49–55. – ISSN 2221-3937. **11.** *Шайда, В. П.* Пути модернизации тягового двигателя постоянного тока ЭД133 для привода колесных пар тепловозов [Текст] / В. П. Шайда, Е. С. Рябов, Я. А. Сябрук // Тези доп. 23-ї Міжнар. наук.-практ. конф. "Інформаційні технології : наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я" (MicroCAD–2015), 20-22 травня 2015 р. – Харків : НТУ "ХПІ", 2015. – Ч. 2. –С. 123. **12.** *Шамардина, В. Н.* Синтез регуляторов тяговой электропередачи маневрового тепловоза [Текст] / В. Н. Шамардина, С. М. Лемешко // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. − № 4(1). − С. 123–128. − ISSN 2074-272X.

Bibliography (transliterated): 1. Shamardina, V. N., G. I. Yarovoy and S. M. Lemeshko. "Analiz skhemy elektroperedachi teplovoza s dvumya dizelyami i obshchey tyagovoy nagruzkoy." *Elektrotekhnichni ta komp"yuterni systemy* 15 (91) (2014): 136–139. Print. **2.** Karyanin, V. I. "Znakom'tes': teplovoz TEM33." *Lokomotiv* 3 (2015): 38–39. Print. **3.** Tarasov, A. N. "Znakom'tes': teplovoz TEM14." *Lokomotiv* 10 (2011): 36–37. Print. **4.** Nikonenko, D. V. and G. I. Yarovoy. "Elektroperedacha manevrovogo teplovoza TEM-103 s elektricheskim tormozom." *Elektromashynobuduvannya ta elektroobladnannya*. No. 66. 2006. 153–154. Print. **5.** Shugaev, A. N. "Teplovoz TEM18V s dizelem Wartsila." *Lokomotiv-inform* 8 (74) (2012): 10–11. Print. **6.** Vasyukov, E. S. "Manevrovyy gazoteplovoz TEM19." *Lokomotiv-inform* 11 (89) (2013): 25–26. Print. **7.** Kolesnik, I. K., et al. *Elektroperedachi teplovozov na peremenno-postoyannom toke*. Moscow: Akadem-kniga, 2005. Print. **8.** Sokolovskiy, G. G. *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym regulirovaniem. Dlya studentov vysshikh uchebnykh zavedeniy*. Moscow: Akademiya, 2006. Print. **9.** Shamardina, V. N. and S. M. Lemeshko. "Povyshenie protivoboksovochnykh svoystv manevrovogo teplovoza sredstvami gruppovogo upravleniya dvigatelyami tyagovoy elektroperedachi." *Zb. nauk. prats' XVII Mizhn. nauk.-tekhn. konf. "Problemy enerhoresursozberezhennya v elektrotekhnichnykh systemakh. Nauka, osvita i praktyka"*. Kremenchuk: KrNU, 2016. 119–122. Print. **10.** Lemeshko, S. M. "Povyshenie protivoboksovochnykh svoystv manevrovogo teplovoza sredstvami individual'nogo upravleniya dvigatelyami tyagovoy elektroperedachi." *Elektrotekhnichni ta komp"yuterni systemy* 22 (98) (2016): 49–55. Print. **11.** Shayda, V. P., E. S. Ryabov and Ya. A. Syabruk. "Puti modernizatsii tyagovogo dvigatelya postoyannogo toka ED133 dlya privoda kolesnykh par teplovozov." *Tezy dop. 23-yi Mizhnar. nauk.-prakt. konf. "Informatsiyni tekhnolohiyi : nauka, tekhnika, tekhnolohiya, osvita, zdorov'ya" (MicroCAD–2015)*. Kharkiv: NTU "KhPI", 2015. 123. Print. **12.** Shamardina, V. N. and S. M. Lemeshko. "Sintez regulyatorov tyagovoy elektroperedachi manevrovogo teplovoza." *Elektrotekhnika i elektromekhanika* 4 (1) (2016): 123–128. Print.

Поступила 30.05.2017

УДК 620.179.14

Б. М. ГОРКУНОВ, докт. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
С. Г. ЛЬВОВ, канд. техн. наук, доц., НТУ «ХПИ»;
А. А. ТИЩЕНКО, канд. техн. наук, ст. преп., НТУ «ХПИ»;
АББАСИ ЖАББАР, аспирант, НТУ «ХПИ».

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ БЕСКОНТАКТНЫМ МЕТОДОМ

Введение. В ассортименте продукции, выпускаемой промышленностью, важное место занимают ферромагнитные материалы, контроль физико-механических свойств которых является актуальной задачей потому, что именно прочностные свойства определяют надежность и долговечность изделий. В связи с этим, важное значение приобретает разработка и исследование методов и устройств для определения механических параметров материалов и изделий. При этом, наиболее важными являются неразрушающие методы контроля, при которых используется корреляционная связь между механическими и электромагнитными параметрами ферромагнитных материалов. На современном этапе широкое развитие получили электромагнитные методы и устройства для определения механических напряжений и деформации материалов изделий, а также измерение силы, давления, веса, момента и т.д.

Практический интерес представляет дальнейшее развитие методов в направлении расширения диапазона контроля механических напряжений, упрощение расчетных функций преобразования, которые объединяют механические параметры изделия с выходными сигналами датчика, повышение точности и чувствительности.

В этом плане важным результатом является то, что появляется возможность прогнозирования границ текучести и прочности материала без его разрушения. В работе экспериментально определены функциональные связи параметров сигналов первичного преобразователя с механическими напряжениями в пластине [1-3].

Цель статьи. Исследовать возможности применения бесконтактного метода определения предельно допустимого значения механического напряжения без разрушения металлического изделия.

Материалы и результаты исследований. На рис. 1 показана схема экспериментальной установки для измерения механических напряжений при растяжении образцов механическим устройством. Схема включает в себя генератор синусоидальных сигналов Г, вольтметры В1-В3, трансформаторный электромагнитный проходной преобразователь с двумя обмотками W_1 и W_2 образец О и образцовое сопротивление R_0, вспомогательный (опорный) преобразователь, для измерения фазы сигнала фазометром Ф.

Амплитудный метод. С помощью генератора Г устанавливают определенное значение частоты и амплитуды намагничивающего тока, регистрируемого путём измерения вольтметром В1 падения напряжения на сопротивлении R_0, и по нему определяют ток I_m, а значит и напряженность поля. С помощью вольтметра В2 определяют величины э.д.с измерительной обмотки Е и E_0 при наличии и отсутствии образца О в преобразователе. Частоту и амплитуду намагничивающего тока в процессе растяжения того или иного образца поддерживают постоянными. В схеме использовались генератор Г3 - 118, вольтметры типа Ф 534.

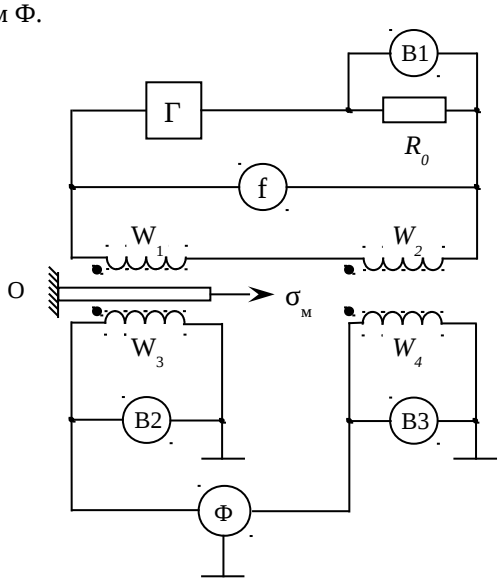


Рис. 1 Схема устройства для измерения механических напряжений амплитудным и переменно-частотным методами

Эксперименты проводились на образцах, выполненных из нержавеющей стали ЭП-450 и железа рафинированного типа ЖР.

Геометрические параметры образца из стали ЭП-450: $h = 3.58 \cdot 10^{-3}$ м; $d = 3.8 \cdot 10^{-4}$ м; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м. Размеры образца из ЖР: $h = 3.58 \cdot 10^{-3}$ м; $d = 4.84 \cdot 10^{-4}$ м; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м. Параметры преобразователя, размещённого на образце ЖР: $W_1 = 120$; $W_2 = 52$; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м; на образце ЭП-450: $W_1 = 675$; $W_2 = 56$; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м.

Максимальное амплитудное значение намагничивающего тока составляло 0,17 А, что соответствовало наибольшей внешней напряженности магнитного поля $H_0 \approx 400$ А/м.

Оба образца перед экспериментами проходили отжиг (для ЖР температура отжига $t = 750$°С, время отжига 45 минут); для ЭП-450 сначала проводили закалку при $t = 1150$°С в течение 45 минут с быстрым охлаждением, а затем – отпуск при $t = 730$°С за 1 час.

Начальные значения относительной магнитной проницаемости μ_r и удельной электрической проводимости σ рассматриваемых образцов измеряли баллистическим и мостовым методами при отсутствии механических напряжений в образцах. При этом для образцов из стали ЭП-450 $\mu_{r0} = 60$ и $\sigma = 0{,}14 \cdot 10^7$ См/м, а из ЖР $\mu_{r0} = 70$ и $\sigma = 0.84 \cdot 10^7$ См/м.

© Б.М. Горкунов, С.Г. Львов, А.А. Тищенко, Аббаси Жаббар, 2017

Эксперименты проводились при следующих дискретных значениях частоты зондирующего поля: 10; 8; 6 кГц. Механические напряжения $\sigma_м$ изменялись в пределах от $\sigma_м = 0$ Мпа вплоть до разрушения образца.

Хотя между измерительной обмоткой и образцом существует небольшой воздушный зазор, воздействие магнитного потока в таком зазоре на результаты измерений э.д.с E весьма мало, поскольку основной вклад в эту э.д.с даёт магнитный поток в образце (за счёт большого значения μ_r).

На рис. 2 представлены экспериментальные зависимости нормированных значений э.д.с E/E_0 от механических напряжений, возникающих в двух образцах ЭП-450 и ЖР (см. кривые 1 и 2 при различных частотах зондирующего образец магнитного поля).

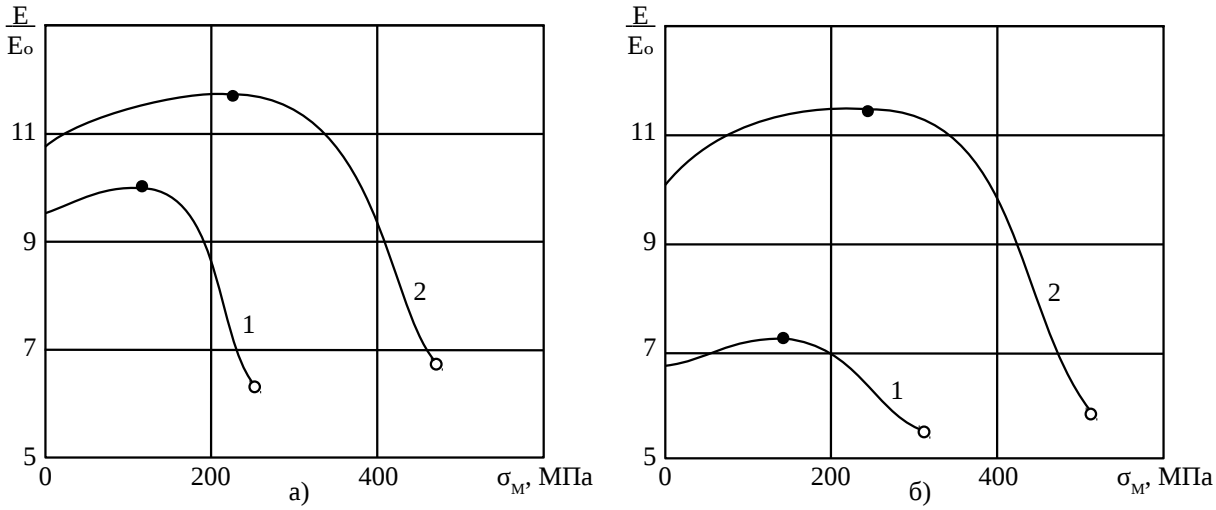


Рис. 2 Зависимость нормированных значений э.д.с преобразователя от механических напряжений в пластинах для образца из стали ЭП-450 (1); для образца типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Фиксированное значение тока (0,12 А) позволило получить указанные амплитудные значения напряжённости магнитного поля и μ_r, соответствующие участкам кривых индукции (эти участки для данных сталей близки к линейным). При этом, максимальные значения магнитной проницаемости $\mu_{r\,max}$ составляют для образца из ЖР – 620, а для образца из ЭП-450 – 810.

Известно [2], что механическое напряжение в ферромагнитных сталях и сплавах в существенной мере изменяет магнитную проницаемость μ_r, а величина σ практически остаётся неизменной (в пределах малого изменения размеров образца). Учитывая этот факт, можно перестроить экспериментальные зависимости нормированной э.д.с E/E_0 для разных величин $\sigma_м$ при известных геометрических параметрах преобразователя в зависимости μ_r от $\sigma_м$. Величины удельной электрической проводимости использовали те, что были измерены мостовым методом.

На рис. 3 показаны зависимости μ_r от $\sigma_м$, соответствующие тем же режимам работы преобразователя, что и на рис. 2. Различие кривых для одного и того же образца при разных фиксированных значениях частоты связаны с анизотропией магнитных свойств в сечении образца, вызванные искажением кристаллической структуры образца такой механической обработкой, как штамповка. Известно, что штамповка является наиболее сильнодействующим фактором, влияющим на искажение кристаллической структуры материала образцов. В связи с этим, по-видимому, используемый режим отжига не полностью нормализует магнитные характеристики материалов образцов и оставляет некоторую анизотропию магнитных параметров в сечении изделий. Естественно, найденные величины μ_r являются усреднёнными по определенным глубинам проникновения, соответствующим фиксированным частотам. Таким образом, при наличии анизотропии магнитной проницаемости в сечении образца, рассчитываемые величины μr будут разными для различных частот.

На кривых рис. 2, 3 показаны точки, характеризующие пределы текучести и прочности. Из этого рисунка следует, что по поведению изменения нормированной э.д.с (E/E_0) при изменении $\sigma_м$, можно предсказать прочностные характеристики ферромагнитного материала, прошедшего отжиг по указанному режиму. Самое большое различие между значениями E/E_0 для исследуемых образцов наступает при f = 6 кГц. Это связано с высокой чувствительностью преобразователя к частоте намагничивающего поля.

Погрешности измерения в основном обуславливались погрешностями определения $\sigma_м$ на разрывном устройстве и частотным диапазоном. При частотах 2 кГц ≤ f ≤ 6 кГц результирующая погрешность указанных параметров не превышала 5%. Чувствительность сигнала преобразователя к механическому напряжению максимальна при f = 6 кГц.

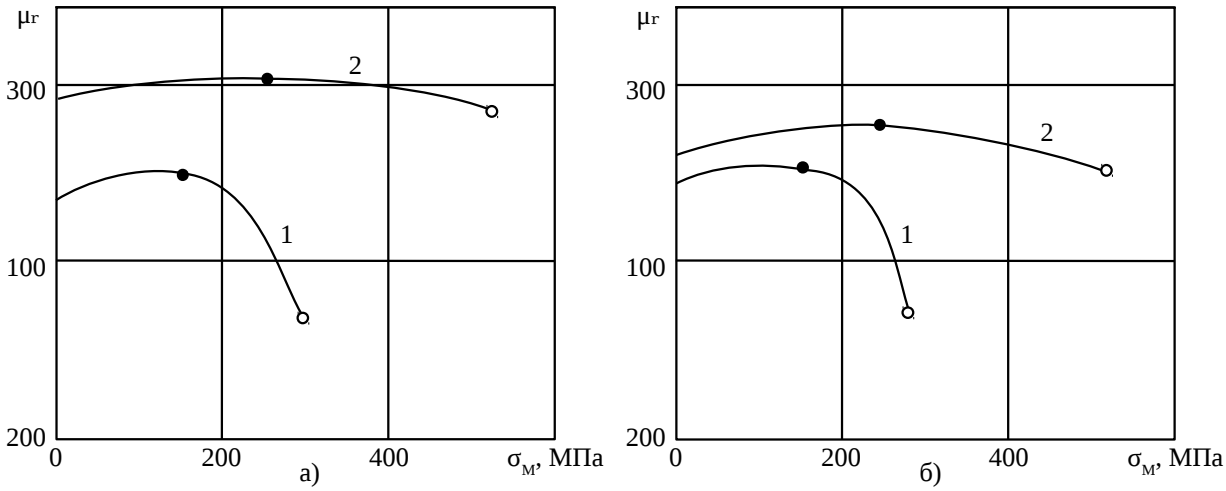


Рис. 3 Зависимость магнитной проницаемости нагружаемых пластин от механических напряжений для образца из стали ЭП-450 (1); для образца типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Фазовый метод. Описание работы схемы (см. рис. 1) при использовании фазового метода аналогично представленному в амплитудном методе. По показаниям фазометра определяется фазовый угол φ э.д.с E преобразователя при изменении $\sigma_м$.

Эксперименты проводились, как и в предыдущем опыте, на образцах, выполненных из ферромагнитной нержавеющей стали ЭП-450 и железа рафинированного типа ЖР. По результатам, полученным в экспериментах, были построены графические зависимости изменения фазового угла от приложенных механических усилий (см. рис. 4), как видно из зависимостей, разрешающая способность этого метода оказалась низкой, особенно на начальном участке, который используется для прогнозирования.

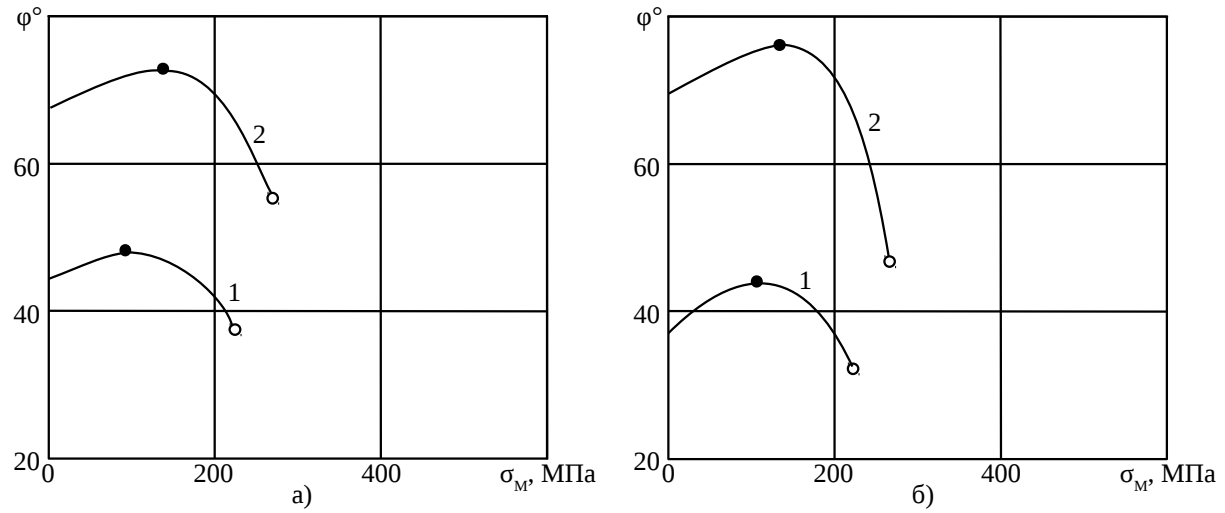


Рис. 4 Зависимость значений фазы э.д.с преобразователя от механических напряжений в пластинах для стали ЭП -450 (1); для материала типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Переменно-частотный метод. Схему устройства для измерения амплитудным методом механических напряжений рис. 1 можно использовать и для переменно-частотного метода. Однако порядок работы будет несколько другим. С помощью генератора Г устанавливают начальное значение частоты и напряженности (тока) зондирующего поля и фиксируют значение э.д.с Е на из мерительной обмотке, регистрируемое вольтметром В2. В процессе приложения внешней нагрузки изменяются показания вольтметра В2, и за счёт изменения частоты намагничивающего тока добиваемся возврата этих показаний к установленным первоначально.

В экспериментах использовались те же образцы, что при амплитудном и фазовом методах. Механические напряжения $\sigma_м$ менялись в пределах от $\sigma_м = 0$ вплоть до разрушения образца. На рис. 5 представлены экспериментальные зависимости изменения частоты f от механических напряжений, возникающих в двух образцах ЭП-450 и ЖР (см. кривые 1 и 2) при различных значениях E и f.

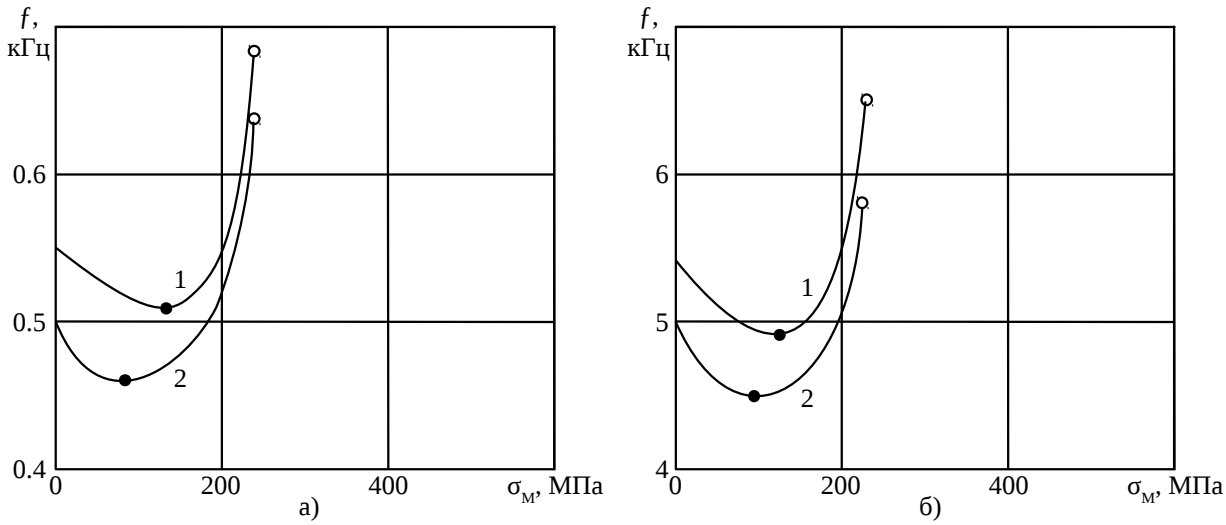


Рис. 5 Зависимость изменения частоты намагничивающего тока f от механических напряжений в пластинах для образца типа ЖР (1); для образца из стали ЭП-450 (2); а) E = 0,08 В; б) E = 0,6 В; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Выводы. Как показал эксперимент, для данных материалов стали ЭП-450, железа рафинированного типа ЖР разрешающая способность фазового метода оказалась недостаточной. В диапазоне изменения механических напряжений $\sigma_м$ от 0 до 100 мПа, фаза э.д.с измерительной обмотки изменилась всего на 6° при частоте намагничивающего тока f = 6 кГц. То есть в среднем при увеличении нагрузки на 1 Мпа разрешающая способность метода оставляет 0.06°. Амплитудный метод имеет разрешающую способность при частоте намагничивающего тока 6 кГц для ЖР ≈ 0.004 В, для ЭП-450 ≈ 0.013 В при изменении механического напряжения на 1 МПа на линейном участке.

Переменно-частотный метод обладает более высокой разрешающей способностью (это видно при сравнении графиков). Например, при поддержании э.д.с измерительной обмотки равным E = 0,6 В, его средняя разрешающая способность при начальной частоте f = 5 кГц составляет 8 Гц на единицу (1 Мпа) изменения приложенного усилия. Но на каждое отдельное измерение затрачивается большее количество времени, чем при амплитудном или фазовом методе.

Из вышеизложенного следует, что метод измерения механических напряжений в плоских ферромагнитных материалах в каждом из случаев зависит от требований, предъявляемых к материалу и технологическому процессу его обработки. Однако для более точного определения $\sigma_м$ следует использовать их попарно, либо все три вместе. При быстротечных процессах (например отжиг), лучше применять амплитудный метод, с помощью которого можно получить значение $\sigma_м$ практически «мгновенно» в любой момент времени. При медленно протекающих процессах (пример старение материала) следует применять переменно-частный метод, так как он обладает высокой чувствительностью к изменениям физико-механических характеристик ферромагнитных материалов.

Поскольку все три метода реализованы практически по одной схеме, то они легко поддаются автоматизации. Амплитудный и фазовый методы удобно использовать в режимах допускового контроля работы преобразователя.

Список литературы: 1. *Горкунов Б.М.* Электромагнитный преобразователь для контроля напряженно-деформированного состояния узлов оборудования электропривода / *Б.М. Горкунов*, *А.В. Кипенский*, *С.Г. Львов* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тем. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу – Кременчук: КрНУ, 2012. – Вип. 3/19. – С.182 –185. **2.** *Бида Г.В.* Неразрушающий контроль механических свойств стального проката (обзор). Контроль прочностных и пластических свойств / *Г.В. Бида* // Дефектоскопия. –2005. –№5. – С.39–53. **3.** Горкунов Б.М. Вихретоковый двухпараметровый контроль ферромагнитных цилиндрических изделий / Б.М. Горкунов, И.В. Тюпа // Вестник НТУ «ХПИ».– 2004. – №5. – С. 93-99.

Bibliography (transliterated): 1. Gorkunov, B.M., A.V. Kipenskiy and S.G. Lvov. "Elektromagnitnyiy preobrazovatel dlya kontrolya napryazhenno-deformirovannogo sostoyaniya uzlov oborudovaniya elektroprivoda." *Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi. Ser.: Problemyi avtomatizirovannogo elektroprivoda*. No. 3.19. 2012. 182–185. Print. **2.** Bida, G.V. "Nerazrushayuschiy kontrol mehanicheskih svoystv stalnogo prokata (obzor). Kontrol prochnostnyih i plasticheskih svoystv." *Defektoskopiya*. No. 5. 2005. 39–53. Print. **3.** Gorkunov, B.M. and I.V. Tyupa. "Vihretokovyiy dvuhparametrovyiy kontrol ferromagnitnyih tsilindricheskih izdeliy."*Vestnik NTU "HPI"*. No. 5. 2004. 93–99. Print.

Поступила 29.05.2017

УДК 621.33

И. В. ОБРУЧ, старш. препод., НТУ «ХПИ»;
Ю. Н. КУТОВОЙ, канд. техн. наук., проф., НТУ «ХПИ».

НЕЙРОСЕТЕВАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ТЯГОВЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ТРАМВАЯ

Введение. Использование трамвая во многих городах Украины (в Киеве, Днепре, Запорожье, Донецке, Одессе, Николаеве, Харькове и др.) обусловлено такими преимуществами этого вида городского транспорта, как высокая провозная способность, низкая себестоимость перевозок, возможность реализации скоростного сообщения сопоставимого со скоростью на железных дорогах и метрополитене, экологическая чистота [1, 2, 3, 4].

В качестве типового электропривода трамвая в настоящее время чаще всего используют привод постоянного тока, построенного по системе «широтно–импульсный преобразователь – двигатель последовательного возбуждения». С появлением тягового асинхронного двигателя АД927А мощностью 50 кВт на номинальную скорость вращения 2660 об/мин и номинальной частоты питающей сети 92 Гц производства ГП завод «Электротяжмаш» (г. Харьков), открывается возможность создания приводов по системе «преобразователь частоты – асинхронный двигатель».

Современные микропроцессорные средства позволяют в качестве систем управления таким электроприводом применить нейросетевую систему управления обеспечивающую целый ряд преимуществ по сравнению с традиционными системами [5, 6, 7], такими как, например, система подчиненного регулирования координат электропривода или система модального управления. Поэтому в данной работе решалась задача синтеза нейросетевой системы управления тяговым приводом переменного тока, построенного по системе «преобразователь частоты – асинхронный двигатель».

Постановка задач исследований. Электропривод трамвая имеет нелинейную нагрузку типа «пара трения». Наличие такой нагрузки, как показано в [8, 9] при определенных сочетаниях параметров системы приводит к возникновению колебательных (автоколебательных) процессов, что недопустимо. Кроме того, ситуация усугубляется тем, что величина коэффициента сцепления зависит от состояния рельсового пути и может носить случайный характер. Поэтому была поставлена задача разработки замкнутой системы управления асинхронным электроприводом трамвая на основе нейронных сетей, которые используют информацию по легко измеряемой координате и исключают колебания в тяговом электроприводе, повышая его демпфирующие свойства.

Материалы исследований. Электропривод трамвая комплектуется 4-мя тяговыми асинхронными электродвигателями АД927А, размещенными на 2-х двухосных тележках, соединенными с колесными парами при помощи редуктора с общим передаточным числом – i_o = 7,36. Питание каждого двигателя осуществляется от индивидуального преобразователя частоты. Структурная схема предлагаемой замкнутой нейросетевой системы управления одним тяговым асинхронным двигателем представлена на рис. 1.

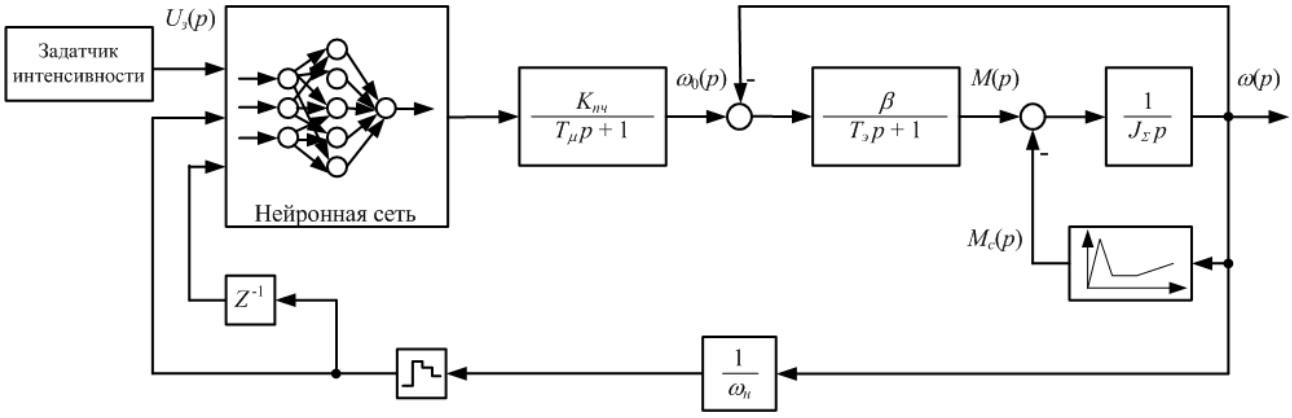
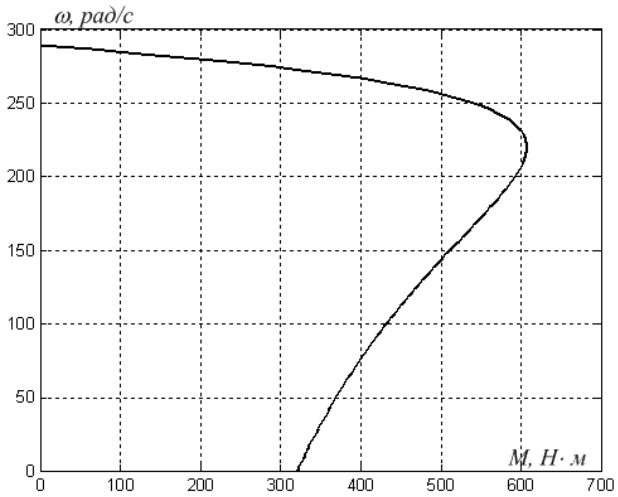


Рисунок 1 – Структурная схема замкнутой нейросетевой системы управления тяговым асинхронным электродвигателем электропривода трамвая

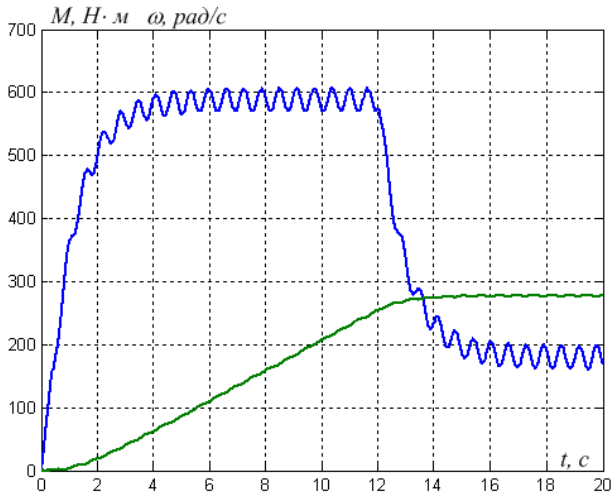
На рис. 2 представлены статическая механическая характеристика тягового асинхронного электродвигателя АД927А (рис. 2а), переходные процессы (рис. 2б), графики изменения линейной скорости (рис. 2в) и ускорения (рис. 2г) при разгоне трамвая от задатчика интенсивности в разомкнутой системе управления. Из анализа представленных графиков видно, что в процессе разгона трамвая до номинальной скорости движения возникают автоколебания момента, скорости и ускорения. Данное явление обусловлено тем, что механическая характеристи-

© И.В. Обруч, Ю.Н. Кутовой, 2017

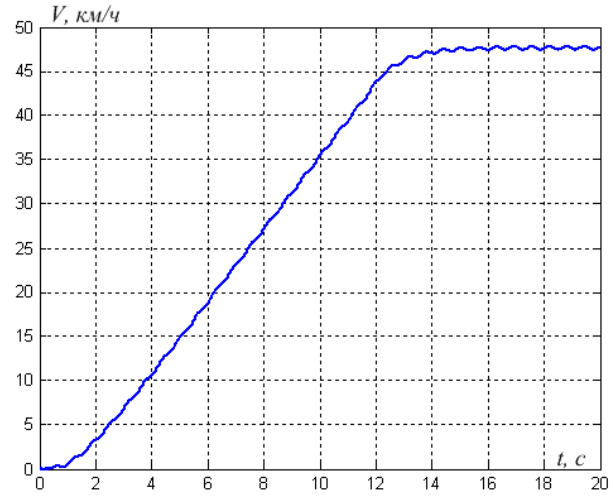
ка нагрузки имеет так называемый «падающий» участок. При нахождении рабочей точки на этом участке возникают автоколебания, в результате чего повышается расход электроэнергии, снижается к.п.д. механизма, увеличивается его износ. Кроме этого, повышение линейного ускорения до величины примерно 1,6 м/с^2 может привести к падению пассажиров трамвая, что недопустимо.



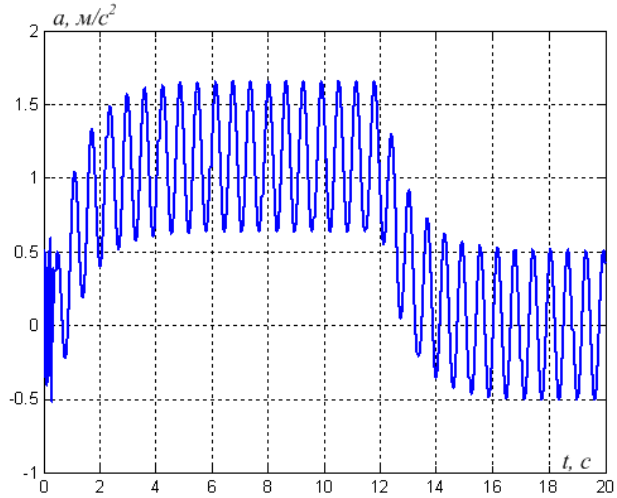
а) статическая механическая характеристика тягового асинхронного двигателя АД927А



б) переходные процессы в тяговом асинхронном двигателе АД927А



в) линейная скорость трамвая



г) линейное ускорение трамвая

Рисунок 2 – Характеристики разомкнутой системы управления тяговым асинхронным электродвигателем трамвая

Для построения замкнутой системы управления (рис. 1) предлагается использовать нейронную сеть типа перцептрон структуры NN3–10–1 с сигмоидальными знакопеременными активационными функциями нейронов скрытого слоя и линейной активационной функцией выходного нейрона. На вход такой нейронной сети подается вектор входного сигнала, состоящий из управляющего сигнала от задатчика интенсивности, необходимого для ограничения координат электропривода, текущего значения сигнала обратной связи по скорости электродвигателя дискретизированного по времени (период дискретизации равен T_0 = 0,01 с) и предыдущего значения сигнала скорости электродвигателя, полученного при помощи цифрового звена чистого запаздывания. Как показали ранее проведенные исследования [10, 11] выбор такой нейронной сети оптимален для управления одномассовыми и двухмассовыми электромеханическими системами. Выходной сигнал нейронной сети используется в качестве сигнала задания частоты питающего напряжения тягового асинхронного электродвигателя, вырабатываемого преобразователем частоты.

Для глобальной оптимизации параметров нейронных сетей требуется использовать метод генетического алгоритма [12]. Рассматривая нейронную сеть как единый набор параметров, генетический алгоритм способен осуществлять ее оптимальную настройку при размерности поискового пространства достаточной для решения большинства практических задач. При этом спектр рассматриваемых приложений гораздо превосходит возможности алгоритма обратного распространения ошибки. Сочетание этих двух вычислительных технологий, искус-

ственные нейронные сети и генетические алгоритмы, рассматривается сегодня как потенциальный источник будущего прогресса в сфере эволюционного моделирования. Кроме присущей ему глобальности, генетический алгоритм, как тренировочная процедура, обладает тем преимуществом по сравнению с алгоритмом обратного распространения ошибки, что он способен тренировать нейронную сеть сразу по выходным характеристикам объекта, а не выходным сигналам нейронной сети. Обучение нейронной сети проводилось по методике, описанной в [10, 11], при этом в качестве критерия оптимизации (F) был выбран интегрально-квадратичный критерий вида

$$F = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N} \left(\frac{1}{t_{max}} \cdot \sqrt{\int_{t=0}^{t_{max}} [(\omega_з - \omega_ф) \cdot t]^2 \, dt} \right) \quad ,$$

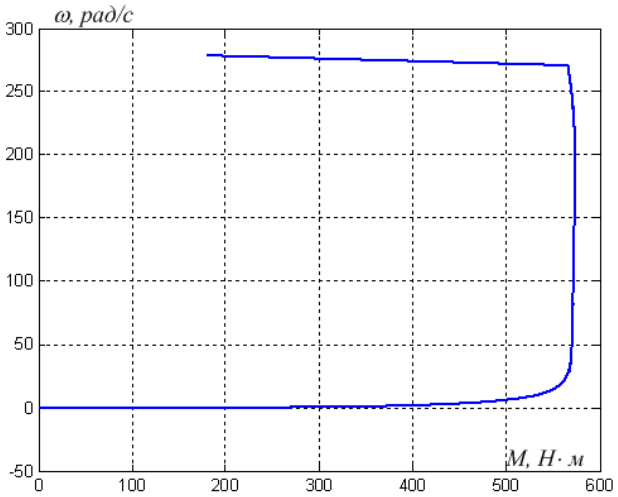
где N – количество тестовых сигналов,

t_{max} – время переходного процесса системы,

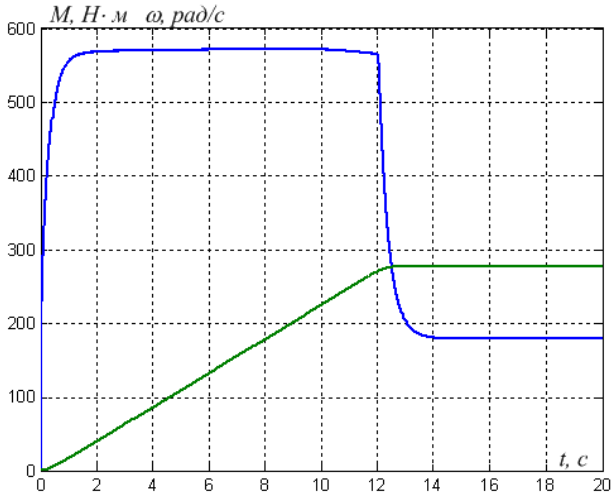
$\omega_з$, $\omega_ф$ – заданное и фактическое значение скорости двигателя,

t – текущее время.

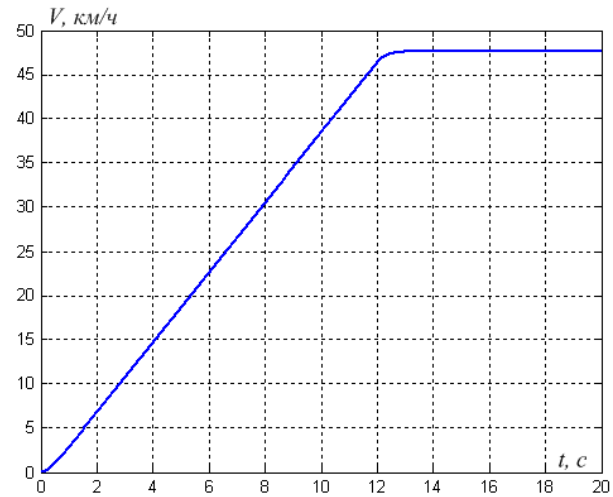
Обучение производилось на персональном компьютере с CPU типа INTEL Core i7 с тактовой частотой 3 ГГц. В качестве тестовых сигналов были выбраны $|\pm 1\ \pm 0{,}8\ \pm 0{,}6\ \pm 0{,}4\ \pm 0{,}2\ 0| \times \omega_н$, где $\omega_н$ – номинальная скорость двигателя. Полное время счета составило 17 мин 21 с, при этом количество вычислений целевой функции – 20000, а минимальное значение критерия – 2,07. На рис. 3 представлены динамическая характеристика тягового асинхронного электродвигателя АД927А (рис. 3а), переходные процессы (рис. 3б), графики изменения линейной скорости (рис. 3в) и ускорения (рис. 3г) при разгоне трамвая от задатчика интенсивности в замкнутой нейросетевой системе управления.



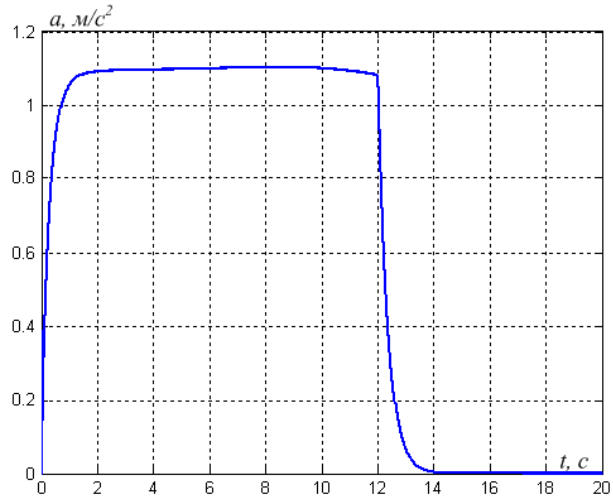
а) динамическая механическая характеристика тягового асинхронного двигателя АД927А



б) переходные процессы в тяговом асинхронном двигателе АД927А



в) линейная скорость трамвая



г) линейное ускорение трамвая

Рисунок 3 – Характеристики замкнутой нейросетевой системы управления тяговым асинхронным электродвигателем трамвая

Выводы. Как видно из полученных графиков (рис. 3) замкнутая система управления тяговым асинхронным электродвигателем трамвая на базе прямонаправленной трехслойной нейронной сети типа «перцептрон» с сигмоидальными знакопеременными активационными функциями нейронов скрытого слоя позволяет исключить возникновение колебательных динамических режимов. Разгон трамвая до номинальной скорости движения происходит за приемлемое время, которое составляет 12 – 13 с, а ускорение при этом не превышает 1,15 м/с^2, что обеспечивает более высокий уровень комфортности пассажиров.

Список литературы: 1. C. N. Pyrgidis. Railway Transportation Systems: Design, Construction and Operation. CRC Press, 2016. p. 156. **2.** Габарда Д. Новые транспортные системы в городском общественном транспорте / Перевод со словацкого канд. техн. наук В. В. Косминой. – М.: Транспорт, 1990. – 216 с. **3.** Tranways & Urban transit. – December 2005. – Vol. 68. – №. 816. **4.** Dr. J. H.E. Reeskamp. Trams. Uitgeverij de Alk, Alkenreeks Beeld-Encyclopedie, № 72. **5.** Вороновский Г. К., Махотило К. В., Петрашев С. Н., Сергеев С. А. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности. – Харьков: Основа, 1997. – 112 с. **6.** Голубев Ю. Ф. Нейросетевые методы в мехатронике. – М.: Изд-во Моск. унта, 2007. – 157 с. **7.** Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. 2-е изд. – М.: Вильямс, 2006. – 1104 с. **8.** Klepikov V. B., Osychev A. V. Self-exited oscillations in electromechanically systems with negative viscous friction. Proc. 4th Intern. Conf. “Uncontinental electromechanical and electrical system”, IEEE-99, St. Petersburg, 1999, pp. 12-28. **9**. Клепиков В. Б. Особенности динамики электромеханических систем с отрицательным вязким трением. “Технічна електродинаміка”, Тем. вып. “Проблеми сучасної електротехніки”. – Київ, 2000, с. 40 – 45. **10.** Обруч И. В. Исследование влияния вида активационной функции на показатели качества регулирования электромеханической системы при нейроконтроллерном управлении / В. Б. Клепиков, И. В. Обруч // Вестник Харьковского государственного политехнического института. – Харьков: ХГПУ, – 2000. – Вып. 113. – с. 369 – 371. **11.** Обруч И. В. Выбор размера скрытого слоя нейроконтроллера при управлении электомеханической системой с отрицательным вязким трением / И. В. Обруч // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». – Харьков: НТУ «ХПИ», – 2001. – Вып. 10. – с. 369 – 371. **12.** De Jong K. A. Genetic Algorithms: A 10 Year Perspective // In: Procs of the First Int. Conf. on Genetic Algorithms, 1985. – pp. 167 – 177.

Bibliography (transliterated): 1. C. N. Pyrgidis. Railway Transportation Systems: Design, Construction and Operation. CRC Press, 2016. p. 156. **2.** Gabarda D. Novye transportnye sistemy v gorodskom obshchestvennom transporte / Perevod so slovatskogo kand. tekhn. nauk V. V. Kosminoi. – M.: Transport, 1990. – 216 s. **3.** Tranways & Urban transit. – December 2005. – Vol. 68. – №. 816. **4.** Dr. J. H.E. Reeskamp. Trams. Uitgeverij de Alk, Alkenreeks Beeld-Encyclopedie, № 72. **5.** Voronovskii G. K., Makhotilo K. V., Petrashev S. N., Sergeev S. A. Geneticheskie algoritmy, iskusstvennye neironnye seti i problemy virtual'noi real'nosti. – Khar'kov: Osnova, 1997. – 112 s. **6.** Golubev Yu. F. Neirosetevye metody v mekhatronike. – M.: Izd-vo Mosk. unta, 2007. – 157 s. **7.** Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. 2-е изд. – М.: Вильямс, 2006. – 1104 с. **8.** Klepikov V. B., Osychev A. V. Self-exited oscillations in electromechanically systems with negative viscous friction. Proc. 4th Intern. Conf. “Uncontinental electromechanical and electrical system”, IEEE-99, St. Petersburg, 1999, pp. 12-28. **9**. Klepikov V. B. Osobennosti dinamiki elektromekhanicheskikh sistem s otritsatel'nym vyazkim treniem. “Tekhnichna elektrodinamika”, Tem. vyp. “Problemi suchasnoї elektrotekhniki”. – Kiïv, 2000, ss. 40-45. **10.** Obruch I. V. Issledovanie vliyaniya vida aktivatsionnoi funktsii na pokazateli kachestva regulirovaniya elektromekhanicheskoi sistemy pri neirokontrollernom upravlenii / V. B. Klepikov, I. V. Obruch // Vestnik Khar'kovskogo gosudarstvennogo politekhnicheskogo instituta. – Khar'kov: KhGPU, – 2000. – Vyp. 113. – s. 369 – 371. **11.** Obruch I. V. Vybor razmera skrytogo sloya neirokontrollera pri upravlenii elektomekhanicheskoi sistemoi s otritsatel'nym vyazkim treniem / I. V. Obruch // Vestnik Natsional'nogo tekhnicheskogo universiteta «Khar'kovskii politekhnicheskii institut». – Khar'kov: NTU «KhPI», – 2001. – Vyp. 10. – s. 369 – 371. **12.** De Jong K. A. Genetic Algorithms: A 10 Year Perspective // In: Procs of the First Int. Conf. on Genetic Algorithms, 1985. – pp. 167 – 177.

Поступила 26.05.2017

УДК 621.331: 621.311.4-047.38

В. Г. СИЧЕНКО, докт. техн. наук, проф., Дніпропетровський національний ун-т залізничного транспорту;
Д. В. МІРОНОВ, аспірант, Дніпропетровський національний ун-т залізничного транспорту.

ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ ОБЛАДНАННЯ ТЯГОВИХ ПІДСТАНЦІЙ

Вступ. На залізницях України в останні роки активно впроваджується швидкісний рух поїздів. При цьому велика робота проводиться в напрямку досягнення більшої економічної ефективності. У зв'язку з цим проводиться оптимізація діяльності підприємств шляхом їх реструктуризації. Але досягти високих економічних показників без розвитку матеріально–технічної бази та підвищення якості її експлуатації неможливо. Удосконалення процесу технічного обслуговування і порядку ведення господарської діяльності передбачають відмову від системи планово–попереджувального ремонту і усунення людського фактору шляхом впровадження систем, що виконують дистанційний автоматизований контроль і діагностування в режимі реального часу і дозволяють виконувати обслуговування об'єктів за їх поточним станом [1].

Прикладом таких систем може слугувати автоматизована система моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій [2]. Дана система призначена для моніторингу фактичного залишкового ресурсу енергетичного обладнання, а також для ведення інформаційної бази даних енергетичного устаткування. Автоматизована система забезпечує виконання наступних функцій:

- ведення інформаційної бази даних показників працездатності та ремонтної статистики обладнання;
- розрахунок і графічне відображення критичного і залишкового ресурсів обладнання;
- розрахунок і графічне відображення ремонтних пріоритетів обладнання;
- формування технічної документації за результатами діагностичних та ремонтних робіт;
- формування відкоригованого графіка ремонтно–профілактичних робіт.

Оцінка доцільності впровадження даної системи та фінансові витрати на її впровадження є важливою задачею з точки зору підвищення економічної ефективності системи технічного обслуговування і ремонту (ТО і Р) обладнання тягових підстанцій (ТП) електрифікованих залізниць.

Мета та завдання. Оцінити ефективність автоматизованої системи моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій, визначити витрати на впровадження даної системи та її строк окупності.

Визначення оптимального об'єму і вартості робіт з ТО і Р обладнання тягових підстанцій. Потребу обладнання у відновленні протягом всього періоду його експлуатації можна забезпечити періодичним виконанням профілактичних оглядів, ремонтів і перевірок, що виконуються у межах послідовних періодично повторюваних ремонтних циклів [3, 4]. Ремонтний цикл – це час роботи обладнання між черговими капітальними ремонтами. Він містить декілька технічних оглядів, поточних ремонтів, а також перевірки, обслуговування і ревізії. Кількість оглядів, ремонтів і перевірок, що входять у ремонтний цикл, а також послідовність їх виконання становлять структуру ремонтного циклу. Структура ремонтного циклу на прикладі швидкодіючого вимикача постійного струму ВАБ-43 представлена на рис. 1.

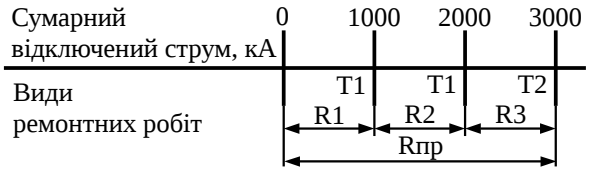


Рис. 1. Структура ремонтного циклу швидкодіючого вимикача постійного струму ВАБ-43:
R1, *R2*, *R3* – міжремонтний ресурс між ремонтами за технічним станом;
Rпр – міжремонтний ресурс між поточними ремонтами

До структури ремонтного циклу входять наступні роботи [5]:

- огляди вимикачів. На тягових підстанціях з постійним обслуговуючим персоналом проводяться щоденно при зміні чергових, а без такого персоналу – в терміни, встановлені головним інженером ЕЧ, але не рідше, ніж раз на 10 днів;
- *T1* – ремонт вимикача за технічним станом. Виконується через 1000 кА сумарного відключеного струму, який визначається за показаннями фіксатора–суматора струму;
- *T2* – поточний ремонт. Виконується через 3000 кА сумарного відключеного струму, який визначається за показаннями фіксатора–суматора струму.

Етап експлуатації обладнання – це один з найважливіших етапів його існування. Від організації технічного обслуговування на цьому етапі і, зокрема, від періодичності проведення технічного обслуговування і ремонтів залежить ефективність його використання. На сьогодні не існує єдиного науково обґрунтованого підходу до цієї проблеми. Виникає нагальна необхідність розробки критеріїв оцінки ефективності ремонтно–діагностичних заходів для електрообладнання тягових підстанцій електрифікованих залізниць. Як критерії оптимізації використовують показники, що їх можна умовно поділити на дві групи: критерії, що прямо не враховують економічні фактори; критерії, що враховують економічні фактори [3]. До першої групи відносять: коефіцієнт готовності; коефіцієнт технічного використання; імовірність безвідмовної роботи на заданому інтервалі; сума простоїв у відмовах і планових ремонтах; випуск продукції за рік. До другої групи критеріїв входять: витрати на експлуата-

© В.Г. Сиченко, Д.В. Міронов, 2017

цію; прибуток від експлуатації; витрати на одиницю часу роботи обладнання; витрати на ремонт і технічне обслуговування, віднесені до одиниці продукції. Вибір того чи іншого критерію оптимальності визначається ситуацією на підприємстві, завданнями, що поставлені перед його керівництвом у даний момент. Очевидно, що раціональною буде така організація технічного обслуговування, для якої від кожної одиниці витрат буде отриманий максимальний ефект. В даній роботі в якості критеріїв оцінки ефективності ремонтно–діагностичних заходів вибрані критерії, що враховують економічні фактори. Розрахунок критеріїв ефективності проведений для швидкодіючих вимикачів постійного струму ВАБ-43 тягової підстанції «Ф».

Кожному типу електрообладнання відповідає свій перелік ремонтно–діагностичних робіт. Тому, знаючи конкретну одиницю електрообладнання, яка потребує проведення технічного обслуговування або ремонту, легко визначити кількісний та якісний склад робіт. Кожний вид ремонтно–профілактичних робіт характеризується часом, кількістю обслуговуючого персоналу та витратами на матеріали, деталі та вузли, а також іншими витратами. Об'єм ремонтних робіт характеризується витратами, які зручно виражати в грошовому еквіваленті та трудомісткістю, виміряною в людино–годинах.

Трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту та діагностуванню електрообладнання для однієї одиниці устаткування визначається за формулою:

$$E_j = N_j \cdot T_j \,, \tag{1}$$

де N_j – кількість осіб, що проводять даний вид робіт над j–ою одиницею обладнання;

T_j – час, необхідний для проведення даного виду робіт.

Час, необхідний для проведення ремонтно–профілактичних робіт, в свою чергу можна представити у наступному вигляді:

$$T_j = T_Д + T_{РЗР} + T_Н + T_О \,, \tag{2}$$

де $T_Д$ – витрати часу на проведення діагностування одиниці обладнання;

$T_{РЗР}$ – витрати часу на проведення збірно–розбірних робіт;

$T_Н$ – витрати часу на усунення несправності устаткування;

$T_О$ – витрати часу на оформлення технічної документації за результатами проведених діагностичних і ремонтних робіт.

Роботи по діагностуванню та технічному обслуговуванню електроустаткування проводяться персоналом тягової підстанції згідно графіка ремонтно–профілактичних робіт. Час на проведення збірно–розбірних робіт $T_{РЗР}$ при ремонтах за технічним станом і поточних ремонтах згідно з [6] складає відповідно 1,85 год та 6,18 год. При цьому ремонти за технічним станом проводяться не рідше 4 разів на рік, а поточний ремонт – не рідше 2 разів на рік. Складовими даних часових витрат є, власне, витрати на проведення збірно–розбірних робіт, витрати на підготовчо–заключні дії (8,3% від оперативного часу), витрати на обслуговування робочого місця (5,4% від оперативного часу) та витрати на відпочинок і власні потреби (3,8% від оперативного часу). Час на усунення несправності устаткування $T_Н$ згідно з технічними умовами на швидкодіючий вимикач постійного струму складає від 6,25 год до 8 год. Ці складові загального часу проведення ремонтно–профілактичних робіт T_j будуть однакові при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування та при використанні автоматизованої системи моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій.

Час на проведення діагностування $T_Д$ швидкодіючого вимикача ВАБ-43 складає 30 хв та включає наступні роботи: вимір діагностичних показників (15 хв), заповнення протоколу проведення робіт (1 хв), постановка діагнозу і визначення об'єму робіт (14 хв). З використанням автоматизованої системи витрати часу на проведення даних робіт будуть наступними: вимір діагностичних показників – 15 хв (при наявності датчиків виміру параметрів електрообладнання з передачею інформації в АСУ ТП цей час можна значно скоротити, так як програмний комплекс дає змогу автоматично отримувати результати вимірювань з АСУ ТП), заповнення протоколу проведення робіт шляхом введення їх в електронну форму автоматизованого комплексу – 0,5 хв, постановка діагнозу і визначення об'єму робіт автоматизованим комплексом з виведенням результатів на екран – 0,03 хв. Отже, увесь час проведення діагностування $T_Д$ з використанням автоматизованої системи складе 15,53 хв.

Витрати часу на оформлення технічної документації за результатами проведених діагностичних і ремонтних робіт $T_О$ при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування складає 75 хв і включає наступні види робіт [7]:

- заповнення протоколів випробувань і ремонтів;
- коригування графіка ремонтно–профілактичних робіт;
- заповнення книги виконаних робіт, форма ЕУ-83а;
- заповнення книги оглядів і несправностей, форма ЕУ-83;
- заповнення актів про пошкодження на тяговій підстанції, форма ЕУ-92;
- заповнення бланків нарядів на роботи в електроустановках, форма ЕУ-44;
- заповнення журналу заявок на виведення у ремонт електрообладнання;
- заповнення журналу обліку робіт за нарядами і розпорядженнями.

Автоматизована система моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій дозволяє скоротити час T_o до 30 хв за рахунок автоматизованого формування частини технічної документації.

Загальний час T_j , необхідний для проведення ремонтно–профілактичних робіт за один рік, для двох варіантів виконання складе:

– при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування:

$$T_{j1} = 4 \cdot (30 + 111 + 75) + 2 \cdot (30 + 370{,}8 + 75) = 1815{,}6 \text{ хв} = 30{,}26 \text{ год};$$

– з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання:

$$T_{j2} = 4 \cdot (15{,}53 + 111 + 30) + 2 \cdot (15{,}53 + 370{,}8 + 30) = 1458{,}78 \text{ хв} = 24{,}313 \text{ год}.$$

Таким чином, використання автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання в процесі технічного обслуговування електрообладнання дозволяє скоротити час на проведення робіт для одного швидкодіючого вимикача ВАБ-43 за рік на 6 год. В межах однієї дистанції електропостачання розташовуються приблизно 20 тягових підстанцій постійного струму з середнім числом швидкодіючих вимикачів біля 120. При цьому загальний час, який витрачається на виконання ремонтно–профілактичних робіт в рік, скоротиться з 3631,2 год до 2917,56 год.

Визначимо трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту для одного швидкодіючого вимикача за виразом (1), прийнявши до уваги, що кількість осіб, що виконує роботу, згідно [6] складає 2 людини (електромеханік та електромонтер 4 розряду тягової підстанції):

– при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування:

$$E_{j1} = 2 \cdot 30{,}26 = 60{,}52 \text{ люд–год};$$

– з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання:

$$E_{j2} = 2 \cdot 24{,}313 = 48{,}626 \text{ люд–год}.$$

Сумарна трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту електрообладнання для декількох одиниць електроустаткування залежить від їх кількості [8]:

$$E_{\Sigma} = \sum_{j=1}^{n} E_j , \qquad (3)$$

де Ej – трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту та діагностуванню електрообладнання для j–ої одиниці устаткування.

Визначимо сумарну трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту для швидкодіючих вимикачів дистанції електропостачання в цілому за виразом (3):

– при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування:

$$E_{\Sigma 1} = 120 \cdot 60{,}52 = 7262{,}4 \text{ люд–год};$$

– з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання:

$$E_{\Sigma 2} = 120 \cdot 48{,}626 = 5835{,}12 \text{ люд–год}.$$

Для визначення загальної вартості робіт по технічному обслуговуванню і ремонту електрообладнання необхідно виразити трудомісткість, розраховану за виразом (1), в грошовому еквіваленті. Це можна зробити наступним чином:

$$C_E = \alpha \cdot E_{\Sigma} , \qquad (4)$$

де α – питома вартість однієї години робіт;

E_{Σ} – сумарна трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту електрообладнання.

Визначимо загальну вартість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту для швидкодіючих вимикачів дистанції електропостачання в цілому за виразом (4), прийнявши питому вартість робіт в розмірі 33,53 грн/год (з розрахунку ставки електромеханіка 5600 грн за 167 годинний робочий місяць):

– при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування:

$$C_{E1} = 33{,}53 \cdot 7262{,}4 = 243529{,}58 \text{ грн};$$

– з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання:

$$C_{E2} = 33{,}53 \cdot 5835{,}12 = 195651{,}57 \text{ грн}.$$

Таким чином, використання автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання в процесі технічного обслуговування електрообладнання дистанції електропостачання дозволяє зменшити фінансові витрати на 47878 грн/рік.

Розрахунок експлуатаційних витрат на автоматизовану систему моніторингу технічного стану електрообладнання, визначення вартості та строку її окупності. Оцінка економічної доцільності проводиться за трьома показниками: експлуатаційні витрати за рік, річний економічний ефект та строк окупності. Даними для розрахунку капітальних вкладень і експлуатаційних витрат служать конструктивні параметри та експлуатаційні показники порівнюваних варіантів техніки. Експлуатаційні витрати складаються з витрат на утримання , витрати на матеріали та запасні частини, електроенергію, а також витрати на амортизацію [9]. Отже, експлуатаційні витрати на систему технічного обслуговування і ремонту можна визначити за формулою:

$$C = C_E + C_H + C_{MAT} + C_{EE} + C_A , \qquad (5)$$

де C_E – загальна вартість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту електрообладнання;

C_H – соціальні нарахування на основний фонд заробітної плати;

C_{MAT} – витрати на матеріали і запасні частини;

C_{EE} – витрати на електроенергію;

C_A– амортизаційні відрахування.

Нарахування на заробітну плату становить 37,83 % від заробітної плати основного фонду, з яких 32 % – пенсійний збір, 2,9 % – соціальне страхування, 1,9 % – відрахування до фонду безробіття і страхування нещасних випадків 1,03 %. Нарахування на заробітну обчислюється за формулою:

$$C_H = k \cdot C_E \,, \qquad (6)$$

де k = 0,3783.

Тоді нарахування на заробітну плату складають для існуючої системи ТО і Р 92127,24 грн.; з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання – 74015 грн.

Витрати на матеріали й запасні частини складає 2% від вартості автоматизованої системи. Автоматизована система конструктивно складається з персональних комп'ютерів – робочих клієнтів, які встановлюються на тягових підстанціях, та сервера, встановленого на дистанції електропостачання (рис. 2).

Між собою клієнти та сервер з'єднуються за допомогою локальної мережі. Капіталовкладення на впровадження даної системи складаються з витрат на персональні комп'ютери у розмірі 2500 грн. за одиницю та витрат на створення локальної мережі у розмірі 10000 грн., тому

$$C_{MAT} = 0{,}02 \cdot 63000 = 1260 \text{ грн},$$

C_{MAT} для існуючої системи ТО і Р становлять 0 грн.

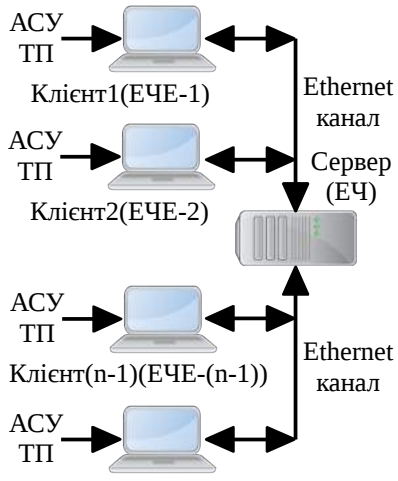


Рис. 2. Структура автоматизованої системи моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій

До експлуатаційних витрат відносяться амортизаційні нарахування і вартість електричної енергії. Норми амортизаційних нарахувань визначаються на основі вартості устаткування і складаються з відрахувань на відновлення, заміну й капітальний ремонт. Щорічні амортизаційні відрахування становлять 5% від вартості комплексу.

Таким чином, амортизаційні витрати на експлуатацію автоматизованої системи складуть 3150 грн. C_A для існуючої системи ТО і Р становлять 0 грн.

Витрати на електроенергію визначаються за формулою:

$$C_{EE} = P_{CT} \cdot B_E \cdot t, \qquad (7)$$

де P_{CT} – потужність персонального комп'ютера (300 Вт);

B_E – вартість 1 кВт/год електроенергії (1,57 грн.);

t – час, витрачений на проведення робіт з ТО і Р.

Таким чином, витрати на електроенергію для експлуатації автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання складуть:

$$C_{EE} = 0{,}3 \cdot 1{,}57 \cdot 95{,}613 = 45{,}034 \text{ грн.}$$

C_{EE} для існуючої системи ТО і Р становлять 0 грн.

Тепер визначимо експлуатаційні витрати за виразом (5):

– при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування:

C_1 = 243529,58 + 92127,24 = 335656,82 грн;

– з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання:

C_2 = 195651,57 + 74015 + 1260 + 45,034 + 3150 = 274121,604 грн.

Таблиця 1 – Експлуатаційні витрати на систему ТО і Р обладнання тягових підстанцій

Стаття витрат	Існуюча система ТО і Р	Система ТО і Р з використанням автоматизованого комплексу
Загальна вартість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту електрообладнання, грн.	243529,58	195651,57
Соціальні нарахування на основний фонд заробітної плати, грн.	92127,24	74015
Витрати на матеріали і запасні частини, грн.	0	1260
Витрати на електроенергію, грн.	0	45,034
Амортизаційні відрахування, грн.	0	3150
Експлуатаційні витрати, грн.	335656,82	274121,604

Річний економічний ефект від впровадження нової техніки розраховується з урахуванням сумарної економії всіх видів продуктивних ресурсів одержаної в результаті виробництва й експлуатації впроваджуваного пристрою, спрямованого на автоматизацію виробництва [9, 10], що забезпечує економію виробничих ресурсів, визначається як різниця витрат по базовій і новій техніці:

$$E = C_1 - (C_2 + K \cdot E_H) \,, \qquad (8)$$

де C_1 – експлуатаційні витрати на існуючу систему ТО і Р;

C_2 – експлуатаційні витрати на систему ТО і Р з використанням автоматизованого комплексу;

K – капітальні витрати на впровадження автоматизованої системи;

E_H – коефіцієнт ефективності капітальних витрат (E_H = 0,25 для обчислювальної техніки).

Таким чином, річний економічний ефект від впровадження автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання буде рівним:

$$E = 335656{,}82 - (\,274121{,}604 + 63000 \cdot 0{,}25\,) = 45785{,}216 \text{ грн.}$$

Строк окупності автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання визначимо за формулою:

$$T = \frac{C_2 + K \cdot E_H}{E}\ . \qquad (9)$$

Підставивши відповідні значення у формулу (9) отримаємо:

$$T = \frac{274121{,}604 + 63000 \cdot 0{,}25}{45785{,}216} = 6{,}3 \text{ роки.}$$

При наявності на тягових підстанціях персональних комп'ютерів капіталовкладення на впровадження даної системи складаються з витрат на створення локальної мережі для даної системи у розмірі 10000 грн., тому

$$C_{\text{МАТ}} = 0{,}02 \cdot 10000 = 200 \text{ грн;}$$

$$C_{\text{А}} = 0{,}05 \cdot 10000 = 500 \text{ грн;}$$

$$C_3 \ \ 195651{,}57 \ 74015 + 200 + 45{,}034 + 500 = 270411{,}604 \text{ грн.}$$

Річний економічний ефект від впровадження автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання та строк її окупності в цьому випадку буде дорівнювати:

$$E = 335656{,}82 - (\,270411{,}604 + 10000 \cdot 0{,}25\,) = 62745{,}216 \text{ грн;}$$

$$T = \frac{270411{,}604 + 10000 \cdot 0{,}25}{62745{,}216} = 4{,}35 \text{ роки.}$$

Таким чином, річний економічний ефект від впровадження автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання та строк її окупності для двох варіантів виконання автоматизованого комплексу відповідають вимогам нормативних значень для електронно–обчислювальної техніки.

Висновки. Застосування автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання в процесі технічного обслуговування і ремонту устаткування тягових підстанцій дає змогу значно скоротити час на ремонтно–профілактичні роботи шляхом зменшення часу на проведення діагностичних вимірювань (при наявності датчиків контролю діагностичних параметрів електрообладнання), обробку їх результатів та постановку діагнозу з подальшим плануванням об'єму робіт. В свою чергу це зменшує річні фінансові витрати на проведення ремонтно–профілактичних робіт. Строк окупності автоматизованого комплексу при його впровадженні лише для одного типу обладнання для дистанції електропостачання в цілому складає 6,3 роки при відсутності персональних комп'ютерів та 4,35 роки при їх наявності. При впровадженні комплексу для всіх типів електрообладнання ТП витрати на проведення ремонтно–профілактичних робіт та строк окупності можна значно скоротити.

Список літератури: 1. Matusevych, O. O., Sychenko, V. G. and Bialon A. "Continuous improvement of technical servicing and repair system of railway substation on the basis of FMEA methodology". *Technika Transportu Szynowego* 1-2 (2016): 75—79. Print. **2.** *Міронов, Д.В.* Автоматизована система моніторингу та прогнозування фактичного залишкового ресурсу обладнання тягових підстанцій / *Д.В. Міронов* // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. - № 4(1). – С. 51-63. **3.** *Шостак, В. В.* Критерії оптимальності структури ремонтного циклу обладнання для виробництва деревностружкових плит / *В. В. Шостак* // Науковий вісник Українського державного лісотехнічного університету. – 2001. - № 11.2. – С. 18-21. **4.** *Дубровин, Л. И.* К вопросу определения экономически оптимальной периодичности ремонтов сложных восстанавливаемых устройств / *Л. И. Дубровин* // Надежность и контроль качества. – 1974. - №4. – С. 91-94. **5.** *Южаков, Б. Г.* Монтаж, наладка, обслуживание и ремонт электрических установок / *Б. Г. Южаков*. – Москва: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2008. – 412 с. **6.** Нормы времени и нормативы численности на текущие ремонты и межремонтные испытания оборудования тяговых и трансформаторных подстанций железных дорог. – Москва, 2007. – 283 с. **7.** Інструкція з технічного обслуговування і ремонту обладнання тягових підстанцій, пунктів живлення і секціонування електрифікованих залізниць. – К. : ТОВ «Інпрес», 2008. - 125 с. **8.** *Назарычев, А. Н.* Совершенствование системы ремонтов электрооборудования электростанций и подстанций с учетом технического состояния: дисс. ... д-ра техн. наук / *Назарычев Александр Николаевич*; Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина. – Иваново, 2005. – 390 с. **9.** *Головань, С.И., Спиридонов, М.А.* Бизнес-планирование и инвестирование. Учебник / *С.И. Головань, М.А. Спиридонов.* - Ростов н/Д: Феникс, 2008. – 302 с. **10.** *Непомнящий, Е.Г.* Экономическая оценка инвестиций Учебное пособие / *Е.Г. Непомнящий.* - Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. – 292 с.

Bibliography (transliterated): 1. Matusevych O.O., Sychenko V.G. and Bialon A. "Continuous improvement of technical servicing and repair system of railway substation on the basis of FMEA methodology." Technika Transportu Szynowego 1-2 (2016): 75-79. Print. **2.** Mironov D.V. "Avtomatizovana sistema monitoringu ta prognozuvannya faktichnogo zalishkovogo resursu obladnannya tyagovikh pidstantsiy." *Elektrotekhnika i elektromekhanika* 4(1) (2016): 51-63. Print. **3.** Shostak V.V. "Kriteriï optimal'nosti strukturi remontnogo tsiklu obladnannya dlya virobnitstva derevnostruzhkovikh plit." *Naukoviy visnik Ukraïns'kogo derzhavnogo lisotekhnichnogo universitetu* 11.2 (2001): 18-21. Print. **4.** Dubrovin, L.I. "K voprosu opredeleniya ekonomicheski optimal'noy periodichnosti remontov slozhnykh vosstanavlivaemykh ustroystv." Nadezhnost' i kontrol' kachestva 4 (1974): 91-94. Print. **5.** Yuzhakov, B. G. *Montazh, naladka, obsluzhivanie i remont elektricheskikh ustanovok.* Moskva: GOU «Uchebno-metodicheskiy tsentr po obrazovaniyu na zheleznodorozhnom transporte», 2008. Print. **6.** *Normy vremeni i normativy chislennosti na tekushchie remonty i mezhremontnye ispytaniya oborudovaniya tyagovykh i transformatornykh podstantsiyzheleznykh dorog*. Moskva, 2007. Print. **7.** *Instruktsiya z tekhnichnogo obslugovuvannya i remontu obladnannya tyagovikh pidstantsiy, punktiv zhivlennya i sektsionuvannya elektrifikovanikh zaliznits'*. K.: TOV «Inpres», 2008. Print. **8.** Nazarychev, A. N. *Sovershenstvovanie sistemy remontov elektrooborudovaniya elektrostantsiy i podstantsiy s uchetom tekhnicheskogo sostoyaniya*: diss. ... d-ra tekhn. nauk Ivanovo, 2005. Print. **9.** Golovan', S.I. and Spiridonov, M.A. *Biznes-planirovanie i investirovanie*. Uchebnik. Rostov n/D: Feniks, 2008. Print. **10.** Nepomnyashchiy, E.G. *Ekonomicheskaya otsenka investitsiy Uchebnoe posobie*. Taganrog: Izd-vo TRTU, 2005. Print.

Надійшла 03.07.2017

УДК 621.33

В. Б. КЛЕПИКОВ, докт. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
Е. В. САКУН, аспирант, НТУ «ХПИ».

ПРОГРАММНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ ПОЛОЖЕНИЙ ВАЛОВ КОРОБКИ ПЕРЕДАЧ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ

Введение. Ограниченность мировых запасов нефти и газа, а также постоянно ухудшающаяся экологическая обстановка в крупных городах создают необходимость перехода человечества на альтернативные виды транспорта. В перспективе прогнозируется переход от автомобилей с двигателями внутреннего сгорания к электромобилям [9]. Уже сейчас все ведущие автомобильные фирмы ведут разработку, изготавливают либо серийно выпускают электромобили.

В рамках выполнения европроекта «TEMPUS-MPAM» на кафедре «Автоматизированные электромеханические системы» НТУ «ХПИ» была открыта специализация с ориентацией на мехатронику электромобилей. В связи с этим сотрудниками кафедры к 2015 г. на базе автомобиля «Ланос» был создан электромобиль, предназначенный для учебных и научных целей [10]. Особенностью электропривода, заменившего двигатель внутреннего сгорания, было исполнение источника электропитания в виде сочетания аккумуляторной и суперконденсаторной батарей, а также сохранение коробки передач. Во-первых, это позволило набрать аккумуляторную батарею из свинцово-кислотных гелиевых аккумуляторов отечественного производства (завод «Владар», Харьков), обеспечив возврат энергии в тормозных режимах (снижение скорости и движение под уклон). Во-вторых, сохранение коробки передач позволило использовать электродвигатель меньшей мощности, а также поставило задачу использования возможностей микропроцессорного электропривода для синхронизации скоростей ее валов.

Целесообразность применения в электроприводе электромобиля коробки передач с использованием возможностей электропривода для решения проблемы согласования скоростей входного и выходного валов отмечена и в некоторых зарубежных источниках [6-8]. В них так же указывалось, что применение коробки передач в электромобиле может не только улучшить его ходовые характеристики, но и повысить энергоэффективность. Однако применение существующих коробок передач в электромобилях является проблематичным по критериям сложности, стоимости, веса и габаритов.

В данной статье рассматривается возможность существенного упрощения коробки передач для электромобиля с одновременным повышением энергоэффективности и улучшением технических характеристик системы электропривода.

Анализ литературы. Первоначально электромобили оборудовались коробкой передач, так как это позволяло использовать двигатель с меньшим максимальным моментом, а соответственно и массо-габаритными показателями. Появление тяговых двигателей с высоким максимальным моментом и малой массой позволило создавать электромобили без использования коробки передач, заменяя ее трансмиссией с постоянным передаточным числом.

Однако дальнейшие исследования, проводимые с целью увеличения дальности пробега электромобилей без подзаряда, показали, что в электроприводе с постоянным передаточным числом потери в двигателе все же достаточно велики и могут быть снижены за счет использования переменного передаточного числа коробки передач и оптимального с точки зрения энергоэффективности алгоритма их переключения [1-5].

Коэффициент полезного действия (КПД) электродвигателя нелинейно зависит от его скорости и вращающего момента. Типовая статическая диаграмма этой зависимости для тягового двигателя электромобиля показана на рис. 1. Область работы двигателя ограничена тремя линиями: линией максимальной скорости $\omega = \omega_{max}$, линией максимального вращающего момента $M=M_{max}$ и кривой максимальной мощности $P=\omega M=P_{max}$. Из диаграммы видно, что высокий КПД двигателя (η) сохраняется только в небольшой рабочей области, а работа в других областях приводит к увеличению потерь.

Использование коробки передач позволяет при одной и той же скорости V и силе тяги F электромобиля работать в разных точках диаграммы КПД двигателя. При этом скорость и момент двигателя будут равняться

$$\omega = V \cdot \frac{i_{ГП}}{R_К} \cdot i_{КП}\,, M = F \cdot \frac{R_К}{i_{ГП} \cdot i_{КП}}\,,$$

где $R_К$ – радиус колес электромобиля, $i_{ГП}$ – передаточное число главной передачи, $i_{КП}$ – передаточное число коробки передач.

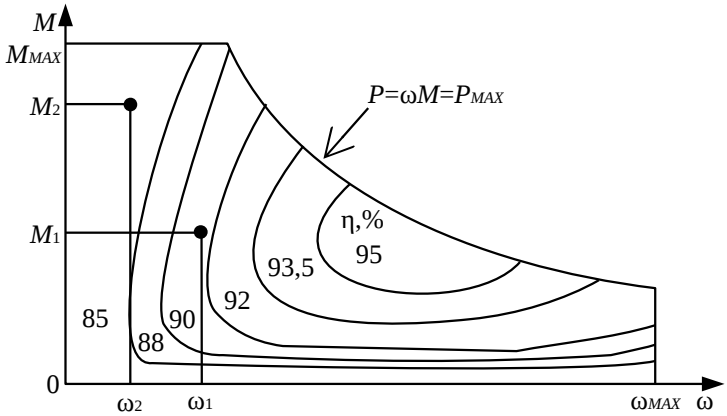


Рис. 1 Диаграмма КПД двигателя

На рис. 1 показаны две рабочие точки дви-

© В.Б. Клепиков, Е.В. Сакун, 2017

гателя (ω_1, M_1) и (ω_2, M_2) при одинаковых значениях величин скорости и силы тяги электромобиля, но с разными передаточными числами коробки передач. Видно, что вторая точка находится в области с более высоким КПД, и, следовательно, движение на второй передаче с точки зрения энергоэффективности будет целесообразней.

Алгоритмы определения оптимальной передачи в процессе движения могут быть различными и основаны на снижении потерь за счет переключения передач таким образом, чтобы система двигатель-преобразователь большую часть времени находилась в области с более высоким КПД. Разработка подобных алгоритмов затрудняется тем, что требуемую скорость электромобиля невозможно предугадать заранее, так как она задается водителем. Возможность снижения потерь за счет использования коробки передач подтверждается как результатами компьютерного моделирования [1-3], так и реальными экспериментами [4,5].

В [1] показано, что увеличение пробега без подзаряда благодаря применению переменного передаточного числа зависит от многих факторов, таких как алгоритм переключения, тахограмма движения, тип коробки передач, и для легкового транспорта может составлять более 10%.

Одним из недостатков существующих конструкций коробок передач является необходимость синхронизации скоростей входного и выходного валов при переключениях, так как подключение валов, вращающихся с разной скоростью, привело бы к возникновению удара, разрушающего механические части устройства. В [6-8] предлагается использование программного управления электроприводом для выполнения этой функции.

Цель работы. В настоящей работе производится углубленный анализ работы существующих коробок передач и определение путей улучшения их работы с учетом возможностей микропроцессорного управления электроприводом электромобиля. Для достижения этой цели в работе производится анализ процессов, происходящих при переключении передач, и выяснение целесообразности выполнения синхронизации положений средствами электропривода; разработка функциональной схемы и системы управления электроприводом с синхронизацией положений; проверка технических решений с помощью компьютерного моделирования.

Принцип работы механической коробки передач. Для уяснения сущности проблемы рассмотрим принцип работы традиционной коробки передач, упрощенная схема которой показана на рис. 2.

Вращающий момент двигателя передается на первичный вал (2), на котором жестко закреплены первичные шестерни передач (5 и 8). На вторичном валу (1) находятся вторичные шестерни передач (3 и 6), но, в отличие от первичных шестерен, они установлены на подшипниках и могут вращаться независимо от вторичного вала.

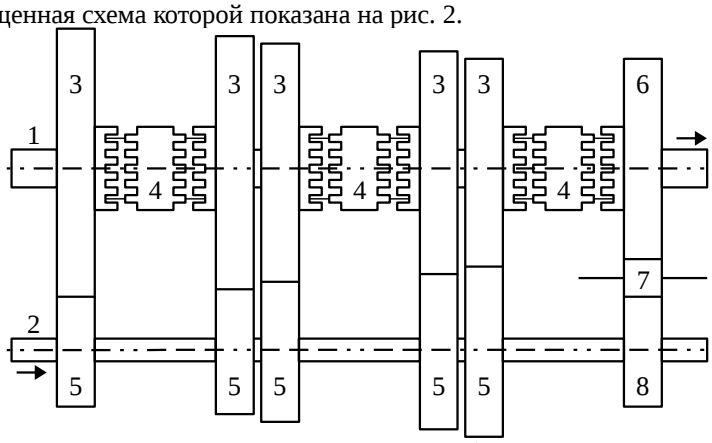


Рис. 2 Упрощенная схема коробки передач

Первичные и вторичные шестерни прямых передач (5 и 3) всегда находятся в зацеплении и вращаются с пропорциональными скоростями. Коэффициент пропорциональности зависит от соотношения количества зубьев на первичной и вторичной шестернях. Первичная и вторичная шестерни задней передачи (8 и 6) соединены через промежуточную шестерню (7) и также вращаются с пропорциональными скоростями, но в противоположном направлении. В общем случае все вторичные шестерни имеют разные угловые скорости вращения.

Режим, когда вторичный вал вращается независимо от всех вторичных шестерен, называется нейтральной передачей. В этом режиме вращающий момент двигателя не передается на вторичный вал коробки передач.

Для передачи вращающего момента на вторичный вал необходимо жесткое соединение одной из вторичных шестерен с этим валом. Такое соединение осуществляется с помощью муфт синхронизаторов (4).

Муфта синхронизатора всегда вращается со скоростью вторичного вала, и, благодаря подвижному шлицевому соединению, может перемещаться вдоль него. Перемещаясь вдоль вала муфта синхронизатора может соединяться со вторичной шестерней передачи с помощью кулачков, имеющихся на муфте и на шестерне. При этом происходит жесткое соединение вторичной шестерни передачи со вторичным валом коробки передач.

Муфты синхронизаторов расположены между парой соседних вторичных шестерен. С помощью трех муфт синхронизаторов можно производить включение одной из шести передач. Одновременное включение нескольких передач недопустимо и может привести к разрушению элементов коробки передач. Для предотвращения подобной ситуации используется специальный блокировочный механизм.

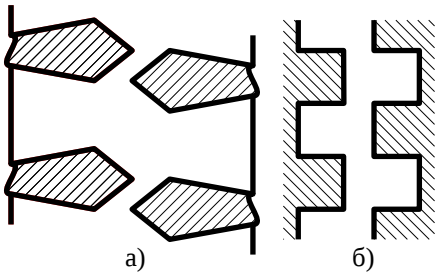
Перемещение муфт синхронизаторов выполняется водителем с помощью рычага переключения передач, который находится вне корпуса коробки передач.

Очевидно, что для соединения вторичного вала с вторичной шестерней передачи без возникновения удара их угловые скорости должны быть равны. Процесс выравнивания скоростей называется синхронизацией.

Для выполнения синхронизации используются так называемые синхронизаторы, которые устанавливаются на муфтах синхронизаторов. При включении передачи синхронизатор блокирует перемещение муфты до тех пор, пока ее угловая скорость и скорость соответствующей шестерни не выровняются. Выравнивание скоростей происходит благодаря моменту трения, создаваемого синхронизатором вследствие фрикционной связи между ними. Перед переключением передачи двигатель отключают от коробки передач с помощью сцепления, что су-

щественно снижает нагрузку на синхронизатор.

После синхронизации выполняется замыкание передачи, при котором кулачки муфты переключения передач входят в зацепление с кулачками вторичной шестерни выбранной передачи. Так как после синхронизации скоростей положения кулачков муфты и шестерни могут быть произвольными друг относительно друга, требуется особая форма профиля кулачков для обеспечения их надежного замыкания, показанная на рис. 3а. Очевидно, что вследствие износа в процессе эксплуатации будет происходить изменение формы профиля кулачков, что, в свою очередь, приведет к снижению вероятности успешного включения передачи, что особенно актуально в случае использования коробки передач для повышения энергоэффективности, так как переключения передач в этом случае могут производиться существенно чаще, чем при традиционном использовании.



а) б)

Рис. 3 Профили кулачков

Эта проблема может быть решена путем синхронизации положений кулачков муфты и шестерни средствами микропроцессорного электропривода. В этом случае может использоваться простая прямоугольная форма кулачков (рис. 3б), а задача их точного позиционирования друг относительно друга будет решаться путем программного управления силовым полупроводниковым преобразователем.

Проведенный анализ диаграммы КПД электродвигателя и принципа функционирования традиционной коробки передач позволяет сделать следующие выводы:

1. Площади равновеликих значений КПД достаточно обширны, что позволяет, благодаря регулированию скорости электропривода, обойтись меньшим числом ступеней коробки передач для перевода рабочей точки в зону повышенного КПД.

2. Микропроцессорное управление электроприводом создает возможности программным путем определять номер передачи с большей энергоэффективностью, а также осуществлять синхронизацию скоростей валов коробки передач и положений кулачков, а следовательно исключить необходимость механических синхронизаторов. Таким образом, программное управление создает возможность упростить коробку передач, снизить ее вес, габариты и стоимость, а также повысить надежность ее работы.

Функциональная схема. Построим функциональную схему и определим алгоритм ее действия, которые могут обеспечить реализацию вышесказанных улучшений.

Для выполнения синхронизации положений нужно иметь сигналы угловых положений кулачков муфты и шестерни, для чего предлагается использовать два абсолютных энкодера, подключенных к первичному и вторичному валам коробки передач.

Перемещение муфты переключения передач вдоль вторичного вала предлагается выполнять с помощью позиционного электропривода. В этом случае коробка передач может быть полностью автоматической, что необходимо для программного переключения передач с целью повышения энергоэффективности.

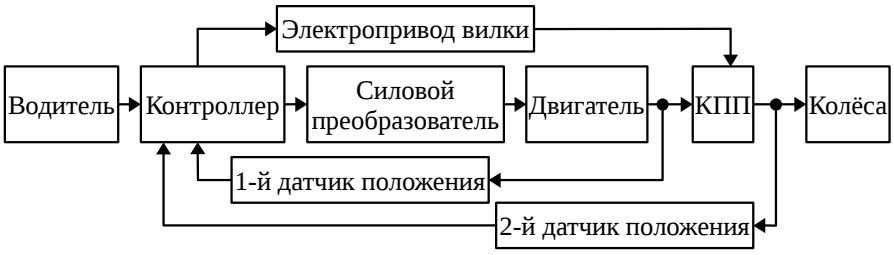


Рис. 4 Функциональная схема

На рис. 4 показана функциональная схема электропривода электромобиля с коробкой передач и функцией синхронизации положений. Контроллер получает сигнал задания силы тяги от водителя, а также сигналы с датчиков положения первичного и вторичного валов коробки передач, из которых определяет сигналы задания для силового полупроводникового преобразователя и электропривода вилки переключения передач. Силовой полупроводниковый преобразователь питает электродвигатель, вал которого подключен к первичному валу коробки передач. Выходной вал коробки передач соединен через дифференциал с колесами электромобиля.

Система управления. Для исследования возможности синхронизации положений шестерни и муфты коробки передач была выбрана система электропривода типа широтно-импульсный преобразователь – двигатель постоянного тока, реализованная в электроприводе созданного на кафедре электромобиля [10].

Предлагаемый алгоритм функционирования предусматривает выполнение синхронизации положений в два этапа:

1. Синхронизация скоростей; 2. Синхронизация положений.

Такое решение, не являясь оптимальным с точки зрения быстродействия, упрощает реализацию.

С учетом вышесказанного, система подчиненного регулирования выполняется с такими контурами: контур регулирования момента, контур регулирования скорости и контур регулирования положения, с ограничениями по максимальному току и напряжению двигателя. Последние два контура могут отключаться от системы в зависимости от текущего режима работы.

В *режиме регулирования момента* (режим нормального движения) отключаются оба внешних контура, а сигнал задания момента поступает от педали акселератора. В *режиме синхронизации скоростей* отключается контур положения, а сигналом задания является скорость вторичного вала. В *режиме синхронизации положений*

все контуры подключены, на вход контура положения поступает разность положений муфты и шестерни коробки передач, а на вход контура скорости поступает сумма сигнала текущей скорости вторичного вала и сигнала с выхода регулятора положения. Такое решение позволяет использовать сигнал смещения положений шестерни и муфты друг относительно друга вместо непрерывно возрастающих сигналов их положений.

Все контура системы настроены на модульный оптимум, с ПИ-регулятором момента и П-регуляторами скорости и положения.

При компьютерном моделировании использовались следующие данные: номинальное напряжение двигателя 72 В, номинальный ток двигателя 200 А, максимальный ток двигателя 500 А, сопротивление якоря 0,01 Ом, индуктивность якоря 0,093 мГн, КФ 0,2 В·с/рад, момент инерции ротора 0,0268 кг·м².

Результаты моделирования. На рис. 6 показаны переходные процессы момента, скорости двигателя, положений муфты и шестерни в системе при выполнении синхронизации, полученные путем компьютерного моделирования. Скорость вращения муфты, равная скорости вторичного вала, была принята неизменной, поскольку процесс переключения передачи происходит достаточно быстро, а инерционность электромобиля достаточно велика.

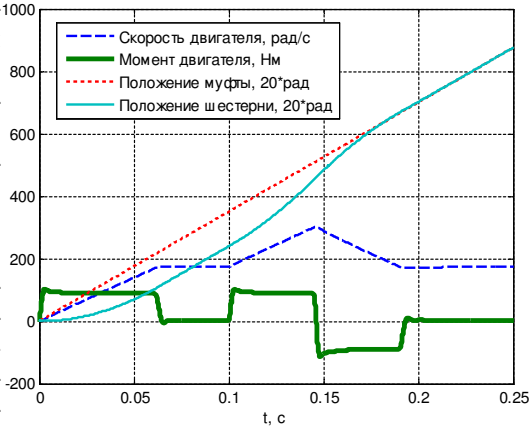


Рис. 6 Результаты моделирования

В начальный момент времени скорость вторичной шестерни была принята равной нулю. На интервале 0÷0,06 с выполняется синхронизация скоростей шестерни и муфты. Ее завершение подтверждается равенством наклонов линейно возрастающих сигналов скоростей муфты и шестерни на интервале 0,06÷0,1 с. Вторым этапом, на интервале 0,1÷0,18 с, является синхронизация положений, в результате которой положения муфты и шестерни выравниваются. Таким образом, результаты моделирования подтверждают возможность осуществления синхронизации скоростей и положений муфты и шестерни коробки передач средствами электропривода.

Выводы. При использовании коробки передач в электромобилях с целью повышения его энергоэффективности целесообразно применение программного управления процессом согласования не только скоростей входного и выходного валов, но и положений кулачков. Предложена функциональная схема реализации электропривода и алгоритм управления процессом синхронизации. Сделан вывод о целесообразности конструктивного изменения формы кулачков муфты и шестерни.

Список литературы: **1**. *Ren, Q.; Crolla, D.A.; Morris, A.* "Effect of Transmission Design on Electric Vehicle (EV) Performance", 2009. **2**. *Bottiglione, F.; De Pinto, S.; Mantriota, G.; Sorniotti, A. Energy* Consumption of a Battery Electric Vehicle with Infinitely Variable Transmission. Energies 2014, 7, 8317-8337. **3**. *T. Hofman and C.H. Dai*, "Energy Efficiency Analysis and Comparison of Transmission Technologies for an Electric Vehicle", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference(VPPC), Sept. 1-3, 2010. **4**. *P. Spanoudakis; N. C. Tsourveloudis; G. Koumartzakis; A. Krahtoudis; T. Karpouzis; I. Tsinaris*, "Evaluation of a 2-speed transmission on electric vehicle's energy consumption", Electric Vehicle Conference (IEVC), Dec. 17-19, 2014. **5**. *Jun-Qiang, Xi, Xiong Guang-Ming, and Zhang Yan*. "Application of automatic manual transmission technology in pure electric bus." 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (2008). **6**. Патент США № 5951436, 1996. **7**. *Yu, Chih-Hsien, and Chyuan-Yow Tseng*. "Research on gear-change control technology for the clutchless automatic-manual transmission of an electric vehicle." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering 227.10 (2013): 1446-458. **8**. *Yu, Chih-Hsien, Chyuan-Yow Tseng, and Chin-Ping Wang.* "Smooth gear-change control for EV Clutchless Automatic Manual Transmission." 2012 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM) (2012). **9**. Шидловский А.К. Применение суперконденсаторов в автономном аккумуляторном электротранспорте / А.К. Шидловский, В.Б.Павлов, А.В.Попов // Техн. эл.динамика. – 2008. – С.43-47. **10.** Из опыта создания электропривода электромобиля с суперконденсаторным накопителем энергии / [В. Б. Клепиков, А. С. Гончар, А. В. Семиков та ін.]. // Вестник Нац. техн. ун-та "ХПИ". - 2015. - №12. - С. 195-198.

Bibliography (transliterated): **1**. *Ren,Q.; Crolla, D.A.; Morris, A.* "Effect of Transmission Design on Electric Vehicle (EV) Performance", 2009. **2**. *Bottiglione, F.; De Pinto, S.; Mantriota, G.; Sorniotti, A. Energy* Consumption of a Battery Electric Vehicle with Infinitely Variable Transmission. Energies 2014, 7, 8317-8337. **3**. *T. Hofman and C.H. Dai*, "Energy Efficiency Analysis and Comparison of Transmission Technologies for an Electric Vehicle", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference(VPPC), Sept. 1-3, 2010. **4**. *P. Spanoudakis ; N. C. Tsourveloudis; G. Koumartzakis; A. Krahtoudis; T. Karpouzis; I. Tsinaris*, "Evaluation of a 2-speed transmission on electric vehicle's energy consumption", Electric Vehicle Conference (IEVC), Dec. 17-19, 2014. **5**. *Jun-Qiang, Xi, Xiong Guang-Ming, and Zhang Yan*. "Application of automatic manual transmission technology in pure electric bus." 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (2008). **6**. US Pathent № 5951436, 1996. **7**. *Yu, Chih-Hsien, and Chyuan-Yow Tseng*. "Research on gear-change control technology for the clutchless automatic–manual transmission of an electric vehicle." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering 227.10 (2013): 1446-458. **8**. *Yu, Chih-Hsien, Chyuan-Yow Tseng, and Chin-Ping Wang.* "Smooth gear-change control for EV Clutchless Automatic Manual Transmission." 2012 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM) (2012). **9**. Shidlovskiy, A.; Pavlov V.; Popov A. “Primenenie superkondensatorov v avtonomnom akkumulyatornom elektrotransporte” Tehn. el.dinamika, 2008. – p.43-47. **10.** Klepikov, V.; Gonchar, A.; Semikov, A. “Iz opyita sozdaniya elektroprivoda elektromobilya s superkondensatornyim nakopitelem energii” Vestnik NTU "KhPI", 2015. #12. p. 195–198.

Поступила 30.05.2017

УДК 621.33

Д. А. ПШЕНИЧНИКОВ, к.т.н., доцент, НТУ «ХПИ»;
Б. В. ВОРОБЬЁВ, аспирант, НТУ «ХПИ».

СТЕНД АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ

Введение. Из года в год объем выпуска электромобилей существенно возрастает и, по мнению мировых экспертов, к 2025 году массовая доля электрического транспорта составит более 25%. В современных серийно выпускаемых электромобилях, как правило, в качестве приводного двигателя используются синхронные машины с постоянными магнитами, основным преимуществом которых является высокий максимальный момент, что позволяет использовать редуктор с фиксированным передаточным числом [1]. Это упрощает конструкцию, снижает число механических элементов, что увеличивает суммарный КПД. Тенденция к росту количества электромобилей ведет к неизбежному увеличению объема добычи редкоземельных материалов, из которых производятся постоянные магниты. Количество этих материалов весьма ограничено и, учитывая темпы роста, гораздо более предпочтительно использование асинхронного электродвигателя, который, хоть и обладает меньшим пусковым моментом, имеет ряд преимуществ, таких как: низкая стоимость, высокая надежность и минимальные требования к техобслуживанию. На сегодняшний день среди серийно выпускаемых электромобилей только TESLA использует асинхронный двигатель в качестве приводного.

Постановка задачи исследования. Ставится задача разработки структуры испытательного стенда на базе асинхронного двигателя, который позволил бы моделировать движение электромобиля в различных режимах работы, включая рекуперативное торможение, и с различными характеристиками нагрузки, например, с характеристикой отрицательного вязкого трения с падающим участком. Для проверки адекватности предлагаемой структуры выполняется ее математическое моделирование.

Материалы исследований. *Функциональная схема.* Испытательный стенд (рис 1) представляет собой установку для получения динамических характеристик с возможностью моделирования любой нагрузочной характеристики, исследования режима рекуперативного торможения, а также осуществления моделирования любого цикла движения. На схеме: АКБ – аккумуляторная батарея, АИН – автономный инвертор напряжения, ПЧ – преобразователь частоты, СУ – система управления, ДТ – датчики тока, *QF* – контактор, РТП – реверсивный тиристорный преобразователь, М – нагрузочная машина, АД – асинхронный двигатель, *BR* – тахогенератор, КПП – коробка переключения передач.

Стенд выполнен на базе асинхронного двигателя. Система его управления может быть построена двумя способами: 1) При питании от сети с использованием преобразователя частоты.

2) При питании от батареи аккумуляторов с использованием автономного инвертора напряжения.

Первая система, в сравнении со второй, обладает основным преимуществом – дешевизной, однако, при моделировании весомым допущением будет падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника и, как следствие, невозможность моделирования динамических процессов с учетом разряда АКБ.

Изменение внутреннего сопротивления аккумуляторов на примере свинцово-кислотных АКБ показано на рисунке 2 [2]. Использование системы с АКБ позволит моделировать работу электромобиля в условиях, максимально приближенных к реальным.

В свою очередь, структура может измениться при выборе того или иного типа аккумуляторов. При выборе свинцово-кислотных аккумуляторов для реализации рекуперативных режимов необходимо использование суперконденсаторной батареи и запирающего диода, так как свинцово-кислотные аккумуляторы неспособны принимать большие токи в течение короткого промежутка времени. Использование литий-ионных аккумуляторов позволяет исключить запирающий диод и суперконденсаторную батарею, однако, они обладают гораздо большей стоимостью. Например, при разряде пусковым током 100 А, внутреннему сопротивлению 4 мОм соответствует падение напряжения 0,8 В, сопротивление поляризации добавляет еще около 0,5 В – и это в самом начале разряда.

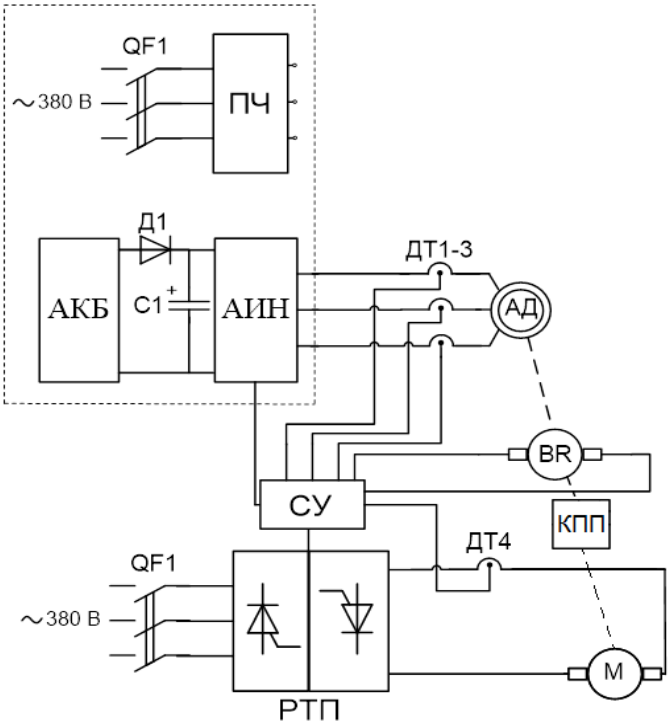


Рисунок 1 – функциональная схема испытательного стенда

© Д.А. Пшеничников, Б.В. Воробьёв, 2017

Приведенные данные соответствуют новым АКБ емкостью порядка 100 А·ч. Для старых батарей или батарей меньшей емкости потери будут больше. Для батареи в 50 А·ч того же типа потери приблизительно вдвое больше. Следовательно, падение напряжения на одном элементе составит около 10%, а при разряде глубже 80% – около 18%. Известно, что момент асинхронного двигателя пропорционален квадрату напряжения, а это значит, что максимальный момент снизится в 0,672 раза, что приведёт к значительным ухудшения динамических характеристик электромобиля.

Система управления асинхронным двигателем представляет собой систему стабилизации тока. В качестве датчиков используются трансформаторы тока. Нагрузочная машина выполнена в виде двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, который запитан от реверсивного тиристорного преобразователя с возможностью рекуперации энергии торможения в сеть.

Описание системы управления. Обобщенная функциональная схема системы управления стендом показана на рисунке 3. На схеме: БП – блок питания, МК – микроконтроллер, БВИД – блок вывода измеренных данных, БСН – блок согласования напряжений, ОС ДТ1-4, *BR* – обратные связи от датчиков тока и тахогенератора, ЗВ ПЧ/АИН, ЗВ РТП – задающие воздействия.

БСН служит для обеспечения гальванической развязки, а также согласования напряжения сигналов обратных связей и выходных напряжений ЦАП микроконтроллера со стандартными входными напряжениями ПЧ и РТП. Микроконтроллер содержит управляющую программу для формирования задающих воздействий на ПЧ и РТП с возможностью обеспечения различных характеристик нагрузки, а также моделирования движения электромобиля в различных циклах движения. Блок питания согласует питающее напряжение стенда (фазное 220 В от сети или напряжение АКБ) с напряжением питания микроконтроллера. БВИД обеспечивает вывод данных на дисплей и в файл.

Формирование нагрузки. Функциональная схема системы управления нагрузочной машиной показана на рисунке 4. На схеме: БВ – блок питания обмотки возбуждения двигателя, ОВ – обмотка возбуждения, *L* – токоограничивающий реактор, *QF* – автоматический выключатель, ТТ – трансформатор тока, БТ «В» и БТ «Н» – блоки тиристорные (комплект «Вперед» и «Назад»), Д – двигатель, ТГ – тахогенератор, ДТ – датчик тока, УЗ – узел защиты, РТ – регулятор тока, НЗ – нелинейное звено, ПХ – переключатель характеристик, СИФУ – система импульсно-фазового управления, ДН – датчик напряжения, УЛ – устройство логическое, БВХН – блок выбора характеристики нагрузки, ЗСХ – задание селектора характеристик.

На БВХН поступает программное задание величины нагрузки, которое зависит от силы сопротивления воздуха, динамической составляющей, силы трения, а также дополнительной составляющей при движении по наклонной поверхности. Также задается вид характеристики коэффициента трения. Задание с блока поступает на регулятор тока, а затем – на СИФУ, которое подает управляющие импульсы на тиристорный преобразователь. Контур тока обеспечивает стабилизацию тока для формирования корректной нагрузки на асинхронный двигатель, а обратная связь по скорости необходима для формирования коэффициента трения при использовании характеристики отрицательного вязкого трения.

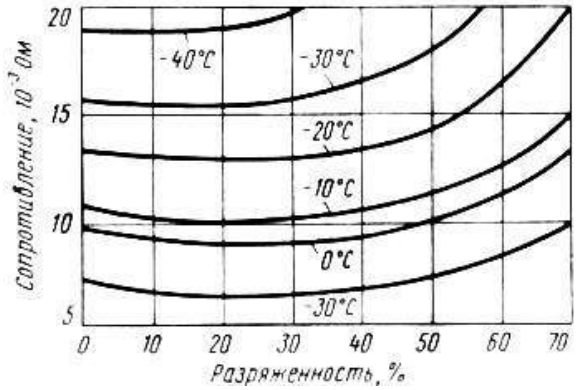


Рисунок 2 – зависимость внутреннего сопротивления свинцово-кислотного аккумулятора ёмкостью 90 А·ч и напряжением 12В.

Компьютерная модель. Для построения компьютерной модели были использованы библиотеки Simulink и SimPowerSystems пакета MATLAB. Модель системы электропитания (рис. 5) представлена в виде источника постоянного тока с учетом внутреннего сопротивления, а также параллельно подключенной через разделительный диод батареи суперконденсаторов.

Система формирования нагрузки включает в себя четыре составляющих [3]:

$$F_{\text{тяги}} = F_{\text{кач}} + F_{\text{под}} + F_{\text{возд}} + F_{\text{ин}}\ , \qquad (1)$$

где $F_{\text{тяги}}$ – сила тяги на ведущих колесах, Н;

$F_{\text{кач}}$ – сила трения качения колес, Н;

$F_{\text{под}}$ – сила сопротивления подъему, Н;

$F_{\text{возд}}$ – сила сопротивления воздуха, Н;

$F_{\text{ин}}$ – сила сопротивления разгону (сила инерции), Н.

Сила сопротивления качению:

$$F_{\text{кач}} = f \cdot m \cdot g\ , \qquad (2)$$

где $F_{\text{кач}}$ – сила сопротивления качению, Н;

f – коэффициент трения качения;

m – масса электромобиля, кг;

g – ускорение свободного падения, м/с^2;

Коэффициент трения качения принимаем 0,017.

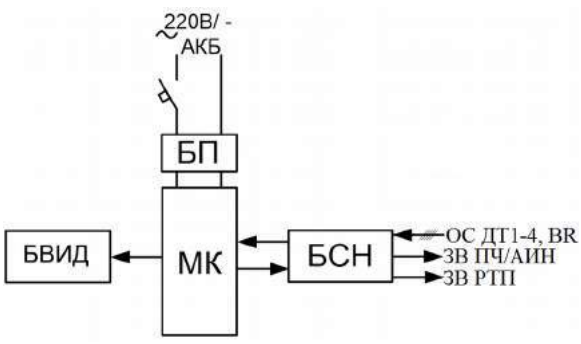
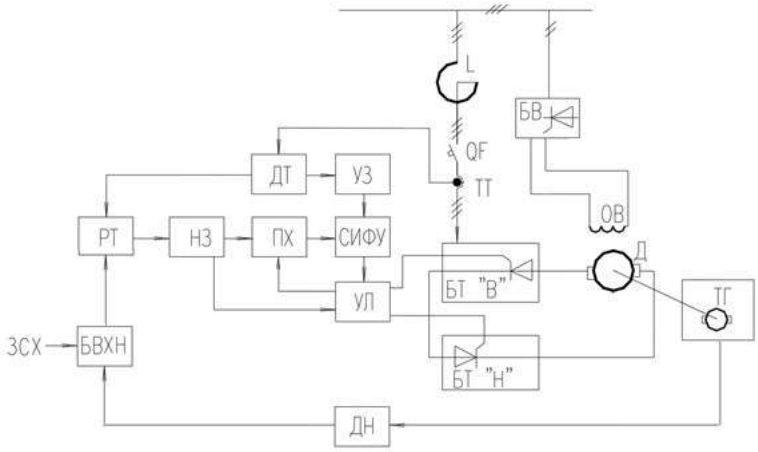


Рисунок 3 – обобщенная функциональная схема системы управления



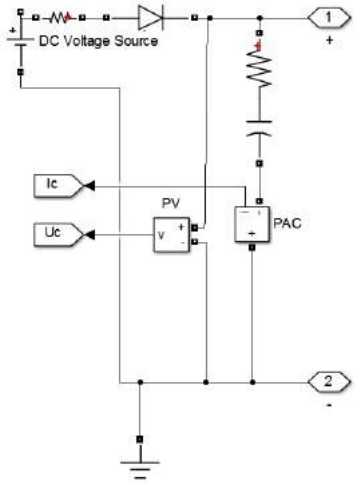


Рисунок 4 – функциональная схема системы управления нагрузкой Рисунок 5 модель системы электропитания

Считаем, что сила трения качения не зависит от скорости электромобиля и является постоянной на любой передаче:

Также, в качестве нагрузки трения, в модели предусмотрена характеристика отрицательного вязкого трения [4]. Зависимость коэффициента трения от скорости показана на рис. 6. При скоростях более 20 км/ч заметное влияние оказывает сила сопротивления воздуха. Для расчета силы сопротивления воздуха используем формулу [5]:

$$F_{\text{возд}} = C_x \cdot S \cdot \rho \cdot \frac{v^2}{2} \qquad (3)$$

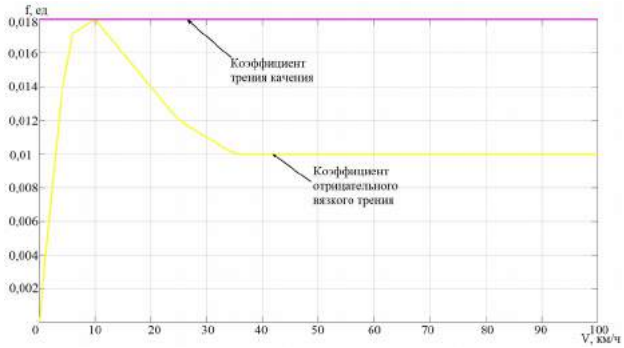


Рисунок 6 – Характеристики отрицательного вязкого трения и трения качения

где $F_{\text{возд}}$ – сила сопротивления воздуха, Н; C_x – коэффициент сопротивления воздуха (коэффициент обтекаемости), Н·с²/(м·кг)ж ρ – плотность воздуха (1,29кг/м³ при нормальных условиях); S – лобовая площадь электромобиля, м²; v – скорость электромобиля, м/с.

C_x определяется экспериментально для каждого кузова. Примем его равным 0,36. S является площадью проекции кузова на плоскость, перпендикулярную продольной оси.

Лобовая площадь

$$S = l \cdot h \cdot 0{,}8 \qquad (4)$$

где l – ширина электромобиля, м; h – высота электромобиля, м.

$$S = 1{,}678 \cdot 1{,}432 \cdot 0{,}8 = 1{,}92 \text{ м}^2 .$$

Для расчета динамических характеристик электромобиля (автомобиля) следует учитывать динамический момент (силу инерции). Причем, нужно учитывать не только инерцию самого электромобиля, но и влияние момента инерции вращающихся масс внутри электромобиля (ротор, коробка передач, кардан, колеса). Формула расчета силы сопротивления разгону [3]:

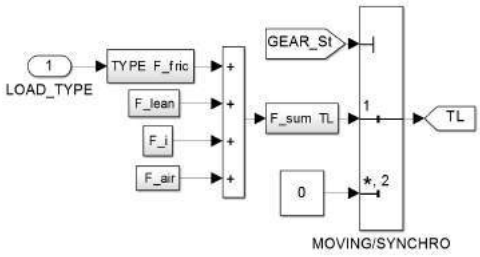


Рисунок 7 – Модель формирователя нагрузки

$$F_{\text{ин}} = m \cdot a \cdot \sigma_{\text{вр}} , \qquad (5)$$

где $F_{\text{ин}}$ – сила сопротивления разгону, Н; m – масса электромобиля, кг ; a – ускорение электромобиля, м/с²;

$\sigma_{\text{вр}}$ – коэффициент учета вращающихся масс.

Приблизительно коэффициент учета вращающихся масс $\sigma_{\text{вр}}$ рассчитаем по формуле:

$$\sigma_{\text{вр}} = 1{,}05 + 0{,}05 \cdot u_{\text{кп}}^2 \qquad (6)$$

где $u_{\text{кп}}$ – передаточное число коробки передач.

Модель, составленная по соотношениям (1) ÷ (6), показана на рис. 7, 8. Рис. 8, а – сила трения, б – нагрузка при движении под уклон, в – динамическая нагрузка, г – сила сопротивления воздуха.

Моделирование движения осуществляется с учетом переключения передач. Модель КПП показана на рис. 9. При достижении транспортным средством необходимой линейной скорости движения происходит переключение на следующую передачу, что приводит к изменению передаточного числа. Также рассчитывается мгновенное ускорение для формирования динамической составляющей нагрузки по соотношению 6.

$$a = \left(V_{\text{тек}} - V_{\text{тек-1}}\right) / t_{\text{ш}} . \qquad (7)$$

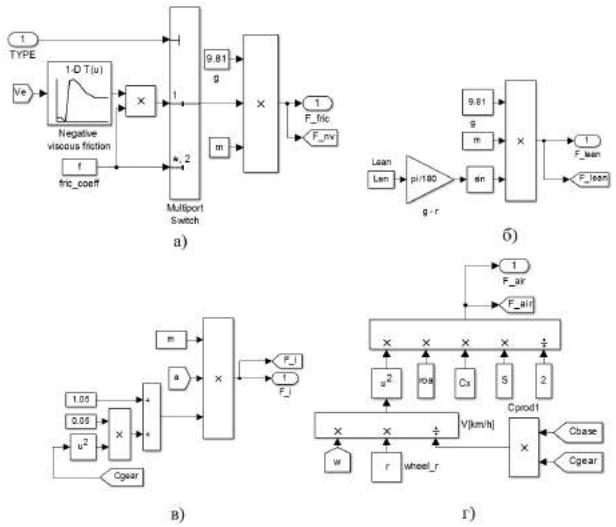


Рисунок 8 – Составляющие нагрузки

где $V_{тек}$ – текущая скорость на данной передаче, м/с;

$V_{тек-1}$ – скорость на предыдущем шаге расчета, м/с;

$t_ш$ – время одного шага расчета, с.

Система управления представляет собой СПР с контуром момента, который работает во время разгона, торможения или движения с постоянной скоростью, а также контуром скорости, который включается только во время переключения передачи. Контур скорости обеспечивает синхронизацию скорости двигателя при переключении передач с линейной скоростью движения автомобиля.

Система управления инвертором (рис. 10) обеспечивает генерацию 3-х синусоидальных сигналов со сдвигом 120 ° относительно друг друга.

На рис. 11 показан суммарный сигнал, поступающий на вход ШИМ-генератора. Из рисунка видно, что отработка задания частоты происходит с соблюдением закона $U / f = const$. При росте частоты сигнала также возрастает и амплитуда. Этот сигнал поступает на вход генератора, где сравнивается с опорным пилообразным напряжением и формируются управляющие импульсы, т.е. длительности проводящих состояний силовых ключей. Длительность импульса зависит от фазы синусоиды в данный момент времени. Если сигнал сравнивается с опорным напряжением в момент, когда его амплитуда максимальна, то будет сформирован импульс максимальной длительности, и наоборот.

Блок синхронизации (рис. 12) обеспечивает снятие нагрузки с двигателя на время синхронизации при переключении передачи, формирует задающее воздействие для изменения скорости двигателя до необходимой, которая рассчитывается исходя из изменения передаточного числа.

Во время синхронизации задающее воздействие рассчитывается исходя из текущей скорости и нового передаточного числа. Вне режима синхронизации задающее воздействие, которое является входом регулятора скорости, соответствует текущей скорости, что обеспечивает корректные начальные условия для интегрирующей составляющей регулятора. Также в блоке формируется управляющий импульс для перехода в режим синхронизации и управления скоростью (Gear_St), длительность которого формируется блоком delay_switch. Время формирования скорости задается блоком delay_speed. За это время скорость двигателя должна установиться на уровне, заданном синхронизатором.

Общая модель системы управления показана на рисунке 13. Общий вид компьютерной модели показан на рисунке 14. Для моделирования АД и инвертора использовались стандартные модели из библиотеки SimPowerSystems.

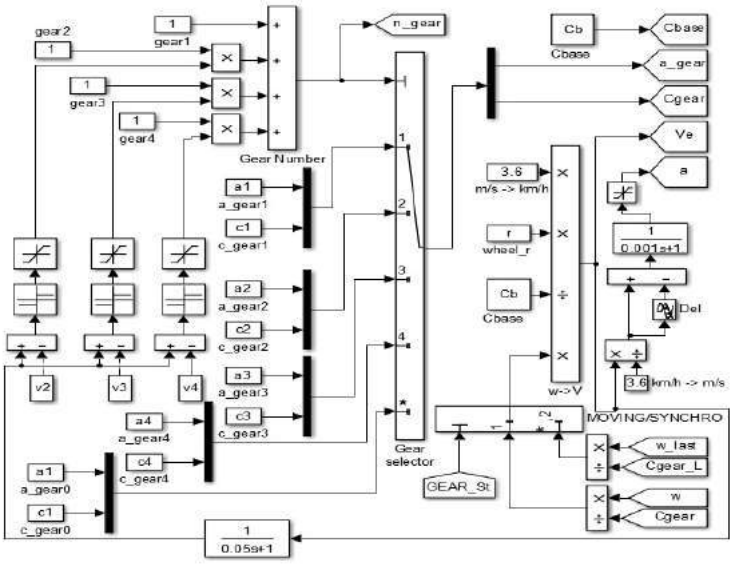


Рисунок 9 – Модель коробки переключения передач

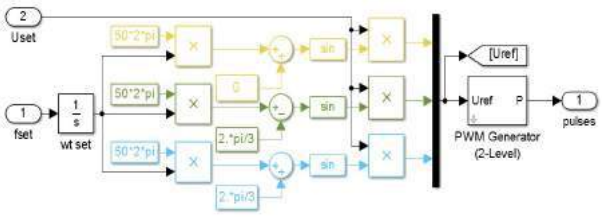


Рисунок 10 – Система управления инвертором

Результаты моделирования. На рис. 15 показана зависимость момента нагрузки от времени при моделировании разгона. На графике видны участки переключения передач. Во время синхронизации момент нагрузки равен нулю.

На рис. 16 показаны переходные процессы скорости и момента АД при разгоне. Для выбранных стандартных передаточных чисел 2-х ступенчатой коробки передач скорость двигателя превышает скорость холостого хода для обеспечения необходимой скорости переключения.

На рис. 17 показан переходный процесс линейной скорости движения электромобиля при разгоне.

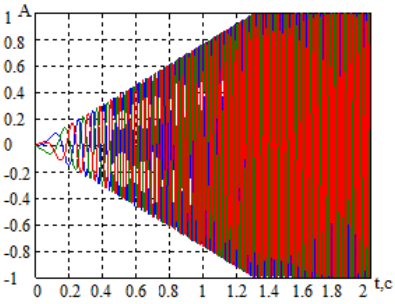


Рисунок 11 – 3-х фазный синусоидальный сигнал на входе ШИМ-генератора

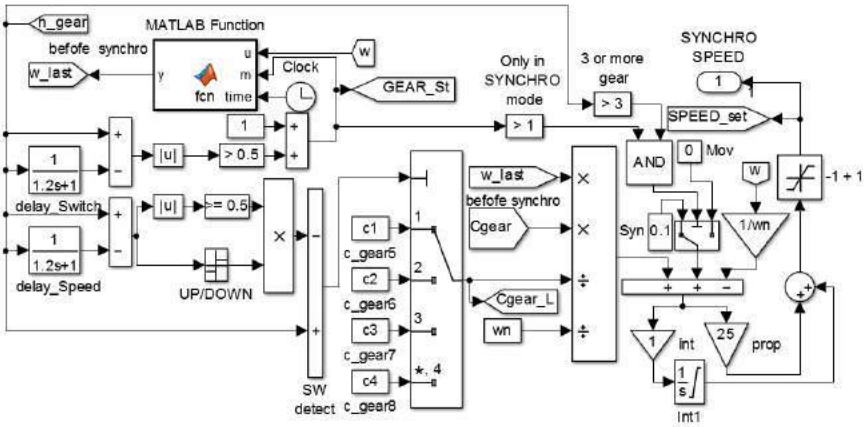


Рисунок 12 – Блок синхронизации

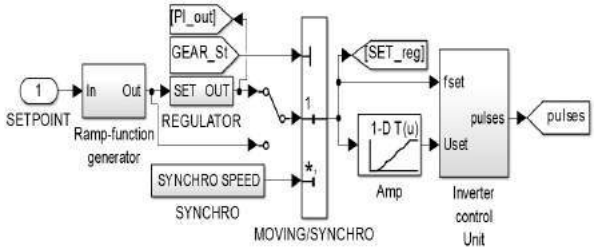


Рисунок 13 – Система управления

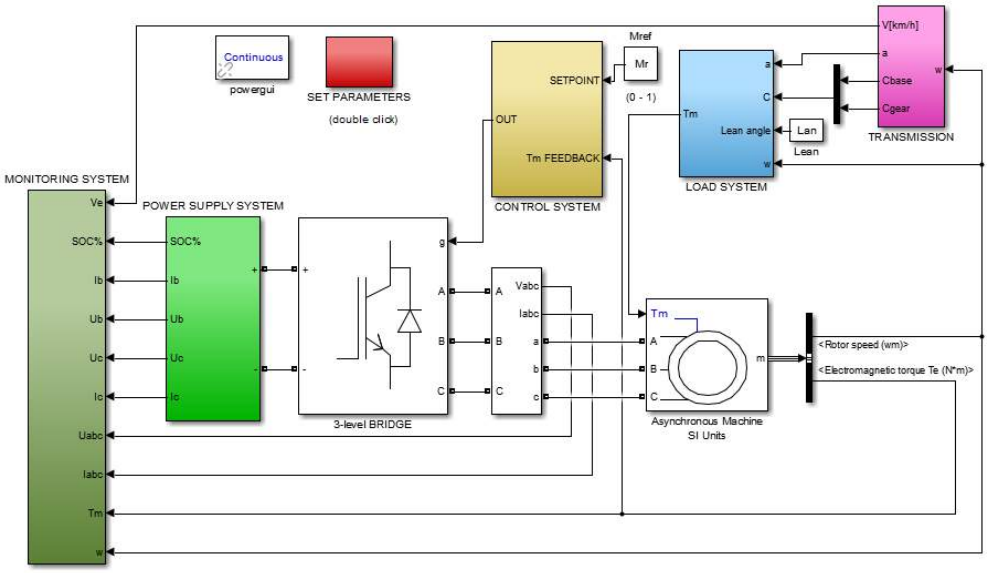


Рисунок 14 – Компьютерная модель стенда асинхронного электропривода электромобиля

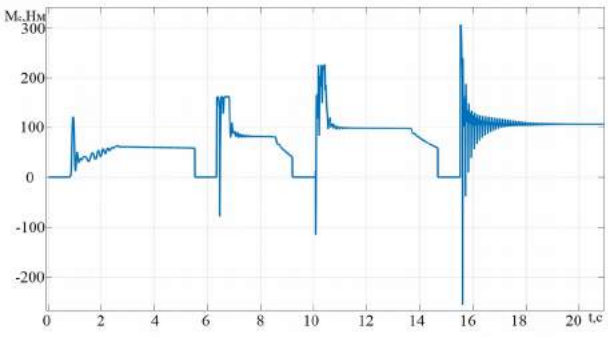


Рисунок 15 – Переходный процесс момента нагрузки

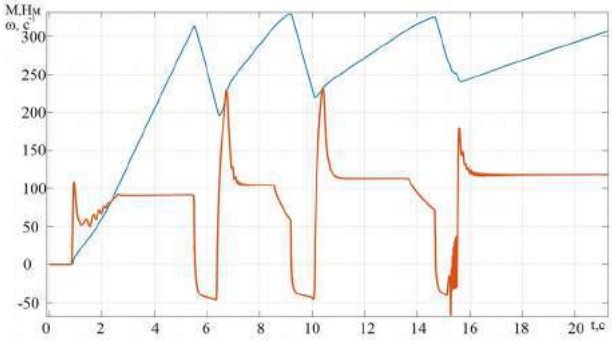


Рисунок 16 – Переходные процессы скорости и момента АД

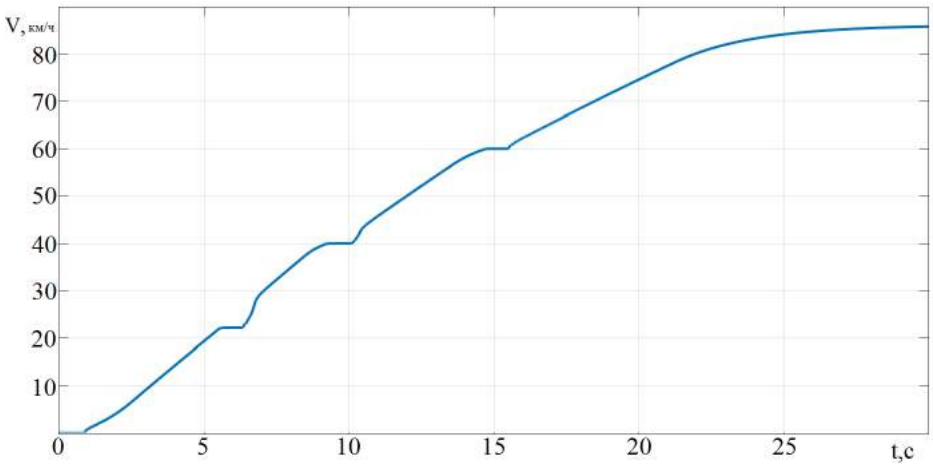


Рисунок 17 – Переходный процесс линейной скорости движения электромобиля

Из графика видно, что синхронизация произведена верно – при начале разгона на каждой новой передаче нет броска скорости.

Выводы. Разработана функциональная схема стенда для исследования асинхронного электропривода электромобиля с использованием суперконденсаторной батареи в качестве буферного накопителя энергии, а также с использованием коробки переключения передач. Полученные результаты моделирования наглядно подтверждают работоспособность выбранной структуры стенда и ее адекватность, а также необходимость дальнейших исследований.

Список литературы: 1. Larminie J., Lowry J.. Electric Vehicle Technology Explained.- John Wiley & Sons Ltd, 2003, – 296 p. **2.** Электрооборудование автомобилей, Основные характеристики стартерной батареи, - http://stroy-technics.ru/article/osnovnye-kharakteristiki-starternoi-batarei 3. Спицын Д., Субъективный взгляд на электромобиль, http://sdisle.com/ev/calc/engine.html, 2007. 4. Минов Д. К. Повышение тяговых свойств электровозов и тепловозов с электрической передачей - «Транспорт» Москва, 1965, – 265с. 5. Пат. 85585 Україна, МПК H02J 7/00. Електропривод електромобіля / Клепиков В.Б., Гончар О.С., Касторний П.М., Моисеев А.Н., Тимощенко А.В., Банєв Є.Ф., Пшеничников Д.О; власник Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут». – №u201306550; заявл. 27.05.2013; опубл. 25.11.2013, Бюл. №22.

Bibliography (transliterated): 1. Larminie J., Lowry J.. Electric Vehicle Technology Explained.- John Wiley & Sons Ltd, 2003, – 296 p. **2.** Elektrooborudovanie avtomobilei, Osnovnie harakteristiki starternoi batarei [Electrical equipment of cars, Main characteristics of starter batteries], - http://stroy-technics.ru/article/osnovnye-kharakteristiki-starternoi-batarei **3.** Spitsyn D., Subjectivnii vzglyad na elektromobil'[A subjective view of an electric vehicle], http://sdisle.com/ev/calc/engine.html, 2007. **4.** Minov D. Povishenie tyagovih svoystv elektrovozov I teplovozov s elektricheskoi peredachei [Increase of traction properties of electric locomotives and locomotives with electrical farts] «Transport», Moscow 1065,-265p. **5.** Pat. UKRAINE 85585, IPC N02J 7/00. The electric drive of the electric car / Klepikov VB, Gonchar OS, Kastorniy PM, Moiseev AN, Timoshchenko AV, Banyev Є.F., Pshenichnikov D.O; Власник Національний технічний університет "Kharkiv Polytechnic Institute". - No.u201306550; Claimed. May 27, 2013; Publ. 11/25/2013, Bul. №22.

Поступила 30.05.2017

УДК 621.311.61

О. Н. СИНЧУК, докт. техн. наук, проф., Криворожский национальный университет;
Э. С. ГУЗОВ **,** канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
И. О. СИНЧУК, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
Ю. Б. ФИЛИПП, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
В. О. ФЕДОТОВ, ст. преп., Криворожский национальный университет.

О ТАКТИКЕ ВЫБОРА ТИПА И ПАРАМЕТРОВ АВТОНОМНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ СИНЕРГЕТИЧЕСКИХ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ КОМБИНИРОВАННЫХ ШАХТНЫХ ЭЛЕКТРОВОЗОВ

Введение. Железорудное сырье является одним из важнейших компонентов формирования ВВП и пополнения валютных запасов Украины [1]. В силу ряда как объективных так и необъективных причин, главными из которых, с одной стороны является падение цен на ЖРС, а с другой – рост себестоимости добываемого сырья, ставит под сомнение дальнейшую конкурентноспособность данного вида отечественного полезного ископаемого на мировом сырьевом рынке.

Актуальность исследований. Весомым слагаемым в общем комплексе формирования себестоимости ЖРС – до 30%, является сегмент затрат на его транспортирование [1]. Основным и единственным видом транспорта по доставке ЖРС, материалов и людей в подземных горных выработках железорудных шахт есть и будет оставаться как минимум в ближайшие 50–60 лет электровозный. К сожалению, эффективность функционирования электровозосотавов и, что немаловажно, безопасность его эксплуатации далеки от требований современного горного производства по целому комплексу показателей и особенно в вопросах энергоэффективности и безопасности функционирования [2, 3]. Существующие типы и виды отечественных шахтных электровозов (а их более 20–ти) давно морально устарели и являют собой пример яркого технологического анахронизма.

В последнее десятилетие в Украине возобновились научно-изыскательские работы по созданию энергоэффективного и безопасного в эксплуатации нового для отечественных горных производств вида шахтного электровоза – комбинированного, когда тяговые электромеханические комплексы получают питание, как от тяговой контактной сети, так и от автономного источника энергии. Для достижения должного уровня эффективности такого синергетического по структуре ТЭМК, а, следовательно, и электровоза в целом, необходимо решение двух задач: выбор системы управления и источника автономного питания. Один из вариантов энергоэффективной синергетической структуры ТЭМК комбинированного вида шахтного электровоза приведен на рис. 1. Остановимся более подробно на втором из вышеприведенных критериев эффективности ТЭМК. Превентивно по виду источника питания привлекательными видятся два варианта: тяговые аккумуляторные батареи или синергетические конденсаторы в современном варианте их исполнения [4–7].

Вариант тяговых аккумуляторных батарей. Остановимся на аккумуляторных тяговых источниках питания, а также выборе параметров ТАБ и типов аккумуляторов для их формирования. При этом подчеркнем, что во многом именно от этого процесса будет зависеть «быть или не быть» отечественному контактно-аккумуляторному виду шахтного электровоза.

Однако следует понимать, что тактика подхода к формированию структуры контактно-аккумуляторных электровозов может иметь два направления [4–7]. Первый, это когда напряжение формируемой ТАБ равно напряжению тяговой сети, и второй – напряжение ТАБ меньше напряжения контактной сети, и его уровня достаточно лишь для кратковременного передвижения электровоза на низкой скорости при перестановке вагонеток при погрузочно-разгрузочных операциях. Оба варианта успешно реализованы фирмой ASEA (Швеция) для типового ряда шахтных электровозов этой фирмы [4–7]. Аналогичные результаты были в последствии получены так же рядом других зарубежных фирм [5, 6].

Исследования авторов для условий железорудных шахт [8–10] показали, что размещение ТАБ с уровнем напряжения питанием тяговых двигателей напряжением 250 В (как и в случае питания от тяговой контактной сети) невозможно в существующих габаритах отечественных рудничных видов контактных электровозов, а увеличение их габаритов невозможно из-за ограничений размеров горных выработок. В соответствии с этим возникает двуединая задача выбора ТАБ – минимально необходимой емкости и минимально возможных габаритов.

Выбор параметров ТАБ предлагается осуществлять исходя из требований по выполнению технологических операций электровозной откатки: перестановки вагонеток под пунктами погрузки (люками), движения по погрузочной выработке, питания двигателя мотор–компрессора и освещения. Общий расход емкости ТАБ за период нагрузка составит:

$$Q_{\Sigma}=Q_1+Q_2+Q_3+Q_4\,, \qquad (1)$$

где Q_1 – емкость ТАБ, расходуемая на выполнение перестановок вагонеток под люками;

Q_2 – емкость ТАБ, расходуемая на проезд подвижного состава по погрузочной выработке;

Q_3 – емкость батареи, расходуемая на питание двигателя компрессора электровоза;

© О.Н. Синчук, Э.С. Гузов , И.О. Синчук, Ю.Б. Филипп, В.О. Федотов, 2017

Q_4 – емкость батарей, расходуемая на работу осветительных приборов электровоза.

$$Q_1 = I_{\text{П}} \cdot \frac{t_{\text{Ц}}}{T_{\text{ч}}} = 400 \cdot \frac{250}{3600} = 27{,}8 \text{ А·ч.} \quad (2)$$

Поскольку реальная длина погрузочной выработки железорудных шахт в среднем составляет около 200 м, то для проезда этой выработки составу со скоростью 1 м/с потребуется время около 200 с. При среднем значении тока двух двигателей во время движения около 300 А расход ёмкости ТАБ при движении состава по погрузочной выработке составит:

$$Q_2 = I_{\text{Д}} \cdot \frac{t_{\text{Д}}}{T_{\text{Ц}}} = 300 \cdot \frac{200}{3600} = 16{,}7 \text{ А·ч.} \quad (3)$$

Для питания мотор–компрессора рудничного электровоза с мощностью двигателя 2,5 кВт при напряжении 80 В потребуется ток около 35 А. С учетом среднего времени работы мотор-компрессора в погрузочной выработке около 5 мин расход емкости ТАБ составит:

$$Q_3 = I_{\text{К}} \cdot \frac{t_{\text{К}}}{T_{\text{Ц}}} = 35 \cdot \frac{5 \cdot 60}{3600} = 3 \text{ А·ч.} \quad (4)$$

Питание цепей освещения мощностью около 500 Вт при напряжении 80 В потребуется ток около 6 А. Тогда расход емкости ТАБ при времени работы в погрузочной выработке около 15 мин может составить:

$$Q_4 = I_{\text{О}} \cdot \frac{t_{\text{О}}}{T_{\text{Ц}}} = 6 \cdot \frac{15 \cdot 60}{3600} = 1{,}5 \text{ А·ч.} \quad (5)$$

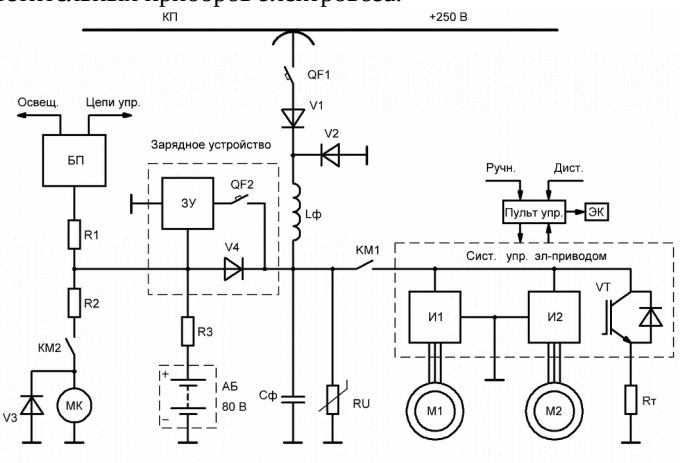


Рис. 1 Упрощенная структура электромеханической части контактно-аккумуляторного электровоза с тяговым асинхронным электроприводом

С учетом КПД и дополнительных затрат емкости ТАБ на протяжении рейса электровоза будет необходима общая емкость батареи около 70 А·ч. Приведенные расчеты могут считаться, в некоторой степени приближенными, и должны быть уточнены в ходе дополнительных исследований с учетом фактических значений параметров рейсовой работы электровозов. Так емкость может быть еще и уменьшенная до 60 А·ч путем увеличения продолжительности заряда за счет времени пересменок – заряд не только во время рейса, но и в интервалах между сменами. Если учесть снижение емкости ТАБ в процессе ее эксплуатации, то ее номинальная емкость для выполнения 6-7 рейсов за одно изменение может составлять 400 А·г. При работе электровоза можно осуществлять подзарядку ТАБ, продолжительность которой может представлять в среднем 0,8 часа за один рейс. Тогда ток подзаряда будет определяться:

$$I_{\text{З}} = \frac{Q_{\Sigma}}{t_{\text{З}}} = \frac{75}{0{,}8} = 94 \text{ А.} \quad (6)$$

Напряжение подзаряда для никель–железной батареи при U_e = 1,6 В на одном элементе и их количестве n = 60 будет равняться:

$$U_{\text{З}} = n \cdot U_{\text{е}} = 60 \cdot 1{,}6 = 96 \text{ В.} \quad (7)$$

Эта методика расчета может быть положена в основу выбора параметров и режима работы ТАБ рудничного контактного–аккумуляторного электровоза с безусловным учетом весо–габаритных показателей ТАБ.

Таблица 1 – Параметры никель–железных аккумуляторов для шахтных электровозов

Типы аккумуляторов	FL350 (ТНЖ350) V5	FL500 (ТНЖ500) V5
Номинальная емкость, А·г	350	500
Габаритные размеры, мм	165×167×538	165×167×538
Масса с электролитом, кг	20,6	24,0
Масса без электролита, кг	16,8	20,2
Ток заряда, А	70	100
Время заряда, ч	8,0	8,0
Конечное напряжение, В	1,6	1,6

Важным фактором для формирования ТАБ в комплексе с тяговым электрооборудованием шахтного электровоза является правильный выбор типа аккумуляторов [6, 11]. В практике разработки и эксплуатации отечественных аккумуляторных видов шахтных электровозов широко используются для шахтных электровозов никель–железные аккумуляторы, параметры которых приведены в таблице 1. Никель–железные аккумуляторы (Ni–Fe) дешевле никель-кадмиевые аккумуляторы (Ni–Cd), не содержат токсичный кадмий, имеют долгий срок службы и высокую механическую прочность. Однако они характеризуются высоким саморазрядом, низкой отдачей по энергии, практически неработоспособны при температуре ниже –10° С [12].

Существуют три основных вида никель–кадмиевых аккумуляторов: негерметичные с ламельными (ламельные аккумуляторы) и спеченными электродами (безламельные аккумуляторы) и герметичны.

Наиболее оптимальными по стоимости являются ламельные никель–кадмиевые аккумуляторы характеризуются плоской разрядной кривой, высокими ресурсом и прочностью, но повышенной удельной энергией. Удельная энергия, скорость разряда Ni–Cd аккумуляторов с спеченными электродами выше, они работоспособны при низких температурах, но дороже, характеризуются эффектом памяти и способностью к тепловому разгону. Герметичные Ni–Cd аккумуляторы характеризуются горизонтальной разрядной кривой, высокими скоростями разряда и способностью действовать при низких температурах, но они дороже герметизированных свинцовых аккумуляторов и характеризуются эффектом памяти. Недостатком никель-кадмиевых аккумуляторов является применение токсичного кадмия.

Между тем не следует сбрасывать со счетов и такой существующий тип аккумуляторов как свинцово-кислотные. Использование данных типов аккумуляторов для контактно-аккумуляторных электровозов имеет также, как свои преимущества так и недостатки. Так среднее разрядное напряжение свинцово-кислотных аккумуляторов составляет – 2,1 В на один элемент, тогда как щелочных – 1,1 В. Энергия разряда кислотных аккумуляторов, по некоторым оценкам, может в 1,4–2,1 раза превышать энергию щелочных аккумуляторов . Однако, во время зарядки свинцово-аккумуляторных батарей в контактно-аккумуляторных электровозах (торможение с электрической рекуперацией энергии, подзаряд батарей во время движения электровоза) протекающие химические реакции, могут быть опасными, особенно в случае высокой интенсивности зарядки. В свинцово–кислотных батареях может происходить выделение водорода и кислорода в результате гидролиза воды, повышают риск возникновения провокации взрыва в горных выработках. Для этого случая система подзарядки должна эффективно контролировать процесс заряда батарей и не допускать выделения водорода и кислорода.

В литий–ионных аккумуляторах для отрицательного электрода применяют углеродный материал, в который вмонтированы ионы лития. Активным материалом положительного электрода служит оксид кобальта, в который также вмонтированы ионы лития. Электролитом является раствор соли лития в неводной растворителе. Аккумуляторы имеют высокую удельную энергию, высокий ресурс и способны работать при низких температурах. Благодаря высокой удельной энергии их производство в последние годы резко увеличилось. В литиевых аккумуляторах есть только два существенных недостатка – высокая цена и необходимость иметь специальную (обычно встроенную) систему контроля заряда/разряда, предотвращающую склонность литиевых аккумуляторов к самовозгоранию и даже взрыву при нарушении условий эксплуатации.

По удельному энергии после литий–ионных аккумуляторов на второе место выходят натрий никель–хлоридные аккумуляторы, которые больше приспособлены к работе в тяжелых условиях эксплуатации. Также у этого вида аккумуляторных батарей есть свои преимущества и недостатки.

Длительный срок эксплуатации и высокие показатели циклирования ставят на данный момент времени натрий никель-хлоридные аккумуляторы на одно из первых мест среди существующих типов аккумуляторов. Единственной существенной помехой является значительная стоимость ТАБ сформированных на базе этих видов элементов. По факту ожидаемого снижения цены одного киловатт–часа емкости батареи до уровня 300 USD, что реально может быть достигнуто (себестоимость производства составляет менее 150 USD за 1 кВт·ч), то использование их в электротранспорте, в том числе и в шахтных электровозах, станет реальностью.

Основные технические и экономические показатели аккумуляторов различных электрохимических систем приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Основные технические и экономические показатели аккумуляторов

Электрохимическая система аккумулятора	Диапазон рабочих температур аккумуляторов, °С	Удельная энергия аккумулятора, Вт·г/кг	Относительная стоимость единицы энергии, грн / Вт·г	Потеря емкости при хранении в заряженном состоянии, % / месяц	Срок службы в режиме постоянного подзаряда, год
Свинцово–кислотная, герметичная	–20÷+40	20–50	0,8–1,8	10–15	3–10
Никель–кадмиевая, герметичная	–40÷+45	20–55	1,5–2	до 10	до 20
Литий–ионная	–10÷+50	100–260	2,5–4	5–25	до 5
Никель–хлоридная	–20÷+40	40–100	1,6–2,4	15–25	до 5

Как было изложено ранее в тексте предварительно, при проектировании контактно–аккумуляторных видов электровозов приходится решать вопрос выбора типа аккумулятора с учетом массо–габаритных показателей и энергоресурса. Проведенный анализ в этом направлении показал, что в ближайшей перспективе наиболее целесообразным будет применение литий–ионных и натрий никель–хлоридных видов аккумуляторов, в которых удельный весовая энергия будет составлять более 200 Вт·ч/кг при ресурсе 3000 циклов (против 1000 циклов на сегодняшний день) и стоимости 0,12 $/Вт·ч.

Кроме проанализированных видов есть и другие перспективные разработки аккумуляторов производства ряда фирм США, Японии, Швеции и некоторых других стран.

Поиски и разработки, направленные на снижение стоимости различных ТАБ, безусловно, продолжаются и будут продолжаться в дальнейшем. Снижение уровня цен на литий–ионные, натрий никель–хлоридные аккумуляторы в сочетании с решениями, позволяющими предложить безопасные и большие емкости ТАБ на основе аккумуляторов этих электрохимических систем, могут создать еще более привлекательные условия для расширения их применения в качестве ТАБ для комбинированных видов шахтных электровозов.

Между тем, следует учитывать и тот факт, что в последние годы разработаны новые типы аккумуляторов, в т.ч. сверхъёмкие – графеновые, точнее графено–магниевые, которые по всем параметрам значительно превосходят все ныне существующие накопители энергии. Важно, что эти аккумуляторы изготавливаются из недефицитных и недорогих материалов – графита и магния, которые безопасны, как для обслуживающего персонала, так и окружающей среды. В этих аккумуляторах используются нанотехнологии, позволяющие изготавливать слои графита толщиной в один атом с высокой прочностью и проводимостью. Графеновые аккумуляторы имеют в несколько раз большую энергоёмкость по сравнению с литий–ионными при цене в несколько раз меньшей – это открывает огромные перспективы в развитии и использовании накопителей энергии, на транспорте и в других отраслях. Для контактно–аккумуляторных электровозов этот компактный, энергоёмкий, допускающий

большие токи заряда и разряда, не требующий обслуживания и имеющий низкую цену тип аккумуляторов может стать в перспективе приоритетным.

В дополнение отметим еще один немаловажный факт, что создание контактно–аккумуляторного электровоза на базе контактного К14 и при соответствующей тяговой электромеханической структуре, будет одновременно косвенным решением проблемы повышения сцепного веса электровоза до ожидаемых 16 т. [3].

Суперконденсаторы. Ещё один вид накопителей электроэнергии, на который возлагались большие надежды – *ионисторы* (суперконденсаторы). По оценкам разработчиков, этот вид накопителей электрической энергии может выдерживать большие зарядные и разрядные токи, имея срок службы значительно больше, чем у существующих типах и видах аккумуляторов. Так энергия, запасённая конденсатором:

$$W = \frac{C \cdot U^2}{2 \cdot 3600}, \text{ Вт·ч}, \qquad (8)$$

где C – ёмкость конденсатора, F; U – напряжение на конденсаторе, В.

При ёмкости 3000 F и напряжении на конденсаторе 2,7 В запасённая энергия W = 3,04 Вт·ч.

При цене такого конденсатора $Ц_1$ = 135 $, т.е. относительная цена составит:

$$Ц_{отн} = \frac{Ц_1}{W} = \frac{135}{3{,}04} = 44 \text{ \$ / (Вт·ч)}. \qquad (9)$$

В тоже время, даже если учесть более продолжительный срок службы суперконденсаторов, всё равно относительная цена их превышает относительную цену, к примеру, свинцово–кислотных аккумуляторов примерно в 100 раз, а литий–ионных – в несколько десятков раз. Именно по факту столь высоких относительных ценовых показателей накопители энергии на суперконденсаторах получили ограниченное применение. Хотя это может быть охарактеризовано и, как «пока», а сейчас эти накопители энергии могут использоваться как дополнение к ТАБ для поглощения пиковых нагрузок или для случаев в необходимости небольшого количества накапливаемой энергии.

К примеру, в работе [6] приведен пример блока питания с использованием суперконденсаторов, подключаемых параллельно аккумуляторной батарее, для снятия пиковых нагрузок с аккумулятора в ТАБ рудничного электровоза. При этом энергетическая ёмкость блока конденсаторов составляет менее 1% энергетической ёмкости аккумуляторной батареи. Т.е. в энергетическом плане ёмкостной накопитель не играет заметно положительной роли, но в тоже время существенно увеличивает затраты. Но это предмет отдельного исследования.

Выводы. Приведенная методика позволяет производить выбор параметров и вид источника автономного питания тяговых синергетических комплексов комбинированных видов шахтных электровозов и рекомендуется для использования в практике создания вышеотмеченных транспортных средств.

Список литературы: 1. Сборник технико-экономических показателей горнодобывающих предприятий Украины в 2009 – 2010 гг.: Анализ мировой конъюнктуры рынка ЖРС 2004 – 2011 гг.: / *Е.К. Бабец, Л.А. Штанько, В.А. Салганик, И.Е. Мельникова* и др. – Кривой Рог: Видавничий дім. 2011. – 329 с. **2.** *Лебьодкін С. В.* Вугільна промисловість і перспективні напрямки розвитку тягових електроприводів рудникових електровозів (Проблеми і перспективи) / *С. В. Лебьодкін, А. Ф. Сінолиций, О. В. Пасько* // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. – 2004. № 4. – С. 12 – 15. **3.** Шахтный электровозный транспорт. Теория, конструкции, электрооборудование : учебник / *И. О. Синчук, Э. С. Гузов, В. Л. Дебелый, Л.Л. Дебелый*; под ред. доктора технических наук, профессора *О. Н. Синчука*. – Кривой Рог – Донецк: ЧП Щербатых А. В., 2015 – 428 с. **4.** Asea Аккумуляторные локомотивы и другие шведские NG локомотивы. http://gn15.info/forum/viewtopic.php?t=7043/ (Accessed 2016-12-20). **5.** Производители локомотивов - China Coal Group https://chinacoalintl.com/ (Accessed 2016-12-20). **6.** *Степаненко В. П.* Особенности организации локомотивной откатки с использованием комбинированных электровозов. Научное сообщение ИГД им. Скочинского. / Горная механика, рудничный транспорт, техническое обслуживание и ремонт ГШО. –М.:,1988. С.130-138. **7.** Материалы сайта www.asea.com. **8.** *Сінчук О. М.* Шахтный контактно-аккумуляторный электровоз. Горный журнал. – 1988. -№6. – С.55-57. **9.** *Синчук О. Н., Шокарев Д. А., Скапа Е. И., Гузов Э. С., Караманиц Ф. И.* Синергетический тяговый асинхронный электротехнический привод для контактно-аккумуляторного двухосного электровоза//Електромеханічні та енергозберігаючі системи.-2011.-Вип.4(16). –С.65-68. **10.** *Синчук О. Н., Синчук І. О., Гузов Э. С., Шокарев Д. А.* Тяговые электромеханические комплексы шахтных контактных электровозов. Электрические и компьютерные системы. № 15 (2014): 286-291. **11.** *Степаненко В. П.* Разработка и испытание шахтных контактно-аккумуляторных электровозов / *В. П. Степаненко, В. Ванцлафф, Р. Данейка.* // Уголь. – 1986. – №12. – С. 32–33. **12.** *Степаненко В. П.* Повышение энергоэффективности и ресурсосбережения рудничного электровозного транспорта // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. – 2016. № 42. – С. 20 – 25.

Bibliography (transliterated): 1. Babets E. K., Shtanko L. A., Salganik V. A. [i dr.]. *"Analiz mirovoy konyunktury rynka ZhRS 2004-2011 gg."*. Krivoy Rog : Vidavnichiy dim, 2011. – 329. Print. **2.** Leb'odkin S. V. Vuhil'na promyslovist' i perspektyvni napryamky rozvytku tyahovykh elektropryvodiv rudnykovykh elektrovoziv (Problemy i perspektyvy) / S. V. Leb'odkin, A. F. Sinolytsyy, O. V. Pas'ko // Visnyk Kryvoriz'koho tekhnichnoho universytetu. Zbirnyk naukovykh prats'. – 2004. # 4. – pp. 12 – 15. Print. **3.** *Shakhtnyy elektrovoznyy transport. Teoriya, konstruktsii, elektrooborudovanie* : uchebnik / I. O. Sinchuk, E. S. Guzov, V. L. Debelyy, L.L. Debelyy; pod red. doktora tekhnicheskikh nauk, professora O. N. Sinchuka. – Krivoy Rog – Donetsk: ChP Shcherbatykh A. V., 2015 – 428 s. **4.** Asea . http://gn15.info/forum/viewtopic.php?t=7043/ (Accessed 2016-12-20). **5.** China Coal Group https://chinacoalintl.com/ (Accessed 2016-12-20). **6.** Stepanenko V. P. *Osobennosti organizatsii lokomotivnoy otkatki s ispol'zovaniem kombinirovannykh elektrovozov.* Nauchnoe soobshchenie IGD im. Skochinskogo. / Gornaya mekhanika, rudnichnyy transport, tekhnicheskoe obsluzhivanie i remont GShO. –M.:,1988. S.130-138. **7.** Materialy sayta www.asea.com. **8.** Sinchuk O. M. *Shakhtnyy kontaktno-akkumulyatornyy elektrovoz. Gornyy zhurnal*. – 1988. -№6. – S.55-57. Print. **9.** Sinchuk O.N, Shokarev D.A., Skapa E.I., Guzov E.S., and Karamanits F.I. *Sinergeticheskiy tyagovyiy asinhronnyi elektrotehnicheskiy privod dlya kontaktno-akkumulyatornogo dvuhosnogo elektrovoza*, (2011), Elektromehanichni ta energozberigayuchi sistemi, Kremenchuk, Ukraine, KNU, Vip. 4/2011 (16), pp. 65-68. Print. **10.** Sinchuk O. N., Sinchuk I. O., Guzov E. S., Shokarev D. A. Tyagovye elektromekhanicheskie kompleksy shakhtnykh kontaktnykh elektrovozov. Elektricheskie i komp'yuternye sistemy. № 15 (2014): pp. 286-291. Print. **11.** Stepanenko V.P., Ventslaff V., Deineke R., Vasilenko V.I. Ugol'. 1986, no 12, pp. 32–33. Print.

Поступила 29.05.2017

ИНФОРМАЦИЯ

- **Аннотации**
- **Авторский указатель**
- **Информация об авторах**
- **Памяти товарищей**

УДК 621.314

О. Н. СИНЧУК, докт. техн. наук, проф., Криворожский национальный университет;
В. А. КОЛЬСУН, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
О. А. УДОВЕНКО, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
Д. В. РЫЖЕНКОВ, аспирант, Криворожский национальный университет;
В. Н. МАКОДЗЕБ, аспирант, Криворожский национальный университет.

ГАРМОНИКИ СЕТЕВОГО ТОКА ДВУХЗВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Вступление. Развитие промышленности государства отслеживается интенсивным внедрением новых технологий, которые зачастую тесно связаны расширением сферы использования электроприводов. К последним выдвигаются высокие показатели относительно быстродействия, диапазона регулирования скорости, точности регулирования, энергоэффективности и т.д. Большинству указанных характеристик соответствуют системы электропривода, построенных на базе преобразователей частоты. Наибольшей популярностью в промышленности пользуются двухзвенные преобразователи частоты с неуправляемы выпрямителем и инвертором напряжения. Несмотря на то, что вопросам энергоэффективности преобразователей частоты посвящен ряд работ, в том числе [1,2,5], но ряд вопросов так и остается малоисследованным.

Постановка проблемы. На промышленных объектах часто встречаются случаи, когда на отдельном участке питающей сети подключено несколько преобразователей частоты (ПЧ) (рис.1). Вопросы электромеханической и энергетической связи территориально-разбросанных электроприводов и оценки их взаимовлияния очень важны для мощных агрегатов, питающихся от одной питающей сети. Режимы работы отдельно взятых электроприемников влияют на соседние, что приводит к определенным последствиям относительно качества поддержания технологического процесса. Основная задача, выдвигаемая авторами, заключаются в изучении отдельных ПЧ на питающую сеть. Учитывая то, что первичное звено преобразователей относительно сети имеет одинаковую структуру (рис.1) (фактически все преобразователи по отношению к сети представляют собой обычный многофазный (однофазный) выпрямитель с емкостной нагрузкой), их суммарное влияние на сеть, с определенной степенью точности, можно анализировать обычным суммированием составляющих мощности, гармоник тока. Таким образом, дальнейший анализ энергетики, а именно гармонического состава сетевого тока отдельного преобразователя, поможет сделать адекватную оценку совместной работы группы таких преобразователей на питающую сеть.

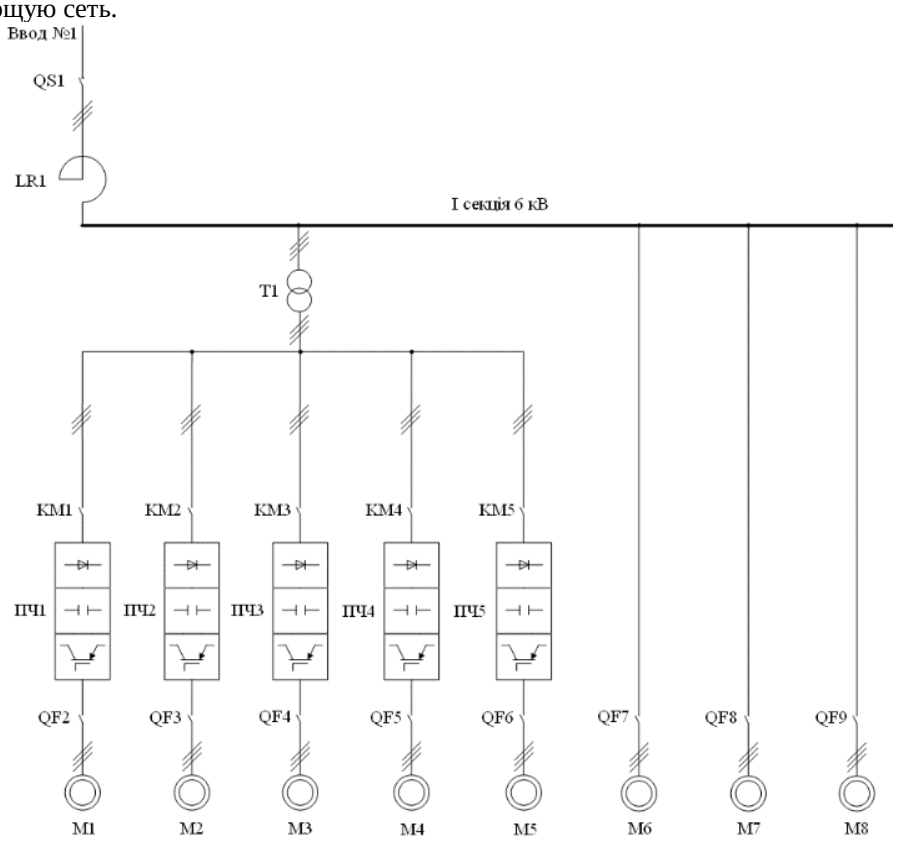


Рис. 1. Однолинейная схема питания секции 1 подстанции №22 РОФ–2 ПАО «АрселорМиттал Кривой Рог»

© О.Н. Синчук, В.А. Кольсун, О.А. Удовенко, Д.В. Рыженков, В.Н. Макодзеб, 2017

Обзор источников относительно анализа влияния ПЧ на питающую сеть показал, что авторы либо вообще избегают этого вопроса, либо приводят результаты экспериментальных исследований [2] (рис.2), либо результаты, полученные посредством моделирования [4], либо математические выражения, основанные на спектральном анализе [3], не уделяя внимания аналитическому изложению. Такие подходы, понятным делом скрывают ряд интересных аспектов, с точки зрения понимания протекания электромагнитных и электроэнергетических процессов в разных нагрузочных режимах работы ПЧ.

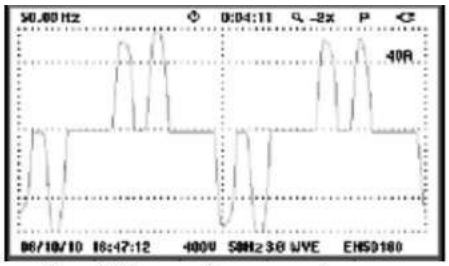


Рис. 2. Сетевой ток трехфазного двухзвенного преобразователя частоты

Результаты исследований. Как отмечено выше, наибольшего массового внедрения получили ПЧ по структуре: неуправляемый выпрямитель–емкость–инвертор напряжения (рис.1, рис.3,а). Приведенные исследования сосредоточены непосредственно на электромагнитных и энергообменных процессах, происходящих между сетью, неуправлемым выпрямителем, емкостью и нагрузкой. Исследования проводились на усредненной модели инвертора напряжения с асинхронным двигателем.

Даже если рассматривать выпрямитель по трехфазной нулевой схеме, то появляются сложности относительно формирования аналитических выражений, которые предоставили бы возможность провести анализ и сформировать глубокое понимания явлений, происходящих в исследуемой цепи. Так, например, уравнения, описывающие электромагнитные процессы для фазы ***A*** имеют вид:

$$i_A = i_{C_d} + I_{di};$$
$$e_A = L_{Net}\frac{di_A}{dt} + R_{Net} i_A + U_{C_d};$$
$$i_{C_d} = C_d \frac{dU_{C_d}}{dt},$$

где i_A – сетевой ток выпрямителя фазы ***A***; $e_A = U_m \sin\omega t$ – питающее напряжение фазы ***A***; i_{Cd} – ток емкости преобразователя; I_{di} – усредненный ток нагрузки (инвертор напряжения с асинхронным двигателем); U_{Cd} – напряжение на емкости преобразователя частоты; C_d – емкость преобразователя; L_{Net} – индуктивности сети, включая индуктивность сетевых дросселей; R_{Net} – сопротивление сети, включая сопротивление сетевых дросселей.

Решение такой системы уже даже для такого случая дает настолько громоздкие выражения (в статье результирующие выражения не приведены), для которых чрезвычайно сложно применить спектральный анализ, почему и теряется хоть какой-то смысл использования аналитических выражений, и созревают мысли проведения исследований с помощью имитационного моделирования.

Авторы обратились к изданию почти 50-летней давности [7], где тщательно проработан вопрос электромагнитных процессов, протекающих в управляемых выпрямителях на нагрузки с противо-ЭДС в разных режимах: режим непрерывного тока, режим прерывистого тока, режим граничного тока. Естественно, что эта методика неприменима непосредственно к рассматриваемому случаю, поэтому авторы взяли ее за основу, и, учитывая, особенности работы двухзвенного преобразователя частоты, в том числе и неуправляемость выпрямителя, провели соответствующий анализ, изложенный ниже по тексту.

Режим прерывистого тока преобразователя характерен тем, что угловая длительность протекания тока λ оказывается меньшей $2\pi/m$ (m – пульсность преобразователя). В этом случае, противо-ЭДС в цепи нагрузки определяется U_{Cd}. Учитывая рис. 3,б для граничного режима работы преобразователя, что является частным случаем режима прерывистого тока, и принимая за начало отсчета времени момент открывания очередного вентиля, можно записать выражение для мгновенного тока нагрузки

$$i_d = \frac{E_{Net\,m}}{\omega_0(L_d + L_{Net})}\int_0^{\omega_0 t}\sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) d\,\omega_0 t - \frac{U_{C_d}}{L_d + L_{Net}} t = \frac{E_{Net\,m}}{\omega_0(L_d + L_{Net})}\times$$
$$\times\left[\sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) - \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha - \omega_0 t\right)\right] - \frac{U_{C_d}}{L_d} + L_{Net} t, \quad (1)$$

где $E_{Net\,m}$ – амплитуда напряжения питающей сети; $\omega_0 = 2\pi f$, f – частота питающей сети; α – угол срабатывания диодов, обусловленный тем, что диоды будут открываться не во время перехода линейных напряжений через ноль, а в момент равности фазного напряжения и напряжения на емкости и определяется следующим выражением:

$$U_{C_d} = E_{Net\,m}\cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right). \quad (2)$$

Записав уравнение (1) с учетом (2), и не забывая о том, что в момент времени $\omega_{0t} = \lambda$ (λ – длительность тока), мгновенное значение выпрямленного тока выпрямителя $i_d = 0$ [7]:

$$\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \lambda\cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) = 0. \quad (3)$$

После некоторых преобразований, уравнение (3) приобретает вид:

$$\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\left[tg\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\cdot[\cos\lambda - 1] + \sin\lambda - \lambda\right] = 0. \quad (4)$$

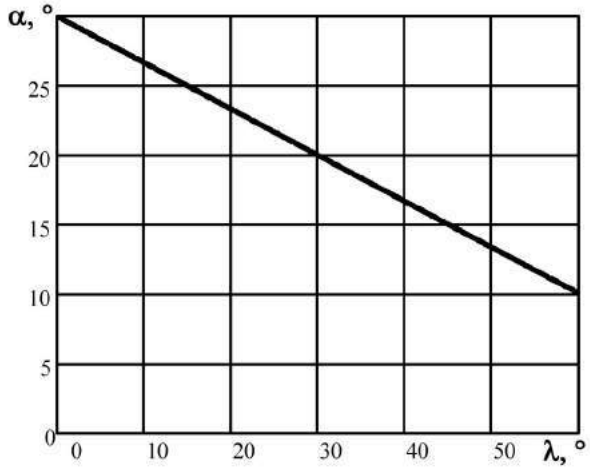


Рис. 4. Зависимость угла открывания диодов выпрямителя от длительности тока (режим прерывистого тока)

Решение (4) относительно α:

$$\alpha_1=\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m};$$
$$\alpha_2=\frac{\pi}{m}-arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right). \qquad (5)$$

Первое решение стоит отбросить, как принципиально-невозможный для такого типа преобразователей, и для дальнейших расчетов остается второе уравнение системы (5), т.е.:

$$\alpha=\frac{\pi}{m}-arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right). \qquad (6)$$

Ниже (рис. 4), приведен график зависимости α(λ), для мостового трехфазного выпрямителя (m = 6).

Как можно увидеть с рис.3, даже для неуправляемого выпрямителя, в режиме прерывистого тока, угол открывания диодов отличается от нуля и колеблется в пределах 10,08–30 (случай трехфазного мостового выпрямителя), что, как можно ожидать, приведет к ухудшению коэффициента сдвига (потреблению реактивной мощности), хотя эти процессы и происходят при низких нагрузках.

Напряжение на емкости определяется с (2) и (6):

$$U_{C_d}=E_{Net\ m}\cos\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right). \qquad (7)$$

Уравнение тока, учитывая (7), (6) и (1):

$$i_d=\frac{E_{Net\ m}}{\omega_0(L_d+L_{Net})}\left[\sin\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right)-\sin\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)-\omega_0 t\right)\right]-\frac{E_{Net\ m}\cos\left(arctg\left(\frac{\sin\lambda-\lambda}{\cos\lambda-1}\right)\right)}{L_d+L_{Net}}. \qquad (8)$$

С учетом выражения (8) построен график сетевого тока преобразователя i_{Net} (рис. 5).

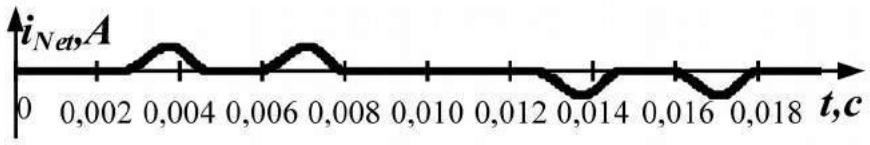


Рис. 5. График сетевого тока выпрямителя преобразователя частоты в режиме прерывистого тока

Предельный режим можно поделить на два режима: режим предельнопрерывистого тока (рис.6, а,б) и режим граничнонепрерывного тока (рис. 6,в,г). Отличие заключается в том, с какой стороны идет приближение к предельному режиму: в первом случае — от режима прерывистого тока, а во втором — от режима непрерывного тока.

Как видно с рис. 6,б,г, форма сетевого тока i_{Net} отличается для предельнопрерывистого и предельнонепрерывного режимов, и таким образом в предельной точкеλπ (λ=2π/m, для мостової схеми λ=2π/6=π/3) функции гармоник тока, коэффициента сдвига, коэффициента искажения, коэффициента гармоник имеют разрыв, изображенный на рис. 5,д,е.

Исследование непрерывного режима тока для подобного класса преобразователей произведены многими авторами, как отечественными, так и зарубежными и фактически гармоники сетевого тока колеблются с небольшой погрешностью в достаточно определенных границах [6].

Выводы.

1) Проанализировав электромагнитные процессы, протекающие между питающей сетью и цепью постоянного тока преобразователя частоты, установлено, что относительные гармоники тока в режиме прерывистого тока значительно превышают уровни, характерные для режима непрерывного тока.

2) В предельном режиме наблюдается разрыв функций гармоник тока и коэффициентов искажения, сдвига и мощности.

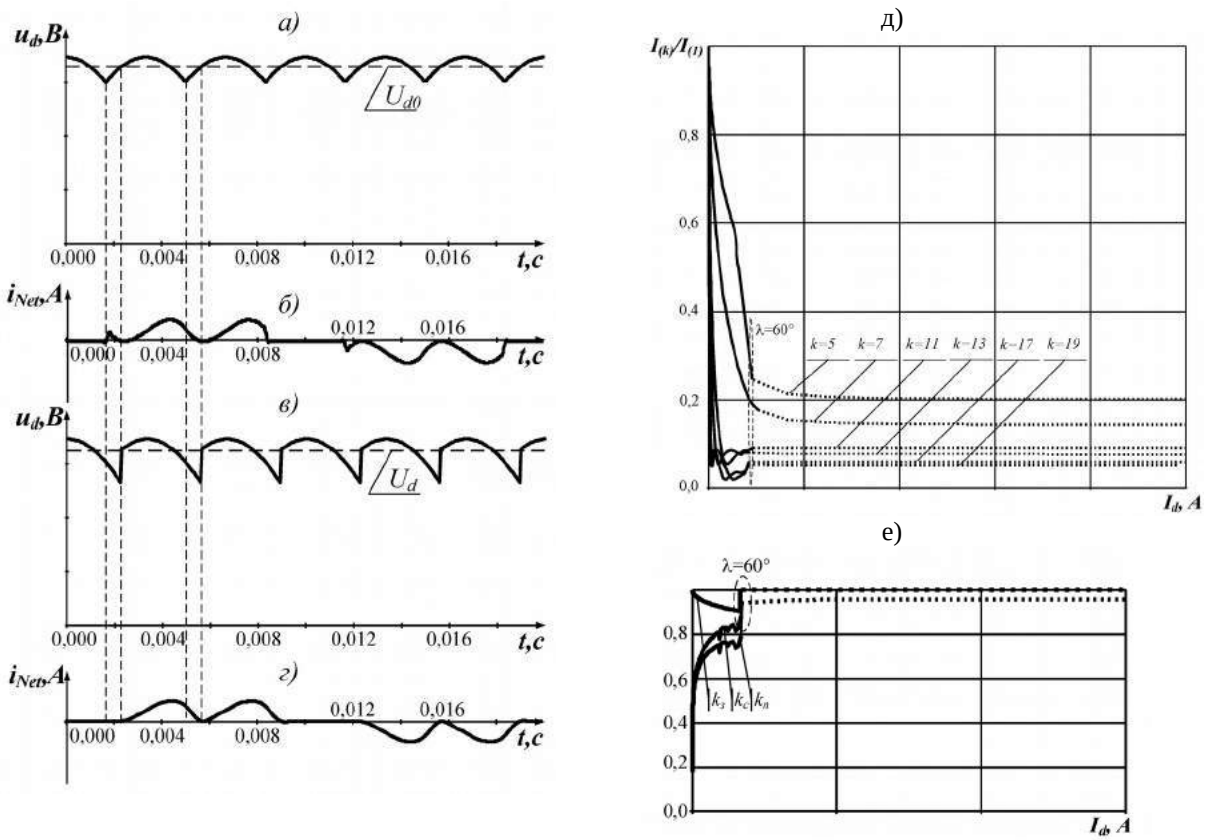


Рис. 6. Диаграммы выпрямленного напряжения преобразователя и сетевого тока для предельнонепрерывного (а,б) и предельнопрерывистого (в,г) режимов, относительные гармоники сетевого тока i_{Net} от уровня нагрузки преобразователя (д) и коэффициент сдвига $k_з$, коэффициент мощности k_n в зависимости от уровня нагрузки (е)

Список литературы: 1. *Авдєєв І.В.* Вплив на показники якості електроенергії вхідної індуктивності мережі, що живить частотно-регульований привод / [*І.В. Авдєєв, О.В. Немикіна, О.М. Климко та ін.*] // Електротехніка та електроенергетика. — №1, 2012. — С. 51–57. **2.** *Барутсков И.Б.* Гармонические искажения при работе преобразователей частоты / *И.Б. Барутсков, С.А. Вдовенко, Е.В. Цыганков* // Главный энергетик. – №6, 2011. – С. 5– 15. **3.** *Жеженленко И.В.* Электромагнитная совместимость потребителей : монография / [*И.В. Жеженленко, А.К. Шидловский, Г.Г. Пивняк* и др.]. – М.: Машиностроение, 2012. – 351. **4.** *Кольсун В.А.* Електроенергетичні характеристики перетворювачів частоти в аспекті розвитку альтернативної енергетики / [*В.А. Кольсун, Д.В. Риженков, В.М. Макодзьоб, О.М. Кулик*] // Матеріали конференції «Розвиток промисловості та суспільства». – Т.1. – 2016. – 271 С. **5**. *Пичкур Е.В.* Управление установкой электроцентробежных насосов с преобразователем частоты по критерию влияния на качество электрической сети / *Е.В. Пичкур, В.В. Козлов* // Вестник кибернетики. — №12, 2013. — С. 37–42. **6.** *Сінолиций А.П.* Аналітичні наближення в розрахунках енергетичних показників / *А.П. Сінолиций, В.А. Кольсун, М.В. Жуйков* // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика»/ Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2007. – С. 562 – 563. **7.** *Шипилло В.П.* Автоматизированный вентильный электропривод / *В.П. Шипилло*. — М.: 1969. — 400 с.

Bibliography (transliterated): 1. *Avdeev I.V.* Influence of input inductance of mains supplying frequency-controlled drive on power quality / [*I.V. Avdeev, O.V. Nemykina, A.N. Klymko etc*]. // Elektrotehnika ta elektroenergetyka. — №1, 2012. — P. 51–57. **2.** *Barutcu I. B.* Harmonic distortion in operating frequency converters / *I. B. Barutcu, S. A. Vdovenko, E. V. Tsygankov* // Glavnyj Energetik. – No. 6, 2011. – P. 5– 15. (Rus.). **3.** *Zhezhelenko I.V.* Electromagnetic compatibility of consumers : monograph / *[I. V. Zhezhelenko, A.K. Shidlovsky, G.G. Pivnyak etc]*. – M.: Mashinostroenie, 2012. – 351 p. (Rus.). **4.** *Kolsun V.A.* Electroenergetics factors of indirect power convertors in aspect of development of alternative energy / *[V.A. Kolsun, D.V. Ryzhenkov, V.M. Makojob, O.M. Kulyk]* // Materialy Konferentsii "Rozvytok promislovosti ta suspilstva". – Vol. 1. – 2016. – 271 p. (Ukr.). **5.** Pichkur Ye.V. The control of an electric submersible pump unit with frequency converter with a focus on influencing. the quality of electric main / *Ye.V. Pichkur, V.V. Kozlov* // Vestnyk kybernetyky. — №12, 2013. — P. 37–42. (Rus.). **6.** *Sinolitsyj A.P.* Analytic approximations in the calculation of energy factors / *A.P. Sinolitsyj, V.A. Kolsun, M.V. Zhuikov* // Zbirnyk naukovyh prac' Dniprodzerzhyns'kogo derzhavnogo tehnichnogo universytetu (tehnichni nauky). Tematychnyj vypusk «Problemy avtomatyzovanogo elektropryvoda. Teorija j praktyka»/ Dniprodzerzhyns'k: DDTU, 2007. – P. 562 – 563. (Ukr.). **7.** *Shipillo V.P.* Automated valve electric drive / *V.P. Shipillo.* — M.: 1969. — 400 p. (Rus.)

Поступила 31.05.2017

УДК 621.314.26

А. А. ШАВЁЛКИН, докт. техн. наук, проф., Киевский национальный университет технологий и дизайна.

СИЛОВОЙ АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ОДНОФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ В ВЫХОДНЫХ ФАЗАХ

Вступление. Вопрос обеспечения качества электрической энергии является одним из ключевых при решении вопросов энергосбережения. К тому же, показатели качества жестко нормируются современными стандартами [1,2]. Решение вопроса связано с применением фильтро-компенсирующих устройств (ФКУ) и силовых активных фильтров (САФ). На данный момент времени в качестве ФКУ для высоковольтных применений основной является схема с использованием тиристорного индуктивного регулятора в сочетании с резонансными LC фильтрами [3]. При этом тиристорный регулятор сам является источником высших гармоник низкого порядка (5-я, 7-я и т.д.) и не может использоваться без соответствующих фильтров. Такое решение предполагает использование громоздких реакторов в схеме индуктивного регулятора и фильтрах. Для подключения необходимо несколько высоковольтных ячеек для регулятора и фильтров. Реакторы размещаются вдали от металлоконструкций на бетонных основаниях. Предлагаются и решения совмещения тиристорных ФКУ с двухуровневым САФ. Перспективным является использование транзисторных схем САФ с использованием многоуровневых преобразователей, подключаемых к сети без трансформатора. Ряд решений с использованием NPC инверторов и каскадных схем с последовательным соединением автономных инверторов напряжения (АИН) декларируется в [4, 5]. Следует отметить, что каскадные многоуровневые преобразователи с последовательным соединением АИН в выходных фазах сейчас являются эталонным решением для высоковольтных электроприводов переменного тока. Схемы таких преобразователей достаточно сложны и, кроме АИН, включают в себя многообмоточный трансформатор с выпрямителями для питания АИН [3]. Отсутствие источников для питания АИН в схеме САФ существенно упрощает его реализацию и снижает стоимость. Достоинством такого решения является возможность использования в схеме низковольтных транзисторов при относительно небольшой частоте модуляции. Применение каскадных схем ориентировано на режим источника напряжения при использовании многоуровневой ШИМ (МШИМ). Вместе с тем, принцип САФ основан на использовании инвертора в качестве источника тока, который при суммировании с током нагрузки обеспечивает заданные показатели тока, потребляемого из сети переменного тока. При этом непосредственное формирование мгновенного значения тока в замкнутой по его отклонению системе регулирования обеспечивает качество отработки заданного значения с максимальным быстродействием. Вопрос использования каскадных схем САФ с последовательным соединением однофазных инверторов напряжения в режиме источника тока изучен недостаточно. При отсутствии изолированных источников постоянного тока для питания инверторов также возникает вопрос обеспечения заряда и стабилизации напряжений конденсаторов на входе АИН, что возможно при идентичной загрузке АИН. Задание режима источника тока для АИН обычно решается использованием релейного регулятора тока [3], однако при этом частота модуляции меняется в широких пределах. В [6] рассмотрен метод PRT, когда частота модуляции стабилизируется в узких пределах, но при этом отсутствует возможность синхронизации во времени работы АИН, которые формируют один ток. Перспективным для применения при последовательном соединении АИН является метод [7, 8] с использованием модулирующих напряжений, обеспечивающий фиксированную частоту модуляции при возможности реализации МШИМ.

Цель работы. Совершенствование принципов реализации параллельного САФ с последовательным соединением АИН в режиме источника тока.

Задачи исследования:

– разработка принципов реализации режима источника тока для последовательного соединения АИН с фиксированной частотой переключения транзисторов, задаваемой модулирующим напряжением при многоуровневой ШИМ;

– разработка структуры силовых цепей и системы управления САФ;

– разработка модели системы «сеть переменного тока – САФ – нелинейная нагрузка» и имитационное моделирование процессов в системе.

Основное содержание работы. Структурная схема каскадного САФ (КСАФ) с подключением к трехфазной сети переменного тока *G* и нелинейной нагрузке НН приведена на рис.1,а и включает в себя линию электропередач с сопротивлением (активно–индуктивным) $Z_{ЛЭП}$, высокочастотный фильтр $R_Ф C_Ф$, датчик напряжения сети ДН, датчик тока нагрузки ДТ, КСАФ с системой управления СУ САФ.

На рис. 1, б приведена структура силовых цепей КСАФ, содержащего в выходных фазах три однофазных мостовых АИН. Подключается КСАФ к сети посредством реакторов *L*, для измерения выходного тока фаз используются датчики тока ДТ. Схема АИН с конденсатором *C* в звене постоянного тока приведена на рис. 1, в. Напряжение u_d одного из АИН в каждой фазе измеряется датчиком напряжения ДН.

Подключается КСАФ через зарядные резисторы, которые после заряда конденсаторов АИН шунтируются контакторами (на рис. 1 не показаны).

© А.А. Шавёлкин, 2017

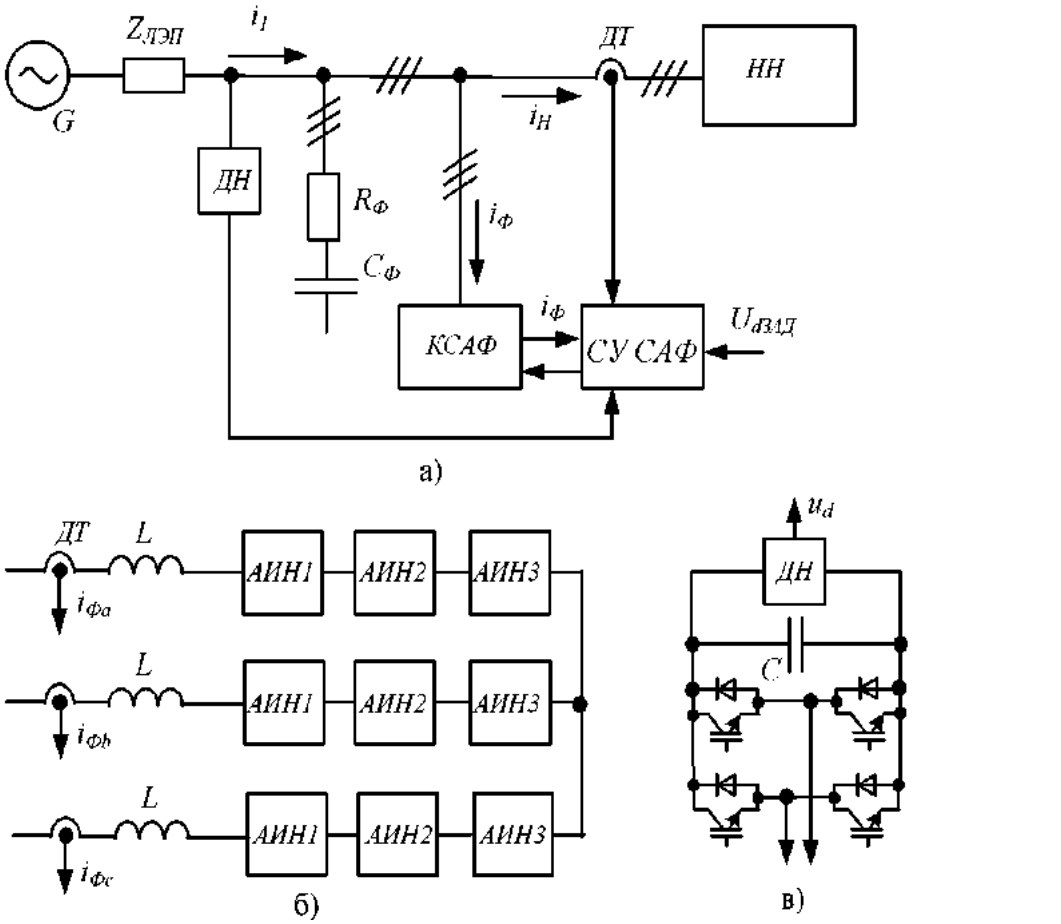


Рис. 1. Структурная схема подключения каскадного САФ (а), структура силовых цепей САФ (б), схема АИН (в)

Принцип работы САФ (при отсутствии нагрузки в цепи постоянного тока) основан на способности схемы АИН отработать практически любую форму тока. При этом поддержание постоянным среднего значения напряжения U_d на конденсаторах АИН исключает потребление или передачу САФ активной мощности.

Сигналы, соответствующие токам фаз нагрузки i_{Ha}, i_{Hb}, i_{Hc}, фильтра $i_{Фa}$, $i_{Фb}$, $i_{Фc}$, фазным напряжениям сети u_{1a}, u_{1b}, u_{1c}, а также напряжениям в цепи постоянного тока одного из АИН фазы u_{da}, u_{db}, u_{dc} посредством соответствующих датчиков вводятся в систему управления САФ (рис. 2). Внешним по отношению к контуру регулирования тока является регулятор напряжения РН (пропорционально – интегральный) в цепи постоянного тока и преобразователь координат ПК, обеспечивающие формирование сигналов тока фаз сети i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} (для каждой из трех фаз САФ).

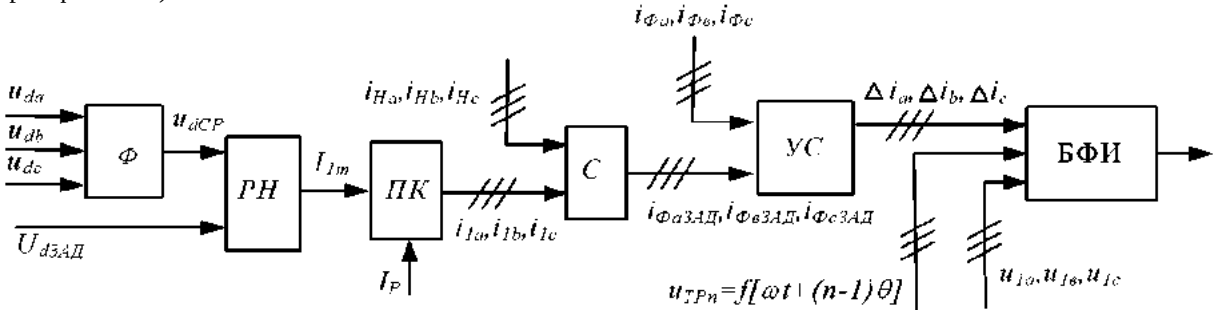


Рис. 2. Структура системы управления САФ

На входы РН подается заданное значение напряжения $U_{dЗАД}$ и его фактическое значение с выхода блока фильтра (Ф). Особенностью предложенного решения является использование в РН сигнала обратной связи по среднему значению напряжений на конденсаторах АИН в трех фазах (блок Ф на рис. 2) $u_d = \frac{u_{d_a} + u_{d_b} + u_{d_c}}{3}$.

Это преследует две функции: возможность реакции на мгновенное отклонение напряжения АИН какой-либо фазы и уменьшение постоянной времени фильтра, поскольку пульсации напряжения АИН с частотой 100 Гц сдвинуты согласно выходным токам на 120° и взаимно компенсируются.

Выходное напряжение РН является заданием амплитуды активной составляющей тока сети I_{1m} и поступает на вход ПК. ПК имеет также вход задания реактивной составляющей тока $I_Р$, что позволяет формировать ток

сети с заданным значением коэффициента мощности. ПК осуществляет преобразование из системы координат *d-q*, где I_d (I_{1m}), I_q ($I_Р$) – соответственно, активная и реактивная составляющие тока, вращающиеся с частотой ω (угловая частота напряжения сети) в неподвижную систему координат *а, в, с*:

$$\begin{aligned} i_{1a} &= I_d \cdot \sin \omega t + I_q \cdot \cos \omega t; \\ i_{1b} &= I_d \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) + I_q \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3); \\ i_{1c} &= I_d \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3) + I_q \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3). \end{aligned} \quad (1)$$

Несоответствие активной составляющей тока сети и нагрузки приводит к циркуляции активной мощности между сетью и цепью постоянного тока САФ и, поскольку нагрузка у него отсутствует, к заряду или разряду конденсаторов АИН (изменению u_d). Работа же РН и заключается в поддержании напряжения на заданном уровне $u_d = U_{d3АД}$.

Значения токов сети i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} поступают на сумматор (С), где формируется задание тока в выходных фазах САФ как разность значения тока фазы нагрузки и значения тока сети $i_{фа3АД} = i_{Нa} - i_{1a}$. Формирование импульсов управления транзисторами САФ осуществляется блоком формирования импульсов (БФИ) в соответствии с сигналом отклонения тока фазы $\Delta i_Ф = i_{фЗАД} - i_ф$ (с выхода узла сравнения УС). БФИ реализует предложенный принцип формирования выходного тока фаз САФ, когда формирование импульсов управления ключами АИН*n* (при биполярной модуляции) осуществляется путем сравнения по уровню напряжения, соответствующего Δi, с модулирующим напряжением u_{TPn} симметричным относительно нуля [7].

При этом напряжение АИН принимает два значения: U_d, если $\Delta i < u_{TP}$, $-U_d$, если $\Delta i \geq u_{TP}$. Модулирующие напряжения АИН ($u_{TP1} \div u_{TPn}$) в выходной фазе сдвинуты на угол $\theta = 2\pi / n$ (*n* – количество последовательно соединенных АИН), в данном случае (*n*=3) на угол 120°.

Для обеспечения равенства нулю среднего за период модуляции значения отклонения тока Δi используется коррекция закона изменения модулирующего напряжения фазы САФ с учетом напряжения данной фазы сети $u_{TP1} = u_{TP} - k \cdot u_1$ ($k = U_{mTP} / U_{1Фm}$, U_{mTP} – амплитуда модулирующего напряжения).

Особенностью данного принципа управления является то, что период $\Delta i(t)$ должен быть не меньше периода модулирующего напряжения. При этом значение частоты модуляции

$$f_M \geq \frac{aU_{1Фm}}{4 \cdot \Delta I_m \cdot L \cdot n^2}, \quad (2)$$

где $a = \frac{nU_d}{U_{1Фm}}$ – относительное значение напряжения в звене постоянного тока АИН, ΔI_m – максимальное значения амплитуды пульсаций выходного тока, *L* – индуктивность реактора.

Значение индуктивности реактора может выбираться из следующих соображений. Увеличение *L* позволяет уменьшить частоту модуляции, но при этом увеличивается падение напряжения на реакторе и увеличиваются габариты реактора. С другой стороны способность отработки произвольных законов изменения тока предполагает высокую скорость изменения тока, при этом следует либо увеличивать напряжение или уменьшать индуктивность. При известных параметрах нагрузки, к которой подключается САФ

$$L = \frac{U_{1Фm}(a-1)}{\left|\frac{di_H}{dt}\right|_{MAX}}, \quad (3)$$

где $\left|\frac{di_H}{dt}\right|_{MAX}$ – максимальное значение скорости изменения тока нагрузки.

Некоторую особенность имеет формирование многоуровневой кривой выходного напряжения КСАФ с последовательным соединением *n* АИН и биполярной модуляцией выходного напряжения. При этом напряжение АИН принимает два значения *U* и *-U*. Максимальное количество уровней результирующего выходного напряжения составляет *K*=*n*+1. Так при *n*=3 и напряжении на входе АИН, равному U_d результирующее напряжение принимает значения $3U_d$, $2U_d$, $-2U_d$, $-3U_d$. Для сравнения в схеме каскадного преобразователя с однополярной модуляцией напряжения АИН [3] *K*=2*n*+1. Т.е. вместо *K*=7 получаем только *K*=4. Но, что касается эквивалентной частоты модуляции результирующего напряжения каскадной схемы, то она, как и при однополярной модуляции увеличивается в *n* раз. Это позволяет пойти на снижение частоты модуляции для АИН. Лучшие показатели могут быть обеспечены при использовании однополярной модуляции, реализация которой имеет определенные особенности и является предметом отдельного исследования.

Результаты моделирования. Для моделирования использован программный пакет Matlab. Разработаны модели отдельного АИН и их каскадного соединения с системой управления. Структура модели системы «сеть переменного тока – САФ – нелинейная нагрузка» выполнена в соответствии со структурой на рис. 1. Частота модуляции 4 кГц. В качестве нагрузки использованы трехфазный тиристорный преобразователь ТП постоянного тока с дросселем в выходной цепи (нелинейная нагрузка) в сочетании с активно–индуктивной нагрузкой ($\cos\varphi$=0.8).

Осциллограммы напряжения в звене постоянного тока одного АИН фазы *а* u_{da1} и среднего значения для трех фаз u_{dCP}, результирующего напряжения фазы САФ $u_{АИН}$ и выходного одного АИН $u_{АИН1}$, а также выходного тока САФ $i_{Фa}$ при нелинейной нагрузке приведены на рис. 3.

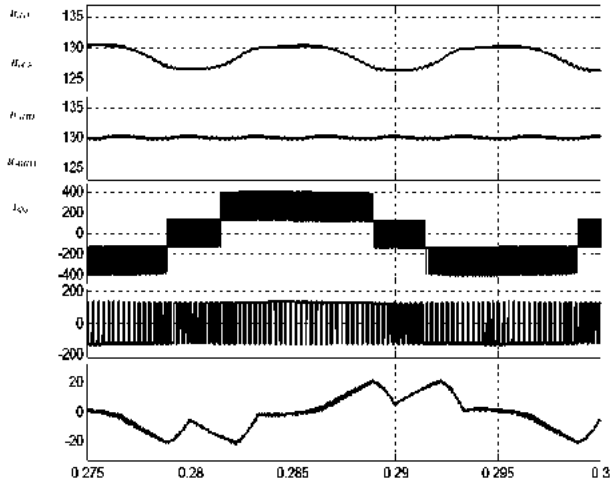


Рис.3. Осциллограммы напряжений и тока САФ

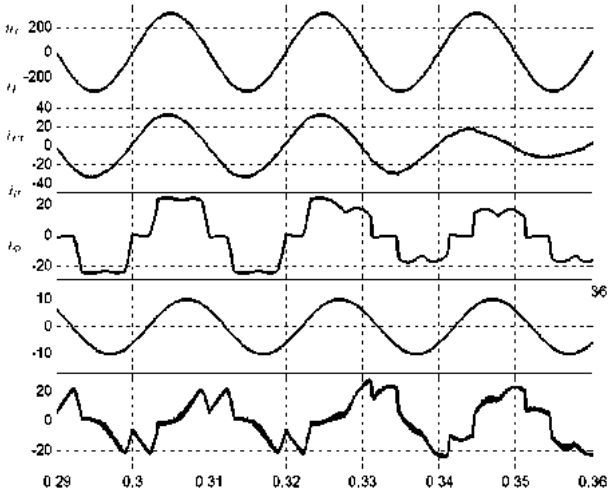


Рис. 4. Осциллограммы напряжения и тока фазы сети, тока ТП, тока активно-индуктивной нагрузки и тока фазы САФ

На рис. 4 приведены осциллограммы напряжения u_1 и тока i_1 фазы сети, тока ТП $i_{ТП}$, тока активно-индуктивной нагрузки $i_Н$ и тока фазы САФ $i_Ф$. В момент времени t=0.325 с угол отпирания ТП изменяется с 10° до 50°. Как видим, это изменение тока отрабатывается практически без переходных процессов в схеме.

Выводы. Предложенные принципы реализации каскадного САФ в режиме источника тока позволяют объединить возможности многоуровневого формирования напряжения с высоким быстродействием, что способствует повышению эффективности работы фильтра при нелинейной нагрузке. Дальнейшим направлением работы является исследование работы САФ при использовании однополярной модуляции и увеличении количества АИН в выходной фазе, что позволит снизить частоту модуляции и напряжение ключей.

Список литературы: 1. EEE Standard 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, Jun. 1992. **2.** ГОСТ13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Госстандарт, 1998.- Введен в Украине с 01.01.2000. **3.** *Шавьолкін О. О.* Енергетична електроніка: навч. посібник / О. О. Шавьолкін; Київський нац. ун-т. технологій та дизайну. – Київ: КНУТД, 2017. – 396 с. **4.** *Шавёлкин А.А.* Использование трехуровневой топологии в силовых активных фильтрах /А.А. Шавёлкин // Проблеми та перспективи розвитку технічних засобів транспорту та систем автоматизації: Матеріали мнтк. – Харків: ХНУМГ ім. О.М. Бекетова, 2014. – С.93-95. **5.** *Пронин М.* Активные фильтры высших гармоник. Направления развития/ М. Пронин// Новости электротехники №2(38) 2006, news.elteh.ru. **6.** Sung-Hun Ko. A Grid-Connected Photovoltaic System with Direct Coupled Power Quality Control / Sung-Hun Ko, Seong-Ryong Lee, Hooman Dehbonei, C.V. Nayar// IEEE Transactions, 2006.- pp.5203-5208. **7.** *Шавёлкин А.А.* Автономные инверторы и устройства на их базе/ Шавёлкин А.А.//. LAP LAMBERT Academic Publishing RU. – 2017. - 405 с. **8.** *Шавьолкін О.О.* Реалізація режиму джерела струму для каскадної схеми з послідовним з'єднанням однофазних інверторів напруги/ О.О. Шавьолкін, Г.П. Росінська // Вісник КНУТД.- К.: КНУТД, 2016. - №6(104). – С. 68-76.

Bibliography (transliterated): 1. EEE Standard 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, Jun. 1992. Print. **2.** GOST13109-97. Elektricheskaya energiya. Sovmestimost' tekhnicheskikh sredstv elektromagnitnaya. Normy kachestva elektricheskoy energii v sistemakh elektrosnabzheniya obshchego naznacheniya. M.: Gosstandart, 1998.- Vveden v Ukraine s 01.01.2000. Print. **3.** Shav'olkín O. O. "Yenergetichna yelektroníka: navch. posíbnik " *Kiívs'kiy nats. un-t. tekhnologíy ta dizaynu.* – Kiív: KNUTD, 2017. – 396 s. Print. **4.** Shavelkin A.A. "Ispol'zovaniye trekhurovnevoy topologii v silovykh aktivnykh fil'trakh" *Problemi ta perspektivi rozvitku tekhníchnikh zasobív transportu ta sistem avtomatizatsíí: Materíali mntk.* – Kharkív: KHNUMG ím. O.M. Beketova, 2014. – S.93-95. Print. **5.** Pronin M. "Aktivnyye fil'try vysshikh garmonik. Napravleniya razvitiya" *Novosti elektrotekhniki* №2(38) 2006, news.elteh.ru. **6.** Sung-Hun Ko, Seong-Ryong Lee, Hooman Dehbonei, C.V. Nayar. A Grid-Connected Photovoltaic System with Direct Coupled Power Quality Control. IEEE Transactions, 2006.- pp.5203-5208. **7.** Shavelkin A.A. Avtonomnyye invertory i ustroystva na ikh baze. LAP LAMBERT Academic Publishing RU. – 2017. - 405 s. **8.** Shav'olkín O.O., Rosíns'ka G.P. "Realízatsíya rezhimu dzherela strumu dlya kaskadnoí skhemi z poslídovnim z'êdnannyam odnofaznikh ínvertorív naprugi" *Vísnik KNUTD.- K.: KNUTD*, 2016. - №6(104). – S. 68-76. Print.

Поступила 01.05.2017

УДК 624.314

А. Ф. ЖАРКІН, чл.-кор. НАНУ, докт. техн. наук, заст. дир. з н.р., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
А. Г. ПАЗЄЄВ, канд. техн. наук., ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
В. О. НОВСЬКИЙ, докт. техн. наук, пров. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
Д. О. МАЛАХАТКА, інж. 1-ї кат., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ.

ЯКІСТЬ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ТРИФАЗНИХ АКТИВНИХ КОРЕКТОРІВ КОЕФІЦІЄНТУ ПОТУЖНОСТІ

Вступ. Одним з напрямків побудови систем електроживлення (СЕЖ) автономних об'єктів та відповідальних споживачів відносно великої потужності є комбінований принцип. За ним живлення окремих пристроїв електронної апаратури здійснюється від низки джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ), які самі живляться від стабільної проміжної мережі постійної напруги. Таку мережу створює спільний для всієї системи вхідний трифазний перетворювач (ВТП). Як зазначено у літературі [1 – 4], до переваг таких систем можна віднести можливість значного підвищення надійності за умови побудови за модульним принципом та введенням незначного резервування та широкі можливості нарощування потужності шляхом підключення додаткових модулів. Крім того, при використанні в якості ВТП трифазних активних коректорів коефіцієнту потужності (АККП), що побудовані на основі однофазних модулів АККП, можливе забезпечення як підвищеної надійності, так і найжорсткіших норм сучасних стандартів по забезпеченню ЕМС напівпровідникових перетворювачів з мережею живлення.

Розглянемо спрощену структурну схему СЕЖ, яку наведено на рис. 1. Живлення СЕЖ здійснюється від первинного джерела електроенергії, в якості якого можуть виступати автономний генератор або мережа напруги загального використання (на схемі представлені трьома джерелами ЕРС E_a, E_b, E_c, що утворюють трифазну систему, та еквівалентними опорами Za – Z0). До первинного джерела безпосередньо підключені однофазні (Z1 -Z3) та трифазне (Z4 - Z6) навантаження і ВТП з системою зворотного зв'язку (СЗЗ). Всі навантаження живляться від ДВЕЖ з вихідними напругами $U_1 – U_n$, необхідного рівня та форми. ДВЕЖ в свою чергу підключені до проміжної мережі постійної стабілізованої напруги $U_{пром}$, що утворюється ВТП.

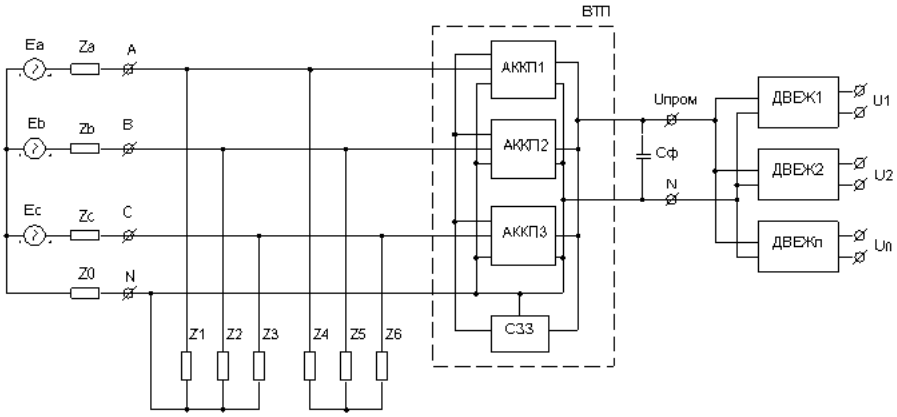


Рис. 1. Структурна схема СЕЖ.

ВТП є трифазним АККП і складається з трьох однофазних модулів АККП1-АККП3, підключених до фазних напруг джерела живлення та з'єднаних паралельно по виходу. Кожен з модулів АККП має свою систему керування (СК) та використовує спільну систему зворотного зв'язку. До виходу ВТП приєднано ємність вихідного фільтру $C_ф$ і навантаження $R_н$ (ДВЕЖ). Так як СЗЗ є спільною для трьох модулів АККП, то при симетричній вхідній мережі, симетричних однофазних і трифазних навантаженнях та однакових параметрах силових елементів модулів та їх СК забезпечується рівномірне навантаження кожного з АККП. В такому випадку трифазний АККП по відношенню до первинного джерела електроенергії є аналогом симетричного активного навантаження, а в СЕЖ мають місце симетричні режими. Наведений в [2] аналіз електромагнітних процесів у ідеальному з точки зору ЕМС з мережею трифазному АККП показав, що коли від симетричної мережі споживаються синусоїдальні, симетричні струми, синфазні з напругами живлення, то по відношенню до мережі такий перетворювач є аналогом активного, лінійного та симетричного навантаження, причому в сталих режимах вхідна потужність перетворювача не залежить від часу, а пульсації вихідної напруги, кратні частоті мережі, відсутні. Тому відпадає потреба у застосуванні фільтруючих елементів зі значними масогабаритними показниками на його виході, що призводить до покращення показників ВТП та СЕЖ в цілому.

Однак навіть при симетричній системі напруг первинного джерела електроенергії в наведеній СЕЖ можливі несиметричні режими, обумовлені неоднаковими навантаженнями фаз. В таких випадках аналіз роботи вхідного трифазного перетворювача з метою вибору значень параметрів елементів та СК і СЗЗ необхідно проводити з урахуванням можливої несиметрії трифазної системи напруг на його вході.

© А.Ф. Жаркін, А.Г. Пазєєв, В.О. Новський, Д.О. Малахатка, 2017

Метою роботи є дослідження впливу параметрів системи керування, системи зворотного зв'язку та вихідного фільтру на якість вихідної напруги трифазних АККП, що побудовані на основі однофазних модулів в стаціонарних симетричних і несиметричних режимах роботи.

Виклад основного матеріалу. Багатомодульний ВТП може бути утворений на основі однофазних АККП з гальванічним зв'язком входу і виходу та вихідною напругою, що може бути обрана на рівні амплітудного значення вхідної напруги, які було запропоновано в [5]. Такі модулі однофазних АККП можуть бути поєднані в багатомодульний трифазний АККП без використання додаткових засобів. Структурна схема трифазного перетворювача наведена на рис. 2. Номінальне значення вихідної напруги обрано близьким до максимального значення амплітуди фазної вхідної напруги, а саме 350В. Так як у ВТП кожен з модулів АККП підключений на фазну напругу, їх робота в частині примусового формування вхідного струму в трифазній схемі не відрізняється від роботи в однофазній схемі. Електромагнітні процеси в однофазних перетворювачах були детально розглянуті в [5, 6], тож зазначимо головне.

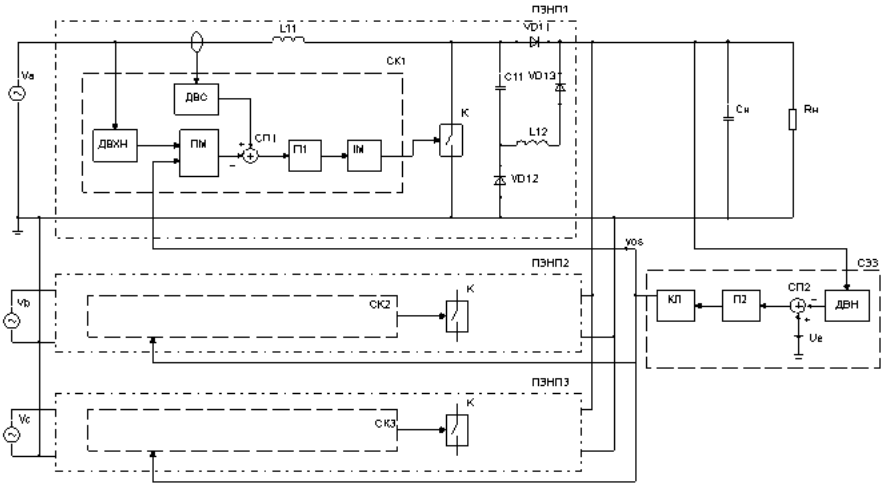


Рис. 2. Структурна схема трифазного АККП.

У СК кожного модуля за еталонний сигнал приймається сигнал з виходу перемножувача ПМ, який утворюється шляхом аналогового перемножування сигналів з ДВХН та СЗЗ. Еталонний сигнал прямо пропорційний відповідній фазній напрузі, а його рівень залежить від сигналу зворотного зв'язку *vos*. Сигнал *vos* виробляється спільною СЗЗ і є однаковим для всіх модулів. У СК порівнюються еталонний сигнал та сигнал з датчика вхідного струму, на основі чого виробляється імпульсна послідовність керування ключем змінного струму К таким чином, щоб сформувати вхідний струм, що близький до еталонного сигналу. Автоматичне керування рівнем еталонного сигналу дає змогу керувати рівнем потужності, що споживається від мережі живлення, а значить і забезпечувати стабілізацію вихідної напруги ВТП. По виходу АККП з'єднані паралельно, та підключені до конденсатору вихідного фільтру $C_н$, який згладжує високочастотні пульсації вихідної напруги, обумовлені імпульсним характером процесів у АККП та пульсацією вхідної потужності при несиметричній вхідній напрузі.

Проведемо аналіз роботи трифазного перетворювача зі стабілізованою вихідною напругою у режимах симетрії та несиметрії вхідної напруги. Дослідження проведемо за допомогою пакету MC9 на імпульсній моделі, схему якої представлено на рис. 3. Вона складається з трьох ідентичних схем імпульсних моделей однофазних перетворювачів, які поєднано у трифазну систему згідно структурної схеми рис. 2. Схеми імпульсних моделей однофазних перетворювачів описані у [7]. Вхідна трифазна система напруг утворена джерелами синусоїдальної напруги V_a, V_b, V_c, які визначаються виразами

$$\begin{aligned} V_a &= k_A U_m \sin \omega t; \\ V_b &= k_B U_m \sin(\omega t + \phi_B); \\ V_c &= k_C U_m \sin(\omega t + \phi_C), \end{aligned} \qquad (1)$$

де k_A, k_B, k_C – коефіцієнти, що відображують відхилення амплітуди напруг фаз A, B, C від номінального значення, φ_B , φ_C – фазовий зсув фаз B та C відносно фази A. Резистори R_a, R_b, R_c та R_{nul} відповідають опорам фазного та нульового проводів мережі. Конденсатори C21 – C23 на виході модулів АККП встановлені для покращення комутаційних процесів, мають ємність у одиниці мікрофарад і суттєво не впливають на характер процесів у вихідних ланцюгах. Резистори R_{2a}, R_{2b}, R_{2c} та R_{out} використовуються як шунти для вимірювання вихідних струмів модулів АККП та сумарного вихідного струму ВТП. Враховуючи, що струм крізь R_{out} має імпульсний характер, для його вимірювання використано інтегруючу ланку з елементів R_{f1}=R_{f2}=1кОм, C_{f1}=0,2мкФ. При R_{out}=0,01Ом сигнал V(CIOUT)×200, рівний напрузі на C_{f1}, дорівнює середньоінтегральному на періоді комутацій значенню вихідного струму. Інші елементи в імпульсній моделі трифазного перетворювача відповідають аналогічним елементам однофазної імпульсної моделі. Вихідний фільтр представлений конденсатором $C_н$, а навантаження – резистором $R_н$. У схемі СЗЗ моделі датчик вихідної напруги ДВН виконаний у вигляді джерела напруги, керованого напругою E4, з коефіцієнтом передачі 1/70; джерело еталонної напруги U_e - у вигляді джерела постійної напруги V1; система порівняння СП2 виконані у вигляді суматора X15 з коефіцієнтами передачі входів «-1» та «1»; підсилювач сигналу зворотного зв'язку П2 виконаний як обмежуюча ланка X14 з коефіцієнтом передачі 40 та рівнями обмеження [-10,10]; корегувальна ланка (КЛ) виконана у вигляді найпростішого фільтру на R_{k1}, $R_{к2}$, $C_{кл}$ (R_{k1}=$R_{к2}$=10кОм); обмежувач сигналу X13 введений для обмеження сигналу зворотного зв'язку

(vos на схемах) у межах [0,1], що моделює можливість фізичної реалізації каналу зворотного зв'язку на реальних компонентах. Абсолютні величини параметрів елементів вказані тут і далі, як приклад, для можливості проведення аналізу за допомогою пакету МС9.

Параметри силових елементів моделі та СК кожного з АККП були обрані на основі аналізу роботи однофазних перетворювачів для мінімізації спотворень вхідного струму [6] та забезпечення необхідної сумарної потужності трифазного перетворювача, що дорівнює потрійній потужності кожного з модулів. Параметри елементів СЗЗ були обрані для забезпечення номінальної вихідної напруги у 350В з роботи [8]. Параметри вихідної ємності та навантаження обирались дискретно, так як метою моделювання було отримати загальні оцінки роботи однофазних АККП, які поєднано у ВТП.

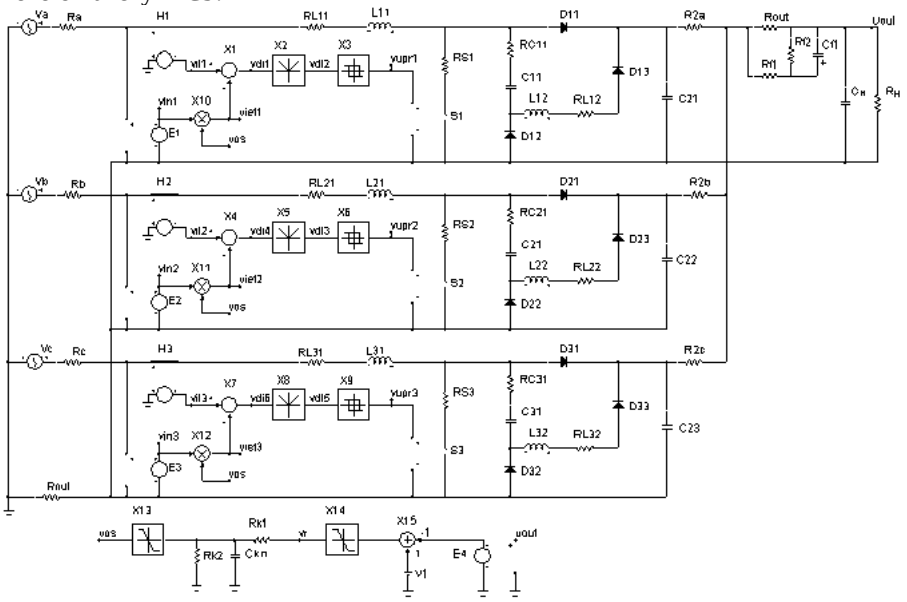


Рис. 3. Схема імпульсної моделі ВТП.

На імпульсній моделі трифазного перетворювача було проведено комплекс розрахунків у пакеті схемо технічного моделювання МС9 для різних вхідних даних. Контролю підлягали вхідні фазні струми (сигнали V(VIL1) – V(VIL3)), сигнали з датчиків вхідної напруги (V(VIN1) – V(VIN3)), вихідна напруга ВТП $U_н$ (сигнал V(UOUT)), струм у нульовому проводі I(Rnul), сигнал зворотного зв'язку v(vos) та сигнал V(CIOUT)×200.

Проведемо дослідження **симетричного** режиму, для якого значення коефіцієнтів k_A, k_B, k_C дорівнюють одиниці, фазові зсуви вхідних напруг фаз В та С дорівнюють $\varphi_B = -2\pi/3$, $\varphi_C = -4\pi/3$. Значення параметрів інших елементів моделі прийняті такими: L_{11}-L_{22}=20 мГн, C_{11}-C_{31}=1 мкФ, коефіцієнти передачі датчиків вхідної напруги E1-E3, які дорівнюють коефіцієнту k_1 , обрані для забезпечення вихідної потужності у 1,5 кВт при найменшій вхідній напрузі.

Звернемось до рис. 4 та рис. 5. На них представлені результати розрахунків величин, що підлягали контролю, для значень ΔI=0,62А, $C_н$=600мкФ, $R_н$=82Ом та значень ємності КЛ $C_{кл}$, що дорівнюють 0,1 мкФ та 5 мкФ.

З порівняння графіків вхідного струму V(VIL1) – V(VIL3) видно, що при менших значеннях ємності $C_{кл}$ вхідні фазні струми зазнають значних спотворень, що обумовлено відносно великою амплітудою пульсацій та несинусоїдальною формою сигналу зворотного зв'язку v(vos). Таку форму сигналу v(vos) при малих значеннях $C_{кл}$ (тобто при слабкій фільтрації низькочастотної складової сигналу різниці *vr*) можна пояснити не ідеальністю АККП та СК у частині формування вхідного струму та імпульсним характером останнього, що призводить до присутності в вихідному струмі ВТП (сигнал V(CIOUT)×200 на граф.) навіть при симетричній вхідній напрузі високочастотної складової, у спектрі якої присутня яскраво виражена гармоніка з потрійною частотою мережі.

З графіків V(UOUT) видно, що у вихідній напрузі перетворювача присутні пульсації на потрійній частоті мережі, рівень яких при незмінній ємності вихідного фільтру залежить від значень ємності КЛ, при цьому при більших значеннях $C_{кл}$ (5мкФ) пульсації менші (рис. 5).

У той же час при ємності $C_{кл}$=0,1мкФ (рис.4) рівень пульсацій вихідної напруги зменшується, але зростають спотворення форми вхідних струмів. Такий перебіг процесів при менших значеннях $C_{кл}$ можна пояснити тим, що при малих $C_{кл}$ фазовий зсув сигналу v(vos) відносно фази

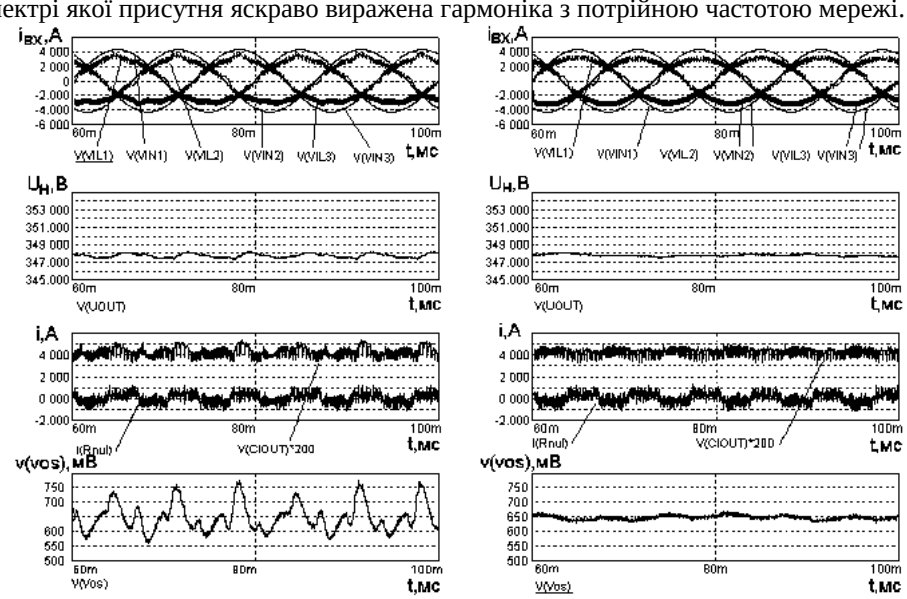


Рис.4. Симетричний режим: $C_{кл}$=0,1мкФ. Рис.5. Симетричний режим $C_{кл}$=5мкФ.

вихідної напруги наближується до 180^0, тож сигнал на виході СЗЗ має таку форму, аби зменшити пульсації напруги за рахунок зміни вихідного струму ВТП, при цьому зазнає спотворення форма вхідного струму.

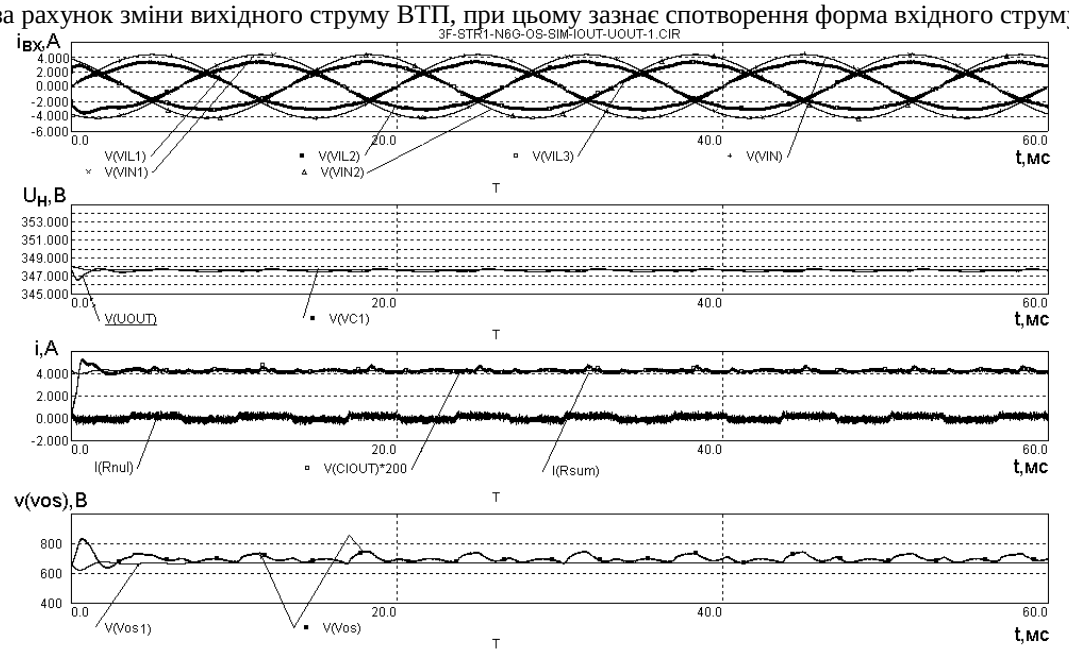


Рис. 6. Симетричний режим: ΔI=0,32А, $C_н$=600мкФ, $C_{кл}$=0,1мкФ.

Для перевірки припущення про значний вплив на описані процеси такого інтегрального показника СК як відхилення вхідного струму від еталону були проведені розрахунки роботи схеми при значеннях ΔI=0,32А, $C_н$=600мкФ та $C_{кл}$=0,1мкФ, результати яких наведено на рис.6. Порівнюючи їх з графіками на рис. 4 (на якому також $C_{кл}$=0,1мкФ) можна побачити, що при зменшенні відхилення вхідного струму від еталону як рівень пульсацій вихідної напруги, так і спотворення вхідного струму зменшуються, вихідний струм ВТП має значно кращу форму, його середньоінтегральне на періоді комутацій значення наближується до постійного в усталеному режимі. Такий результат свідчить про переважаючий вплив не ідеальності СК у частині формування вхідного струму на пульсації вихідної напруги у трифазному перетворювачі в симетричних режимах, а також про можливість забезпечити прийнятні форму як вхідного струму, так і вихідної напруги при відповідному та узгодженому виборі параметрів системи керування та параметрів системи зворотного зв'язку.

Відомо, що за малих значень сталої часу корегувальних ланок у системах зі стабілізацією вихідної напруги значно покращуються такі параметри перехідних процесів, як час встановлення вихідної напруги при перемиканнях навантаження та можливі викиди та провали вихідної напруги. Тож можливість забезпечення малих значень сталої часу корегувальної ланки при збереженні досить низьких значень спотворення вхідного струму, що обумовлені негативним впливом на еталонний сигнал струму системи зворотного зв'язку, є позитивною властивістю трифазних перетворювачів змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності у симетричних режимах вхідної трифазної напруги.

Досягнення оптимальних параметрів СК, значень вихідної ємності та параметрів СЗЗ для вказаного режиму роботи перетворювача виходять за рамки мети роботи і потребують додаткових досліджень.

На рис. 4 – рис. 6 наведено криву струму у нульовому проводі I(Rnul). Порівнюючи графіки відмітимо, що у кривій струму крім високочастотних складових наявні пульсації з потрійною частотою мережі, при чому їх рівень також залежить від значення Δ*I*, і при зменшенні Δ*I* зменшується пропорційно. Так для наведених прикладів розрахунків роботи перетворювача потужністю 1,5кВт рівень пульсацій струму у нульовому проводі на потрійній частоті мережі складає приблизно 0,35А при ΔI=0,62А та 0,27А при ΔI=0,32А.

Розглянемо надалі **несиметричний** режим роботи перетворювача. Аналіз проведемо при розрахунках роботи ВТП на імпульсній моделі, схему якої наведено на рис.3. Приймемо, що фазова несиметрія відсутня, а коефіцієнти k_A, k_B, k_C знаходяться у співвідношенні 1,1:1:0,9, що значно перевищує встановлені стандартом ДСТУ EN50160:2014 норми допустимої несиметрії напруг низьковольтної мережі, але цілком вірогідне у автономних СЕЖ. Розрахунки проведемо при значеннях опору навантаження $R_н$=82Ом та параметрах СК та СЗЗ такими ж, як і при аналізі симетричного режиму. Графіки вихідного струму ВТП зсунуті вгору на 2А.

На рис. 7 наведені графіки, отримані в результаті розрахунків при значеннях $C_н$ =600мкФ та $C_{кл}$=1мкФ. З них видно, що вхідні фазні струмі ВТП зазнають значних спотворень, пульсації вихідної напруги мають виражений несинусоїдальний характер, наявні значні періодичні несинусоїдальні пульсації сигналу зворотного зв'язку, підвищений рівень пульсацій вихідної напруги та вихідного струму ВТП на подвійній частоті мережі. Такий перебіг процесів в перетворювачі пояснюється незадовільним коефіцієнтом передачі КЛ СЗЗ, що призводить до спотворень еталонних сигналів струму і через це до негативного впливу на показники якості як вхідного струму так і вихідної напруги. Для їх покращення необхідно збільшити ємність конденсатора КЛ $C_{кл}$.

Звернемось до рис. 8 та рис. 9, на яких наведено результати розрахунків при тій же ємності вихідного фільтру $C_н$ та значеннях ємності $C_{кл}$, що дорівнюють 5 мкФ та 10 мкФ відповідно. З аналізу графіків вихідної напруги та вхідних струмів на цих рисунках помітно, що при несиметричному режимі вхідних напруг у вихідній стабілізованій напрузі ВТП переважають пульсації з подвійною частотою мережі, причому при меншому значенні ємності $C_{кл}$ пульсації вихідної напруги більші, а вхідні фазні струми зазнають спотворень.

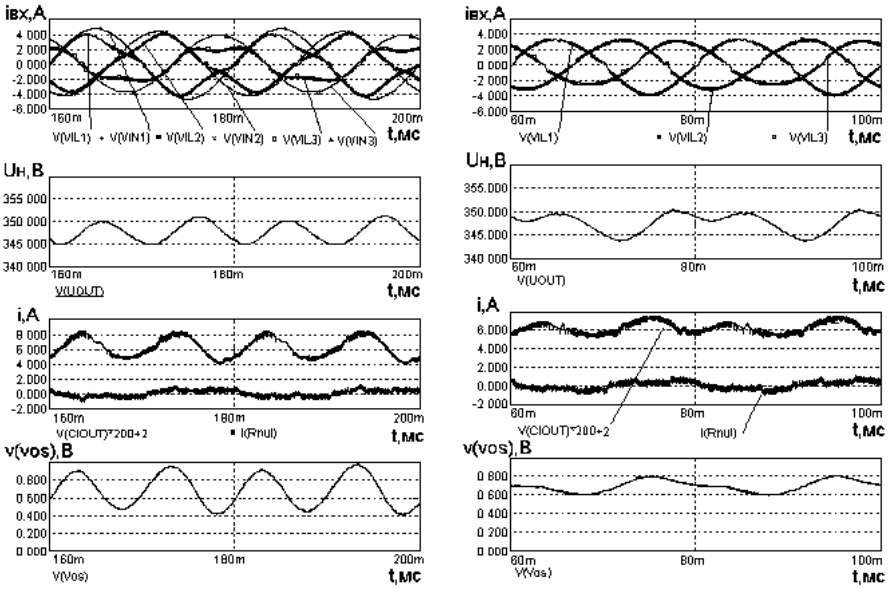


Рис.7. Несиметричний режим, $C_{кл}$=1мкФ. Рис.8. Несиметричний режим, $C_{кл}$=5 мкФ.

З аналізу графіків вхідних струмів на рис. 9 видно, що форма кривих фазних струмів у несиметричному режимі при $C_{кл}$=10мкФ є наближеною до синусоїдальної, а амплітудні значення вхідних струмів різняться приблизно так же, як і значення еталонних сигналів струму. Це пояснюється відносно великим коефіцієнтом фільтрації КЛ за прийнятих параметрів елементів та пропорційності еталонних сигналів струмів фазним напругам мережі.

З аналізу результатів розрахунків, які наведені на рис. 9 можна зробити висновок, що при відповідному виборі параметрів СК, С33 та значень вихідної ємності, можливо забезпечити наближену до синусоїдальної форму вхідних струмів при відносно невеликих значеннях пульсацій вихідної напруги.

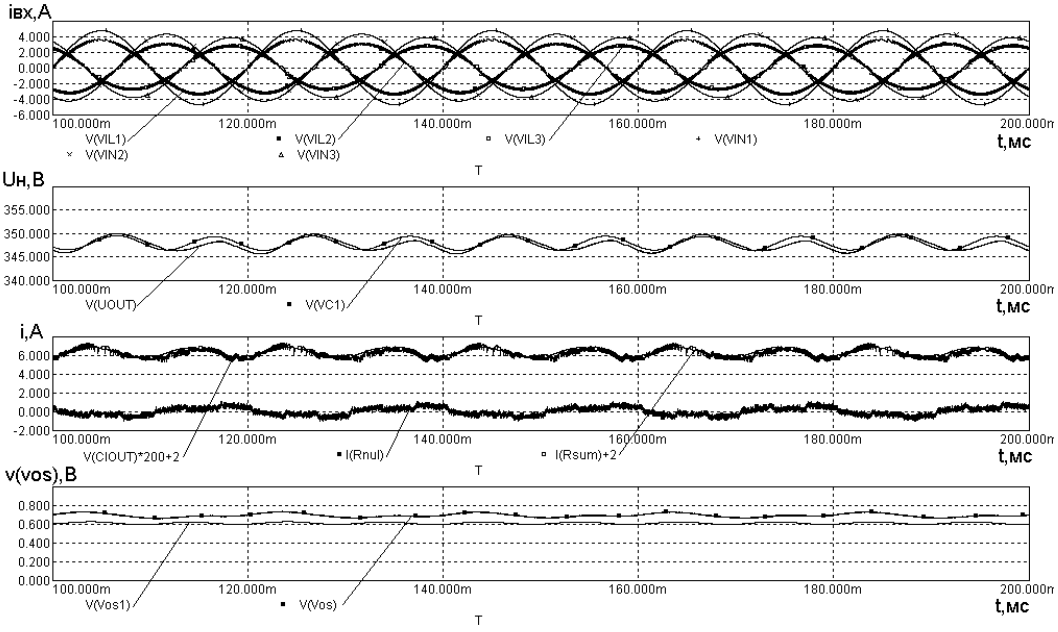


Рис. 9. Несиметричний режим. $C_н$=600мкФ, $C_{кл}$=10мкФ.

Висновки. Підсумовуючи результати наведеного аналізу роботи трифазного перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнта потужності зробимо наступні висновки.

1. Запропонована схема однофазного перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності та гальванічним зв’язком входу з виходом дозволяє на її основі побудувати трифазні перетворювачі, шляхом простого підключення окремих однофазних модулів до фазних напруг мережі, та їх паралельного з’єднання по виходу. При цьому можливо забезпечити високі значення електромагнітної сумісності з мережею та, на відміну від інших способів побудови ВТП, з'являється можливість забезпечення вихідної напруги на рівні максимального значення амплітуди фазної напруги мережі (350В для мереж 380/220В у наведених прикладах).

Робота кожного з однофазних модулів в частині формування вхідного струму не відрізняється від їх роботи у однофазній мережі. В той же час процеси у вихідних ланцюгах трифазного перетворювача змінної наруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності в значній мірі залежать від характеру вхідної трифазної системи напруг.

2. В симетричних режимах мережі у вихідній напрузі перетворювача присутні гармоніки нульової послідовності, наявність яких пов'язана з імпульсним характером формування вхідного струму та присутністю гармонік нульової послідовності у вихідному струмі однофазних модулів. Це викликано обмеженими значеннями реальних параметрів силових реактивних та перемикаючих елементів АККП, неідеальністю СК (тобто присутністю визначеного відхилення вхідного струму від еталону) та СЗЗ (кінцеве значення сталої часу КЛ). Найбільш вираженими є пульсації на потрійній частоті мережі, рівень яких в основному визначається значеннями відхилення вхідного струму від еталону. Зважуючи на незначний рівень вказаних гармонік, що складає одиниці відсотків від номінального значення вхідного струму, обумовлені ними пульсації вихідної напруги легко згладжуються відносно незначною ємністю конденсатору вихідного фільтру. При цьому у симетричному режимі можливе досягнення високих показників якості як вхідного струму, так і вихідної напруги при відносно малих значеннях сталої часу корегувальної ланки, що позитивно впливає на динамічні режими в перетворювачі.

3. В несиметричних режимах мережі при відповідному виборі параметрів СК та СЗЗ зберігається покращена ЕМС перетворювача з мережею, але у вихідній напрузі з'являються пульсації на подвійній частоті мережі, рівень яких може значно перевищувати пульсації, що визначаються імпульсним характером процесів у схемі. Тому при можливості виникнення в СЕЖ з вхідним перетворювачем несиметричних режимів вибір параметрів елементів схеми та системи керування необхідно проводити з урахуванням можливої несиметрії вхідної трифазної напруги та приймати заходи для зменшення пульсацій вихідної напруги, наприклад, за рахунок вибору більшого значення ємності вихідного фільтру та збільшення сталої часу корегувальної ланки в системі зворотного зв'язку.

Список літератури: 1. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / под. ред. В. Г. Костикова. – М: Радио и связь, 1990. – 192с. 2. Шидловский А. К. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А. К. Шидловский, А. В. Козлов, Н. С. Комаров, Г. А. Москаленко. – К.: Наукова думка, 1993. – 272 с. 3. Климов В.П. Топологии источников бесперебойного питания переменного тока (ИБП) / В.П. Климов, А.А. Портнов, В.В. Зуенко // Электронные компоненты. – 2003. – №7. Режим доступу: http://www.tensy.ru/article04.html. 4. Коваленко К. ИБП-2006: новинки и тенденции / К. Коваленко // Режим доступу: www.sib.com.ua/arhiv_2007/2007-1/2007_1_UPS_2006_1.htm. 5. Пат. України № 27643, 6 H02M7/00, 7/525. Перетворювач змінної напруги на постійну / Шидловский А.К., Комаров М.С., Москаленко Г. О., Пазєєв А.Г.; Заявник та патентовласник ІЕД НАН України. – опубл. 15.09.2000, Бюл. № 4. 6. Жаркін А.Ф. Дослідження гармонічного складу кривої вхідного струму перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнта потужності / А. Ф. Жаркін, А. Г. Пазєєв // Техн. електродинаміка. – 2006. – №4. – С. 12 – 17. 7. Шидловський А.К. Безперервні наближені моделі перетворювачів змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності / А.К. Шидловський, А.Ф. Жаркін, А.Г. Пазєєв // Техн. Електродинаміка. – 2011. – № 6. – С. 11–17. 8. Пазєєв А.Г. Аналіз статичної нестабільності вихідної напруги в активних корректорах коефіцієнта потужності / А.Г. Пазєєв // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2011. – Вип.30. – С. 24 – 28.

Bibliography (transliterated): 1. Funktsionalnyie ustroystva sistem elektropitaniya nazemnoy REA / pod. red. V. G. Kostikova. – M: Radio i svyaz, 1990. – 192s. 2. Shidlovskiy A. K. Tranzistornyie preobrazovateli s uluchshennoy elektromagnitnoy sovmestimostyu / A. K. Shidlovskiy, A. V. Kozlov, N. S. Komarov, G. A. Moskalenko. – K.: Naukova dumka, 1993. – 272 s. 3. Klimov V.P. Topologii istochnikov bespereboynogo pitaniya peremennogo toka (IBP) / V.P. Klimov, A.A. Portnov, V.V. Zuenko // Elektronnyie komponentyi. – 2003. – №7. Rezhim dostupu: http://www.tensy.ru/article04.html. 4. Kovalenko K. IBP-2006: novinki i tendentsii / K. Kovalenko // Rezhim dostupu: www.sib.com.ua/arhiv_2007/2007-1/2007_1_UPS_2006_1.htm. 5. Pat. Ukrainy № 27643, 6 H02M7/00, 7/525. Peretvoriuvach zminnoi napruhy na postiinu / Shydlovskyi A. K., Komarov M. S., Moskalenko H. O., Pazieiev A. H.; Zaiavnyk ta patentovlasnyk IED NAN Ukrainy. – opubl. 15.09.2000, Biul. № 4. 6. Zharkin A. F. Doslidzhennia harmonichnoho skladu kryvoi vkhidnoho strumu peretvoriuvacha zminnoi napruhy na postiinu z korektsiieiu koefitsiienta potuzhnosti / A. F. Zharkin, A. H. Pazieiev // Tekhn. elektrodynamika. – 2006. – №4. – S. 12 – 17. 7. Shydlovskyi A.K. Bezperervni nablyzheni modeli peretvoriuvachiv zminnoi napruhy v postiinu z aktyvnoiu korektsiieiu koefitsiienta potuzhnosti / A.K. Shydlovskyi, A.F. Zharkin, A.H. Pazieiev // Tekhn. Elektrodynamika. – 2011. – № 6. – S. 11–17. 8. Pazieiev A.H. Analiz statychnoi nestabilnosti vykhidnoi napruhy v aktyvnykh korrektorakh koefitsiienta potuzhnosti / A.H. Pazieiev // Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy. – 2011. – Vyp.30. – S. 24 – 28.

Надійшла 06.05.2017

УДК 621.331.4

В. В. ЗАМАРУЄВ, канд. техн. наук, проф., НТУ «ХПІ»;
Б. О. СТИСЛО, аспір., НТУ «ХПІ»;
Є. М. КОСАРЄВ, аспір., Дніпровський національний університет залізничного транспорту.

ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ ШЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Вступ. Залізничний транспорт є базовою галуззю національної економіки та основою її транспортної системи, забезпечує понад дві третини загального вантажо- та пасажирообігу [1] і є однією з найбільш енергоємних галузей. За приростом споживання енергоносіїв в 2010-2015 роках транспортний сектор України посів друге місце після промисловості і в загальному енергетичному балансі має питому енергоємність близько 25…30 %. В загальнодержавному балансі електроспоживання залізниці України посідають 4 місце за енергоємністю виробництва. Більше 80 % енерговитрат електрифікованого транспорту припадає на електричну тягу. У собівартості таких перевезень енергетична складова сьогодні оцінюється на рівні 21…25 % і має тенденцію до зростання. Зниження цього показника потребує розвитку інноваційних енергозберігаючих технологій та безпосередньо пов'язано з реалізацією програми сталого розвитку «Україна – 2020» [2].

Впровадження швидкісного руху, збільшення вагових норм потягів обумовлює необхідність нарощування провізної здатності залізниць, але застосовувані системи тягового електропостачання постійного струму не завжди в змозі забезпечити передачу для цих потягів електричної енергії необхідної потужності і високої якості. До числа основних обмежень відноситься зниження напруги на струмоприймачі електровоза нижче допустимого для нормальної експлуатації значення 2700 В (для швидкісного руху 2900 В) і нагрівання проводів контактної мережі, що призводить до втраті їх механічної міцності. [3].

Підвищення енергоефективності та зниження енергоємності залізничної галузі згідно з [4] можливе за рахунок впровадження систем електричної тяги з використанням батарейних систем накопичення енергії (БСНЕ) (BESS – battery energy storage system) призначених для запасання енергії рекуперації та компенсації піків споживаного струму і провалів напруги при поверненні енергії з накопичувача в контактну мережу. Така система не є новою і експлуатується з 1988 р. Але поява нових типів акумуляторних батарей та двошарових конденсаторів створили основу для побудови високоефективних батарейних підстанцій (ABS – auxiliary battery substation), які широко використовуються для підвищення ефективності електрифікованого рейкового транспорту США та Японії. Дослідницька діяльність в області накопичувачів для залізничних систем спрямована в основному на метро та легкорейкові мережі [5-7]. Але в [8] представлено дослідження роботи ділянки постійного струму 3,0 кВ довжиною 15,8 км з консольним живленням контактної мережі та застосуванням ABS. В порівнянні з базовим розрахунком (без застосування ABS) при проходженні ділянкою поїзда ETR 1000 з встановленою швидкістю 125 км/год включення батарейної підстанції потужністю 2 та 4 МВт зменшило втрати напруги на 15 та 20,16 % і потужності на 3,75 та 4,89 % відповідно.

Постановка задачі. Нерівномірність споживання енергії протягом доби – одна з основних проблем систем тягового електропостачання залізничного транспорту та енергетики в цілому. Типовий графік споживання електроенергії в системі електропостачання залізниці має свої максимальні та мінімальні значення впродовж доби та на інтервалах проходження ділянки рухомим складом. У результаті, спостерігаються локальні надлишок і недостача енергії, що призводить до виходу за встановлені норми показників якості електроенергії в системі електропостачання рухомого складу. У тягових мережах постійного струму 3 кВ найважливішими показниками якості електроенергії є відхилення та коливання напруги. Згідно з основним документом, що регламентує роботу залізниць України [9], в системі тягового електропостачання (СТЕ) постійного струму відповідність електроенергії нормам якості визначають лише за двома термінами, що встановлюють рівні напруги: найбільший та найменший. Відхилення та коливання напруги в [10] визначають, відповідно, як тривалі зміни напруги, що призводять до зміни швидкості руху електрорухомого складу та короткочасні, що до такої зміни не призводять.

Очевидним засобом утилізації надлишкової енергії з наступним поверненням її до мережі під час недостачі є застосування накопичувачів електричної енергії. Застосування керованих накопичувачів електричної енергії в системі електроживлення дає змогу вирішувати широкий спектр завдань, таких як: зниження витрат на виробництво електроенергії шляхом згладжування профілю завантаження мережі; збільшення терміну експлуатації обладнання мережі, зниження пікового навантаження на тягові підстанції (ТП); поліпшення якості електричної енергії; підвищення загальної надійності енергетичних систем; дозволяє інтегрувати альтернативні джерела електричної енергії в існуючу електромережу, утилізувати енергію рекуперації.

В свою чергу, використання накопичувачів електроенергії призведе до ускладнення розрахунку енергетичних показників СТЕ. Розрахунок керованої розподіленої СТЕ повинен передбачати розташування на міжпідстанційній зоні ряду підсилюючих пунктів (ПП) з можливістю регулювання їх вихідної потужності в режимі реального часу. Вочевидь зміна схеми електропостачання призведе до додаткових ускладнень при моделюван-

© В.В. Замаруєв, Б.О. Стисло, Є.М. Косарєв, 2017

ні. Такі ускладнення будуть пов'язані з урахуванням впливу сусідніх фідерних зон та раціональним примусовим розподілом потужності паралельно працюючих тягових підстанцій і підсилюючих пунктів для забезпечення мінімуму втрат електричної енергії в тяговій мережі [11]. Апріорі концепція розподіленого живлення з керованими (некерованими) тяговими підстанціями та керованими підсилюючими пунктами передбачає підсилення впливу явища вирівнюючих струмів і, як наслідок, ускладнення розрахунку цих струмів через наявність більшої кількості джерел з різною напругою на шинах.

Матеріали досліджень.

На кафедрі «Інтелектуальні системи електропостачання» Дніпровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна розроблений програмний комплекс «iSET» [12] за допомогою якого проведені оціночні розрахунки показників системи тягового електропостачання дослідної ділянки з підсилюючими пунктами. Дослідна ділянка, яку покладено до основи програмного комплексу, знаходиться на Київському напрямку Придніпровської залізниці, має загальну протяжність 29,6 км, налічує три тягові підстанції (ТП) та характеризується наявністю рекуперативної зони між ТП-2 та ТП-3 (рис. 1).

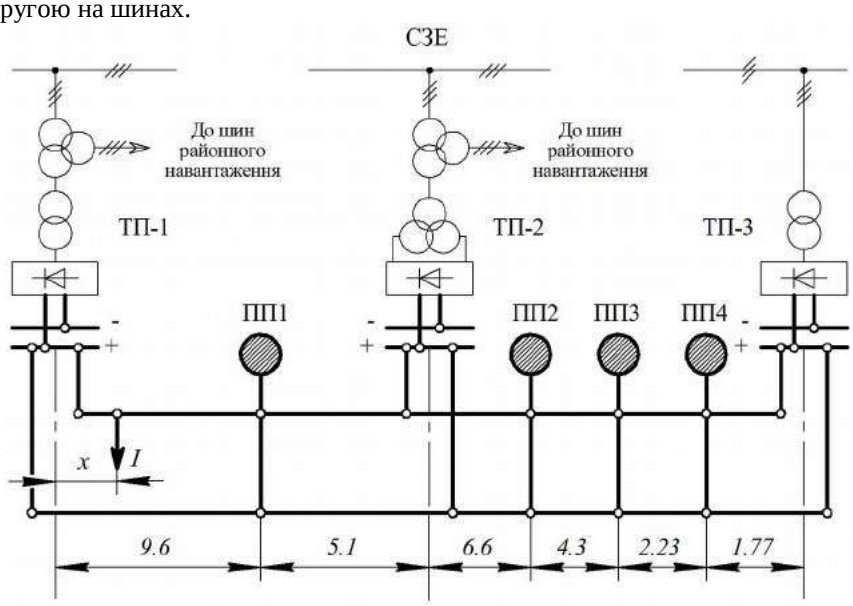


Рис. 1. Схема дослідної ділянки з підсилюючими пунктами

Слід відзначити, що тягові підстанції не обладнані інверторними агрегатами.

Живлення тягової мережі М120+2МФ100+А185+Р65 здійснюється за вузловою та паралельною схемами. В результаті експериментальних досліджень на даній ділянці було отримано напругу на струмоприймачі та струм споживання електрорухомим складом (ЕРС), який використовувався в подальших розрахунках (рис. 2). При проведенні експерименту на ділянці знаходився лише дослідний ЕРС.

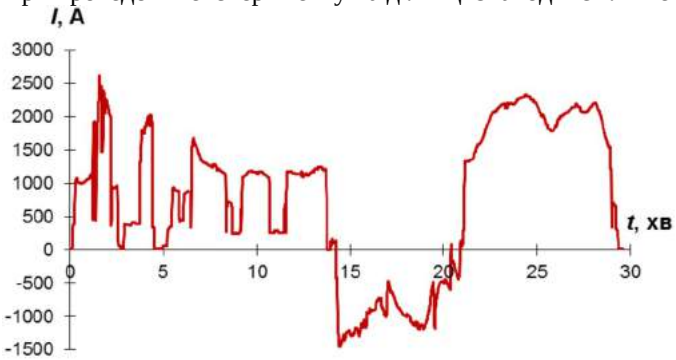


Рис. 2. Струм споживання електрорухомим складом

Розрахунок в програмному середовищі «iSET» передбачає побудову матриці схеми. Дана матриця визначає топологію розрахункової ділянки на координатній сітці, напругу холостого ходу тягових підстанцій, їх внутрішній опір, вузли підключення живлячих фідерів до контактної мережі та вузли з'єднання контактних підвісок. Стовпчики матриці визначають координату кожного підключення, а рядки – тип підключення та параметр джерела живлення. Для ділянки рис. 1, матриця схеми матиме вигляд рис. 3.

$$S=\begin{vmatrix} 0 & 9{,}6 & 14{,}7 & 21{,}3 & 25{,}6 & 27{,}93 & 29{,}6 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 3388 & 0 & 3392 & 0 & 0 & 0 & 3381 \\ 0{,}095 & 0 & 0{,}091 & 0 & 0 & 0 & 0{,}298 \end{vmatrix}$$

Координата, км
Підключення ТП/ПП до першої колії
Підключення ПСК/ППЗ
Підключення ТП/ПП до другої колії
Напруга холостого ходу ТП, В
Внутрішній опір ТП, Ом

Рисунок 3 – Матриця схеми

Напруги холостого ходу тягових підстанцій та їх внутрішній опір були визначені за формулою (1) та (2) відповідно [10].

$$U_0=\frac{U_{ном}}{1-A\cdot\left(\frac{u_k}{100}+\frac{n_0\cdot S_{ном}}{S_{КЗ}}\right)}, \qquad (1)$$

де $U_{ном}$ – номінальна напруга на шинах тягової підстанції, В;

A – коефіцієнт відносного нахилу зовнішньої характеристики випрямного агрегату, що залежить від схеми випрямлення; для шестипульсної A = 0,5, для дванадцятипульсової A = 0,26;

u_k – напруга короткого замикання трансформатора перетворювального агрегату, %;

n_0 – загальне число перетворювальних агрегатів на тяговій підстанції;

$S_{ном}$ – номінальна потужність первинної обмотки трансформатора одного перетворювального агрегату, кВА;

$S_{кз}$ – потужність короткого замикання на шинах від яких отримують живлення перетворювальні агрегати, кВА.

Внутрішній опір тягової підстанції:

$$\rho = \frac{U_0}{I_{ном}} \cdot A \cdot \left(\frac{u_k}{100 \cdot n} + \frac{S_{ном}}{S_{КЗ}} \right), \qquad (2)$$

де $I_{ном}$ – номінальний струм перетворювального агрегату, А;

n – число працюючих агрегатів на тяговій підстанції.

При розрахунках приймалось, що на дослідній ділянці на пунктах секціонування та пункті паралельного з'єднання встановлено підсилюючі пункти з максимальним струмом генерації 1000 А кожен. В результаті проведення розрахункових досліджень отримані часові залежності зміни напруги на струмоприймачі ЕРС при роботі підсилюючих пунктів (рис. 4) та потужності втрат в тяговій мережі (рис. 5).

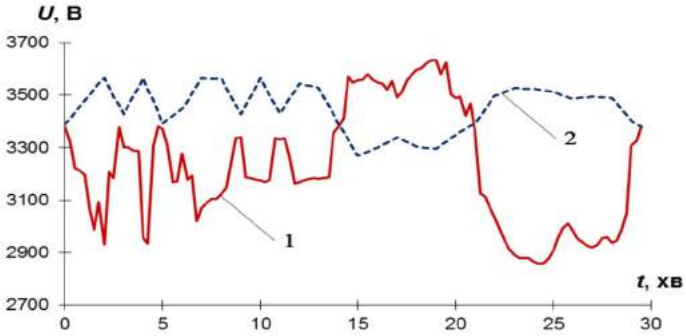


Рис. 4. Напруга на струмоприймачі ЕРС:
1 – експериментальні дослідження;
2 – розрахунок при роботі підсилюючих пунктів

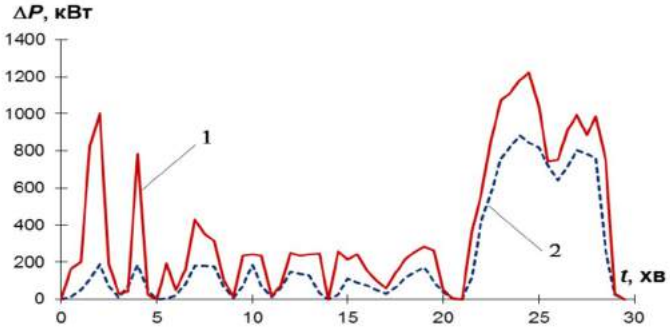


Рис. 5. Потужність втрат в тяговій мережі:
1 – розрахунок без підсилюючих пунктів;
2 – розрахунок при роботі підсилюючих пунктів

З аналізу графіків напруги видно, що підсилюючі пункти використовуються тяговою енергосистемою в якості буфера: генерують додаткову енергію під час знаходження ЕРС в режимі тяги, та накопичують її під час рекуперативного гальмування, тим самим зменшуючи відхилення напруги на струмоприймачі. Середнє значення відхилення напруги на струмоприймачі зменшилось з 7% до 2,75%. При цьому також зменшився розмах зміни напруги з 775 до 297 В. Як видно з рис. 4, потужність втрат в тяговій мережі також зменшились. В цілому, потужність втрат електроенергії за час руху поїзда розрахунковою ділянкою при застосуванні підсилюючих пунктів зменшились на 41,7 %.

Особливості застосування накопичувачів електричної енергії в системі електроживлення залізниці. Незважаючи на наявність великої кількості типів електрохімічних накопичувачів електричної енергії, вибір конкретного типу акумулятора для енергетичних задач обмежується певними вимогами [3]. При виборі конкретного типу накопичувача необхідно враховувати як технічні, так і економічні характеристики. До технічних характеристик можна віднести: ККД, кількість зарядно-розрядних циклів, час заряду, здатність до перевантажень (можливість віддачі імпульсних струмів), частотні характеристики (здатність швидко віддавати енергію). До факторів, що впливають на економічні показники, варто віднести загальну вартість батареї, її час життя. На залізниці БСНЕ може бути розміщено як на ТП і, бажано, між ними на ПП, так і безпосередньо на локомотиві. Оскільки застосування БСНЕ на залізниці забезпечує якість електричної енергії, визначальними факторами є перевантажувальна здатність, частотні характеристики і час заряду. При розміщенні БСНЕ безпосередньо на рухомому складі, визначальним фактором є питома маса накопичувача.

У випадку розміщення БСНЕ на ПП дослідної ділянці (рис. 1), в результаті моделювання було отримано струми споживання для кожного з чотирьох ПП ділянки (рис. 6).

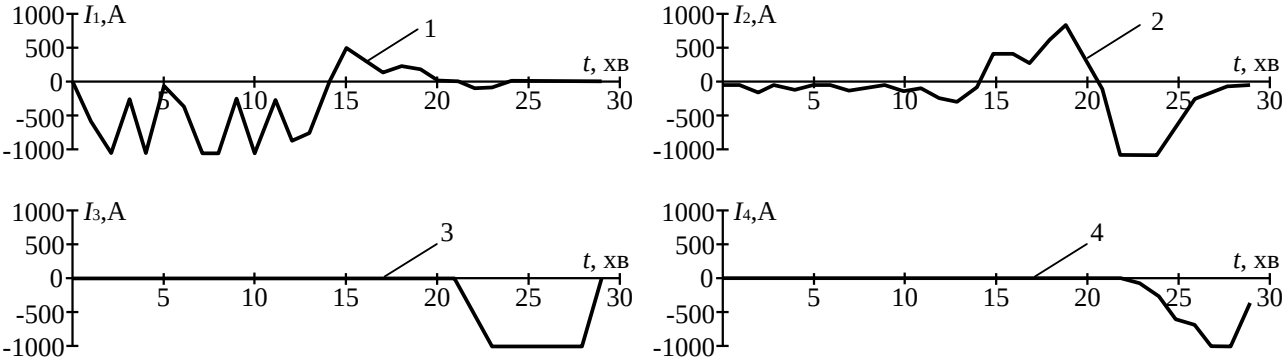


Рис. 6 – Струми споживання ПП

Для забезпечення підсилюючого струму на протязі всього часу проходження ЕРС через дослідну ділянку, необхідно визначити ємності БСНЕ кожного з чотирьох ПП. Знехтувавши величиною енергії рекуперації (припустивши що до БСНЕ не надходила енергія, а лише споживалася на протязі всього інтервалу руху, якщо $i_n > 0$, то вважаємо $i_n = 0$), для дискретних вимірів струму споживання, ємність накопичувача визначається:

$$Q = \Delta t \sum_{0}^{n-1} |i_n| \ , \qquad (3)$$

де Q – ємність БСНЕ, А·год;

n – порядковий номер дискретного виміру;

i – миттєве значення струму споживання БСНЕ, А;

Δt – крок дискретизації вимірів струму споживання, год.

З (3) було отримано значення ємностей ПП1-ПП4 140 А·год, 79 А·год, 109 А·год, 60 А·год відповідно. Видно, що підсилюючі пункти мають досить незначні ємності накопичувачів. Як зазначалося в [3], найкращою сукупністю енергетичних та експлуатаційних характеристик на сьогоднішній день мають $LiFePO_4$ акумулятори. Окрім високої питомої енергоємності, вони мають високу перевантажувальну здатність (номінальний струм розряду складає 3С, короткочасний імпульсний струм розряду – 8С) [13].

Для забезпечення необхідної ємності ПП1 (140 А·год) достатньо паралельно з'єднати п'ять акумуляторних батарей типу IFP117 3.2V 30Ah, проте, за умови максимального струму споживання 1 кА, кількість паралельно з'єднаних батарей має визначатися номінальним струмом споживання.

Номінальна напруга БСНЕ кожного з ПП має бути компромісом між технічними і економічними вимогами. В роботах авторів [14, 15] розглянуто топологію DC/DC перетворювача, який може виконувати функції узгоджуючого перетворювача між БСНЕ і контактною мережею 3,3 кВ. Перетворювач може здійснювати обмін енергією в двох напрямках, має властивість розділеної комутації. При виборі номінальної напруги низьковольтної частини перетворювача, що підключається до БСНЕ, перевагу надано силовим ключам з класом робочої напруги 1,2 кВ, що відповідає номінальній робочій напрузі БСНЕ 600 В.

Частотні характеристики батареї. Кожен з існуючих типів накопичувачів енергії має власні робочі режими, характерні конструктивні та енергетичні параметри. Комбінації цих характеристик визначають раціональні межі експлуатації. Однією з найважливіших енергетичних характеристик БСНЕ є частотний діапазон ефективної роботи накопичувача (частотні характеристики). Верхня межа діапазону зумовлена параметрами паразитних елементів в еквівалентній схемі накопичувача [16]. Частотні діапазони ефективної роботи накопичувачів є різними для існуючих типів накопичувачів електричної енергії і, зазвичай, не перекриваються між собою. Для розширення частотного діапазону в [17-19] запропоновано ідею гібридної БСНЕ, що складається з накопичувачів з різними частотними характеристиками. Очевидно, що якщо конкретний тип накопичувача не може компенсувати коливання потужності на високій частоті, то компенсувати їх повинен накопичувач іншого типу. Це рішення, в першу чергу, дозволяє розширити частотний діапазон ефективної роботи БСНЕ, забезпечуючи ефективний обмін енергією в кожній частотній області.

Для розробки гібридних БСНЕ пропонується спосіб, що визначає мінімальну встановлену потужність кожного з типів накопичувачів, що входять до гібридної БСНЕ. Спосіб заснований на аналізі статистичних даних вимірів струму та напруги в місці встановлення ПП. Проаналізувавши частотний спектр струму споживання ЕРС (Рис. 7), можна задатись мінімально значущою амплітудою струму пульсацій за енергетичним або іншим критерієм, що обумовлює значущі компоненти струму. На частотній осі відзначають області ефективної роботи кожного з типів накопичувачів (Δf_1, Δf_2 Рис. 7), що перекривають частотний діапазон значущих компонентів струму. Частотні компоненти струму, що не ввійшли до області ефективної роботи накопичувачів не будуть компенсуватись БСНЕ. Значущі компоненти струму визначають мінімальну ємність кожного з типів накопичувачів, але для визначення номінальної ємності накопичувача до уваги мають прийматись і компоненти струму, що не перевищують мінімально значущої величини, але увійшли до області ефективної роботи накопичувачів. Ємності накопичувачів отримуються в процентному співвідношенні до повної ємності БСНЕ.

Висновки.

– актуальним варіантом підсилення системи 3,0 кВ постійного струму є установка підсилюючих пунктів на міжпідстанційній зоні. Економічний ефект досягається за рахунок зменшення перетину проводів контактної мережі, зменшення енергії втрат, підтримки необхідного рівня напруги в контактній мережі і збільшення коефіцієнта використання потужності основного енергетичного обладнання при зниженні його встановленої потужності.

– ефективність системи розподіленого типу, особливо при застосуванні альтернативних джерел живлення, буде значно вищою при застосуванні батарейних систем накопичення енергії. Використання БСНЕ в системі тягового електропостачання дозволяє частково або повністю усунути нерівномірності енергоспоживання, приймати надлишкову енергію рекуперації, підтримувати на певному рівні потужність тягової підстанції під час експлуатації та зменшити втрати енергії в зовнішній системі електропостачання.

– керування кожною БСНЕ в режимі реального часу надає можливість перерозподіляти споживану потужність вздовж тягової мережі.

– використання гібридних БСНЕ дозволить експлуатувати накопичувачі електричної енергії в оптимальних частотних діапазонах.

– використання статистичних даних вимірів струму та напруги в місці встановлення ПП дозволяє визначити як потрібну ємність БСНЕ, так і потрібну кількість типів накопичувачів і процентне співвідношення їх ємностей.

Список літератури: **1.** *Гончаров Ю.П.* Повышение эффективности функционирования тягового электроснабжения при применении возобновляемых источников электрической энергии. / Ю. П. Гончаров, В. Г. Сыченко, Д. А. Босый, М. С. Пастушенко, Е. Н. Косарев //Problemy Kolejnictwa, czasopismo naukowe wydawane / Instytut Kolejnictwa. – Warszawa, 2014. – Zeszyt 162. – С. 65-82. **2.** Указ Президента України Про Стратегію сталого розвитку "Україна - 2020" м. Київ 12 січня 2015 року № 5/2015. **3.** *Сиченко В. Г.* Дослідження режимів напруги в системі тягового електропостачання постійного струму / В. Г. Сиченко, Є. М. Косарєв, П. В. Губський, В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, Б. О. Стисло // Електрифікація транспорту – 2016. – № 11. – С. 61-70. **4.** Енергетична стратегія України на період до 2030 року. **5.** *Lee Hanmin, Kim Gildong, Lee Changmu, Joung Euijin* Failed Test of DC 1500 V Stationary Energy Storage System // International Journal of Railway, Vol. 5, No. 3 – September 2012, pp. 124 – 128. **6.** *Z. Li, S. Hoshina, N. Satake, M. Nogi,* "DC/DC converter development for battery energy storage supporting railway DC feeder system" in 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, IEEE 2015, pp. 1655-1660. **7.** *T. Konishi, M. Tobita* Fixed Energy Storage Technology Applied for DC Electrified Railway (Traction Power Substation) in Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, IEEE 2012, pp.1-6. **8.** *Vincenzo Galdi; Giuseppe Graber; Antonio Piccolo; Alfonso Capasso; Regina Lamedica; Alessandro Ruvio* Energy management of Auxiliary Battery Substation supporting high-speed train on 3 kV DC systems Vito Calderaro; Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on 22-25 Nov. 2015. **9.** Правила технічної експлуатації залізниць України. **10.** *Марквардт К. Г.* Электроснабжение электрифицированных железных дорог / К. Г. Марквардт. – М.: Транспорт, 1982. – 528 с. **11.** *Аржаниikов Б.А.* Система управляемого электроснабжения электрифицированных железных дорог постоянного тока: монография / Б. А. Аржанников, 2010 – 176 с. **12.** Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №60711: комп'ютерна програма «Інетелектуальна система електропостачання «iSET» Босий Д. О., Косарєв Є. М., дата реєстрації 20.07.15. **13.** http://a123.com.ua. **14.** *В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло и др.* О «критической» частоте преобразования двухзвенных преобразователей постоянного напряжения со звеном на основе инвертора тока / Електротехніка і електромеханіка – Харків: 2016. Спец. випуск №4(1) Том 1. с. 31-36. **15.** *Ивахно В.В., Замаруев В.В., Стысло Б.А.* О возможности снижения динамических потерь в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения с разделенной коммутацией/Проблеми сучасної електротехніки – 2014, XIII Міжнародна науково-технічна конференція, 2-6 червня, 2014 Київ, Україна: Технічна електродинаміка. Інститут електродинаміки Національної академії наук України № 4, 2014 (июль/август) С. 84 – 86. **16.** http://egdk.ttu.ee/files/parnu2015/Parnu_2015_055-057.pdf **17.** *V. Zamaruiev,* "Battery energy storage system for use in smart power systems" *Energy saving, energetics, energy audit. Special edition, 2013. pp. 77-84.* **18.** *Damith B.* "Single-Phase Grid-Connected LiFePO4 Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System with Interleaved Boost Inverter" *DOI 10.1109/TPEL.2014.2372774.* **19.** *A. Kuperman and I. Aharon,* "Battery–ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, pp. 981-992, 2011.

Bibliography (transliterated): **1.** *Honcharov Y.P.* Povyishenie effektivnosti funktsionirovaniya tyagovogo elektrosnabzheniya pri primenenii vozobnovlyaemyih istochnikov elektricheskoy energii. / Yu.P. Goncharov, V. G. Syichenko, D. A. Bosyiy, M. S. Pastushenko, E. N. Kosarev //Problemy Kolejnictwa, czasopismo naukowe wydawane / Instytut Kolejnictwa. – Warszawa, 2014. – Zeszyt 162. – C. 65-82. **2.** Ukaz Prezydenta Ukrayiny Pro Strategiyu stalogo rozvytku "Ukraine - 2020" m. Kyiv January, 12 2015 № 5/2015. **3.** *Sychenko V. G.* Doslidzhennya rezhymiv naprugy v systemi tyagovogo elektropostachannya postijnogo strumu / V. G. Sychenko, Ye. M. Kosaryev, P. V. Gubskyj, V. V. Zamaruiev, V. V. Ivakhno, B. O. Styslo // Elektryfikaciya transportu – 2016. – № 11. – C. 61-70. **4.** Energetychna strategiya Ukrayiny na period do 2030 roku. **5.** *Lee Hanmin, Kim Gildong, Lee Changmu, Joung Euijin* Failed Test of DC 1500 V Stationary Energy Storage System // International Journal of Railway, Vol. 5, No. 3 – September 2012, pp. 124 – 128. **6.** *Z. Li, S. Hoshina, N. Satake, M. Nogi,* "DC/DC converter development for battery energy storage supporting railway DC feeder system" in 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, IEEE 2015, pp. 1655-1660. **7.** *T. Konishi, M. Tobita* Fixed Energy Storage Technology Applied for DC Electrified Railway (Traction Power Substation) in Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, IEEE 2012, pp.1-6. **8.** *Vincenzo Galdi; Giuseppe Graber; Antonio Piccolo; Alfonso Capasso; Regina Lamedica; Alessandro Ruvio* Energy management of Auxiliary Battery Substation supporting high-speed train on 3 kV DC systems Vito Calderaro; Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on 22-25 Nov. 2015. **9.** Правила технічної експлуатації залізниць України. **10.** *Markvardt K. G.* Elektrosnabzhenie elektrifitsirovannyih zheleznyih dorog / K. G. Markvardt. – M.: Transport, 1982. – 528 s. **11.** Arzhaniikov B.A. Sistema upravlyaemogo elektrosnabzheniya elektrifitsirovannyih zheleznyih dorog postoyannogo toka: monografiya / B. A. Arzhannikov, 2010 – 176 p. **12.** Svidoctvo pro reyestraciyu avtorskogo prava na tvir #60711: Kompyuterna programa «Inetelektualna systema elektropostachannya «iSET» Bosy D. O., Kosaryev Ye. M., data reyestraciyi 20.07.15. **13.** http://a123.com.ua. **14.** *V.V. Ivakhno, V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo, A.S. Yasko.* O «kriticheskoj» chastote preobrazovaniya dvuhzvennyih preobrazovateley postoyannogo napryazheniya so zvenom na osnove invertora toka / Elektrotehnika i elektromehanika – Kharkiv: 2016. Spets. vipusk №4(1) Tom 1. p. 31-36. **13**. V.V. Ivakhno, *V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo* O vozmozhnosti snizheniya dinamicheskih poter v dvuhzvennom preobrazovatele postoyannogo napryazheniya s razdelennoy kommutatsiey / Problemy suchasnoi elektrotehniki – 2014, Kyiv, Ukraine: № 4, 2014 (July/August) p. 84 – 86. **16.** http://egdk.ttu.ee/files/parnu2015/Parnu_2015_055-057.pdf **17.** *V. Zamaruiev,* "Battery energy storage system for use in smart power systems" *Energy saving, energetics, energy audit. Special edition, 2013. pp. 77-84.* **18.** *Damith B.* "Single-Phase Grid-Connected LiFePO4 Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System with Interleaved Boost Inverter" *DOI 10.1109/TPEL.2014.2372774.* **19.** *A. Kuperman and I. Aharon,* "Battery–ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, pp. 981-992, 2011.

Надійшла 29.05.2017

УДК 62-83:612.313

Г. С. БЕЛОХА, канд. техн. наук, доц., Донбасский государственный технический университет, Лисичанск.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНО СОВМЕСТИМЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

Введение. В промышленности широко применяется нагрев металла, выбор метода нагрева существенно влияет на его качество. Высокочастотный индукционный нагрев на базе полупроводниковых преобразователей применяется в различных технологических операциях, в том числе и для нагрева заготовок перед пластической деформацией (ковкой, штамповкой, прокаткой и т.д.).

По сравнению с другими видами нагрева индукционный нагрев обладает множеством преимуществ, таких как экономичность, бесконтактность, высокая интенсивность нагрева и возможность качественного и точного управления процессом нагрева заготовок.

При нагреве под пластическую деформацию необходимо поддерживать равномерную температуру нагрева. Высокая температура приводит к существенному изменению магнитной проницаемости, удельного сопротивления, что приводит к изменению полного сопротивления системы «индуктор–нагреваемое тело».

Устройства индукционного нагрева являются сложными техническими объектами, в которых происходят физические процессы, имеющие различную природу. Источник питания является одним из главных звеньев цепи. Наиболее эффективными источниками питания для устройств индукционного нагрева перед последующей пластической деформации являются тиристорные и транзисторные преобразователи частоты. Транзисторные инверторы являются предпочтительными, поскольку имеется возможность выключения транзистора, не в нуле тока, а тогда, когда это необходимо. Использование резонансных инверторов с транзисторами и обратными диодами позволяет исключить бестоковые паузы тока нагрузки, что значительно улучшает гармонический состав выходного тока. Так же наличие обратных диодов позволяет исключить возможность возникновения перегрузок по напряжению.

Источники питания индукционного нагрева являются преобразователями частоты, которые преобразуют мощность питающей сети (50 Гц) в требуемую однофазную мощность на частоте, необходимой для процессов индукционного нагрева [1, 2].

Одной из основных задач силовой электроники является обеспечение электромагнитной совместимости полупроводниковых преобразователей с питающей сетью переменного тока, международные и государственные стандарты жестко ограничивают эмиссию в сеть высших гармоник тока. Большинство современных потребителей электрической энергии являются нелинейными нагрузками, что приводит к искажению формы потребляемого из сети тока. Использование активных выпрямителей в составе преобразователей частоты для индукционного нагрева позволяет решить проблему электромагнитной совместимости.

Обобщенная схема преобразователей частоты представлена на рисунке 1. Она имеет входной выпрямитель, обеспечивающий необходимую постоянную величину выходного напряжения, фильтр для согласования работы, резонансный инвертор и нагрузку.

Возможны три способа регулирования параметров нагрузки:

– стабилизация напряжения на нагрузке;

– стабилизация тока звена постоянного тока на номинальном уровне, в этом режиме нагрузке передается максимальная мощность;

– стабилизация мощности нагрузки для равномерного нагрева заготовки.

Поскольку нагрев осуществляется перед пластической деформации, то необходимо точно и непрерывно регулировать мощность нагрузки для равномерного нагрева заготовки.

Цель работы. Разработка преобразователя частоты электромагнитно совместимого с сетью для индукционного нагрева с регулированием и стабилизацией мощности нагрузки .

Материал и результаты исследований.

Функциональная схема предлагаемого преобразователя частоты представлена на рисунке 2.

Преобразователь частоты состоит из активного выпрямителя формирующего синусоидальные токи потребляемые из сети, обеспечивая электромагнитную совместимость преобразователя с сетью, звена постоянного напряжения, выходное напряжение которого обеспечивает питания резонансного инвертора, резонансного инвертора, преобразующего постоянный ток в однофазный высокочастотный переменный ток, нагрузки и системы управления.

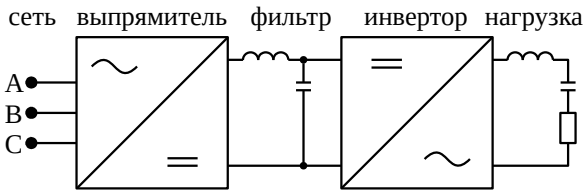


Рис. 1 Схема преобразователя частоты для индукционного нагрева

© Г.С. Белоха, 2017

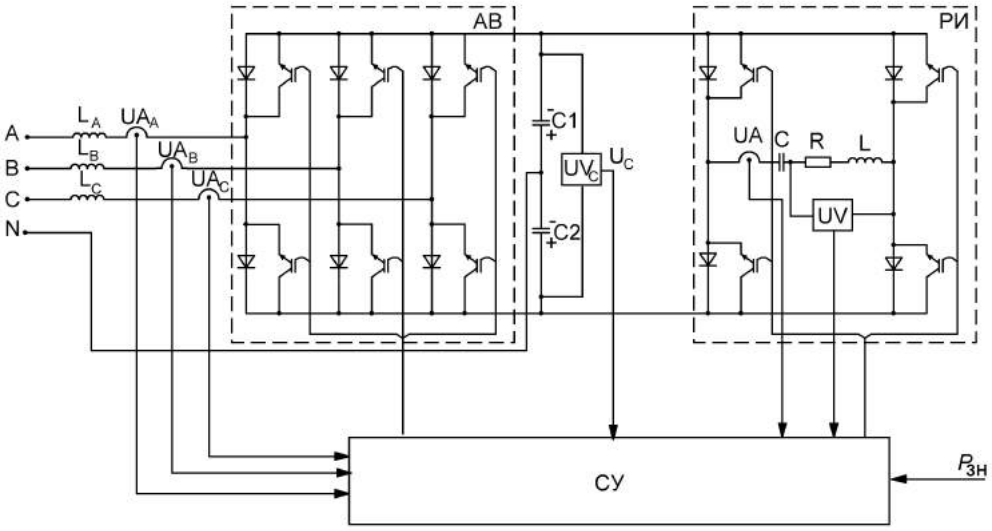


Рис. 2 Функциональная схема преобразователя частоты

Активный выпрямитель (АВ) представляет собой трехфазной мостовой выпрямитель на IGBT транзисторах с обратными диодами. Выход транзисторного моста подключен к последовательно соединенным конденсаторам *C*1 и *C*2, точка соединения которых подключена к нейтрале сети. При этом входы активного выпрямителя через формирующие дроссели L_A, L_B, L_C и датчики потребляемых из сети токов UA_A, UA_B, UA_C подключены к фазам питающей сети. На выходе емкостного накопителя напряжение не имеет пульсаций, что позволяет обеспечить стабильность напряжения питания для резонансного инвертора.

Объединение выхода активного выпрямителя с емкостным накопителем и резонансным инвертором позволяет осуществить раздельное и независимое управление процессами формирования мощности в нагрузке и качеством потребляемого из сети тока.

Индуктор и заготовка заменяется электрической схемой замещения в виде последовательного соединения активного сопротивления *R* и индуктивного *L*, учитывающих параметры индуктора и заготовки. Емкость С в нагрузочном контуре выбирается для обеспечения резонанса.

Резонансный инвертор (РИ) представляет собой мостовой инвертор напряжения на IGBT транзисторах с обратными диодами , последовательный резонансный контур *RLC*, систему управления СУ, датчики тока *UA* и напряжения *UV* на нагрузке.

В ферромагнитных материалах, электрическое сопротивление и магнитная проницаемость зависит от температуры. Таким образом, полное сопротивление цепи изменяется в течение цикла нагрева. Для качественного нагрева необходимо постоянство мощности подводимой к нагрузке. Система управления резонансным инвертором осуществляет стабилизацию и регулирование мощности нагрузки путем изменения формы напряжения, приложенного к резонансной цепи (выходное напряжение инвертора).

Система управления СУ обеспечивает формирование потребляемых из сети токов синусоидальной формы и стабилизацию мощности $P_н$ нагрузки во всем диапазоне ее регулирования.

Контроль активной мощности осуществляется регулятором мощности, входящим в состав СУ. Мощность нагрузки измеряется с помощью датчиков тока *UA* и напряжения *UV*. Транзисторы резонансного инвертора поочередно открываются с заданным алгоритмом управления при постоянной частоте переключения. На выходе инвертора при этом образуется прямоугольной формы переменное напряжение с амплитудой близкой к значению напряжения питания инверторного моста. Под его воздействием возникают резонансные колебания в контуре. Управление активным выпрямителем релейное, что обеспечивает высокое качество формируемых токов. Точность воспроизведения (отслеживания) сигнала задания будет определяться шириной петли гистерезиса релейных регуляторов.

Работа активного выпрямителя на примере фазы *A* описывается следующими выражениями [3]:

$$i_{Aз} - i_A = \Delta i_A,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A + U_{C2} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| > 0, i_{Aз} > 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A - U_{C1} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| < 0, i_{Aз} > 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A - U_{C1} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| > 0, i_{Aз} < 0,$$

$$L_A\frac{di_A}{dt} + i_A R_A = u_A + U_{C2} \quad -a \le \Delta i_A \le a, \left|\frac{di_A}{dt}\right| < 0, i_{Aз} < 0,$$

где U_{C1} , U_{C2} – напряжения на конденсаторах; u_A – мгновенное значение фазного напряжения; i_{A3} , i_A , – токи задания и действительное их значения в фазе; L_A – индуктивность фазного дросселя; R_A – активное сопротивление фазного дросселя; 2а – ширина петли гистерезиса релейных регуляторов.

Для обеспечения работоспособности источника питания в целом, необходимо выполнение условия сохранения баланса мощности

$$P = kP_н , \quad (1)$$

где $P = \frac{3}{2} U_m I_m$ – мощность, потребляемая из сети; $P_н$ – мощность нагрузки; k – коэффициент, учитывающий потери в источнике питания.

Формирование токов, потребляемых из сети, при которых выполняется условие (1), осуществляется замыканием системы по напряжению U_C конденсаторов.

Амплитуда фазного тока определяется из (1) как

$$I_m = \frac{2kP_н}{3U_m} ,$$

где U_m – амплитудное значение фазного напряжения сети.

Баланс напряжений на нагрузке описывается выражениями

$$LC\frac{d^2u_C}{dt} + RC\frac{du_C}{dt} + u_C = U_C .$$

где U_C – напряжение питания РИ ($U_C = U_{C1} + U_{C2}$), u_c – напряжение на конденсаторе C.

Ток в нагрузочной цепи определяется как

$$i = \frac{1}{C}\int u_c\, dt .$$

На рисунке 3 показаны результаты моделирования предлагаемого преобразователя частоты. Представлены диаграммы входных токов и напряжений, напряжения на выходе активного выпрямителя, которое является питающим напряжением резонансного инвертора, и мощность нагрузки (рис. 3а). Показана реакция на изменение (уменьшение) сопротивления в нагрузке, которое возникает в процессе нагрева, в момент времени t = 0,125 с. Анализ осциллограммы показывает, что потребляемые из сети токи имеют синусоидальную форму при отсутствии фазового сдвига между напряжениями и токами (φ = 0, cosφ = 1). Выходное напряжение постоянно, мощность не изменяется при изменении сопротивления.

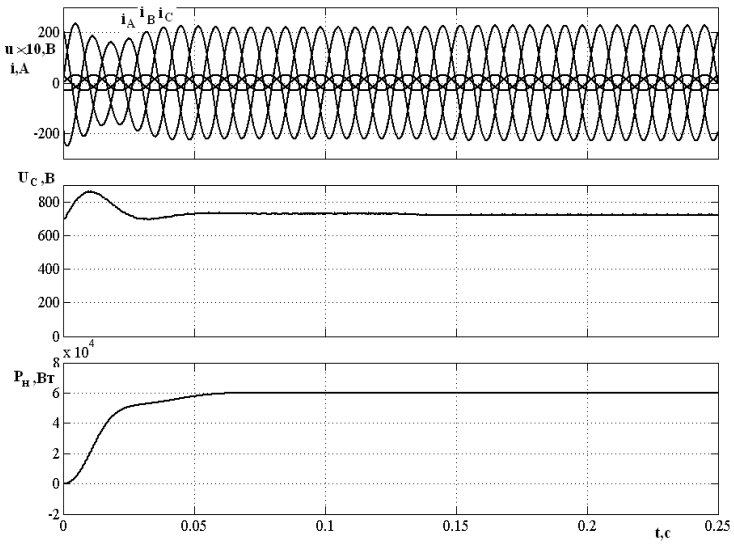
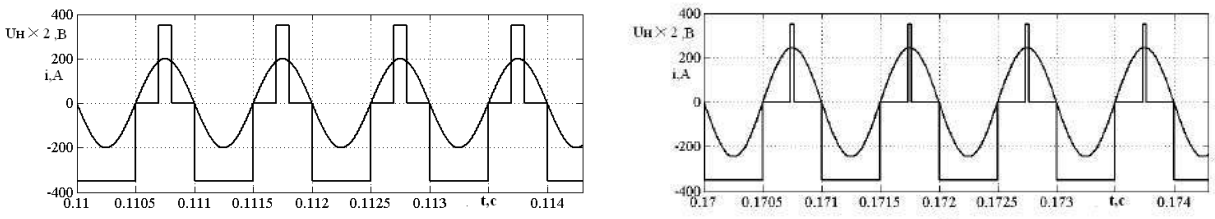


Рис. 3 Осциллограммы работы преобразователя частоты

На рисунке 4 показаны фрагменты осциллограмм тока в нагрузке и напряжения на выходе инвертора до изменения сопротивления (рис. 4а) и после изменения его (рис. 4б).



а) б)

Рис. 4 Осциллограммы тока напряжения в нагрузке до (а) и после (б) изменения сопротивления

На рисунке 5 показано регулирование мощности нагрузки.

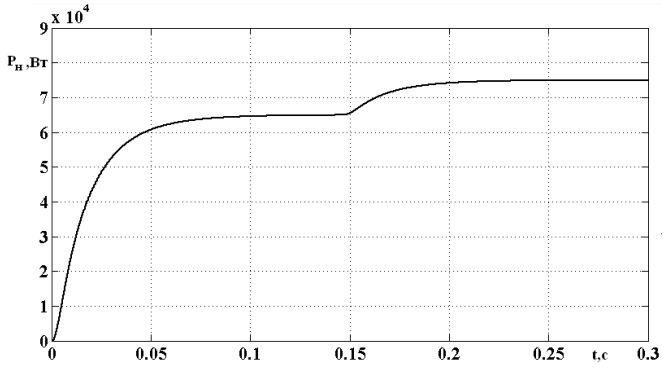
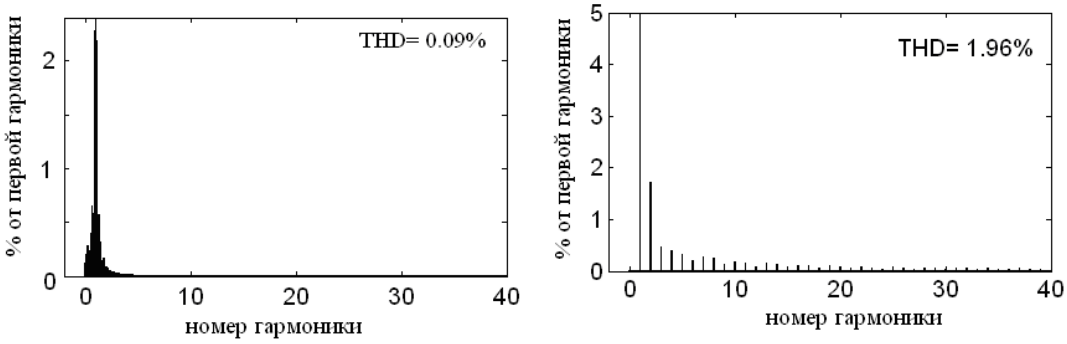


Рис. 5 Регулирование мощности

Для оценки качества потребляемого тока из сети и качество формирования тока нагрузки показаны спектры фазного тока и тока нагрузки, на рис. 6. THD составляет менее 2%, что удовлетворяет требованиям международных стандартов.



а) б)

Рис. 6 Спектры фазного тока (а) и тока нагрузки (б)

Выводы. Предложен преобразователь частоты электромагнитно совместимый с сетью для индукционного нагрева перед пластической деформацией. Регулирование и стабилизация мощности в котором достигается путем изменения формы напряжения, приложенного к резонансной цепи. Релейный принцип управления активным выпрямителем позволил потреблять из сети синусоидальные токи.

Проведенные исследование подтвердили возможность стабилизации мощности нагрузки при изменении сопротивления нагрузки, при этом выходной ток синусоидальный, THD составляет менее 2%.

Список литературы: 1. *Fujita H.,* Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications / *H. Akagi, H. Fujita* // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 2, pp. 279-286, March/April 1996. **2.** *Burdio, J. M*. Comparison of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters / *Burdio, J. M. Barbosa, P. M. Lee, F. C.* // Center for Power Electronics System sin CPES power electronics seminar by Center for Power Electronics Systems; 2000, 182-187 pp. **3.** *Самчелеев Ю.П.* Универсальный высокоэффективный источник питания для электроприводов постоянного и переменного тока. / *Ю.П. Самчелеев, В.Г. Дрючин, Г.С. Белоха* // Вісник національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. - №36(1009). – С.317-321.

Bibliography (transliterated): 1. Fujita H. and Akagi H. “Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 279-286, March/April 1996. **2.** Burdio J. M. Barbosa J. M. and Lee F. C. “Comparison of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters”. *Center for Power Electronics System in CPES, power electronics seminar by Center for Power Electronics Systems*; 2000, 182-187 pp. **3.** Samcheleev Ju.P., V.G. Drjuchin and G.S. Beloha. “Universal'nyj vysokojeffektivnyj istochnik pitanija dlja jelektroprivodov postojannogo i peremennogo toka” *Visnik nacional'nogo tehnichnogo universitetu «HPI». Zbirnik naukovih prac'. Serija: Problemi avtomatizovanogo elektroprivodu. Teorija i praktika*. No 36(1009), 2013.317-321. Print.

Поступила 21.05.2017

УДК 621.316.7

Г. М. МУСТАФА, канд. техн. наук, науч. руководитель ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация;
С. И. ГУСЕВ, канд. техн. наук, ген. директор ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация;
А. М. ЕРШОВ, инженер–программист, ООО «НПП ЛМ Инвертор», Российская Федерация.

О ПРОБЛЕМЕ ФИЛЬТРАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ ПРИ ДИНАМИЧНО-МЕНЯЮЩИХСЯ УСЛОВИЯХ И ЕЁ РАЗРЕШЕНИИ С ПОМОЩЬЮ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Введение. Для фильтрации электрических сетей применялись ранее (и продолжают применяться) комбинации резонансных LC-цепей. При этом возникает дилемма. Если применяемая LC-цепь высокодобротна, она имеет малое остаточное сопротивление и эффективно шунтирует соответствующую сетевую гармонику в стационарных условиях. Однако когда амплитуды или фазы сетевых гармоник изменяются, высокодобротные резонансные цепи фильтрации не способствуют и могут даже ухудшать ситуацию. Понижая добротность можно ослабить аффекты динамики. Однако при этом ослабляется и фильтрующее действие – остаточное сопротивление возрастает. В сигнальном фильтре его можно было бы понизить снижением волнового сопротивления, но в энергетических установках этот путь неприемлем. Уменьшение волнового сопротивления это увеличение установленной мощности и стоимости оборудования, а при пониженной добротности ещё и увеличение мощности потерь энергии при работе.

Проблема фильтрации электрических сетей обострилась и стала актуальной с нарастающим распространением вентильных преобразователей электрической энергии. Вместе с проблемой преобразователи принесли и средство разрешения её. Высокочастотные следящие широтно-модулированные преобразователи, построенные на транзисторах типа IGBT, могут функционировать в качестве широкополосных усилителей, действие которых не сопровождается потерями энергии. Недиссипативность таких усилителей открывает им дорогу в электроэнергетику. В силовых фильтрах наряду с пассивными элементами (дросселями, конденсаторами, резисторами) становится возможным применение активного элемента – управляемого источника напряжения – усилителя мощности. Активные фильтры с использованием операционных усилителей давно применяются в технике обработки аналоговых сигналов. В сигнальной технике они позволили избавиться от нетехнологичного элемента (дросселя) и сократить размеры и стоимость устройств [1, 2, 3]. В силовой технике активные фильтры позволят разрешить фундаментальную проблему эффективной недиссипативной фильтрации электрической сети при меняющихся условиях. Техника IGBT – преобразователей и их контроллеров дозрела по функциональным возможностям, по стоимости и показателям надёжности до широкомасштабного применения, и активные фильтры уже начинают применяться в электрических сетях.

Цель настоящей работы – на простом тестовом примере дать наглядное представление о том, как с применением активных элементов успешно разрешается проблема, которая оставалась неразрешимой при применении привычных пассивных резонансных цепей.

Тестовая схема. Тестовая схема содержит сетевой трансформатор, тиристорный выпрямитель (источник искажений) и шунтирующий фильтр (рис. 1,a). На рисунке 1 приняты следующие обозначения: us – напряжение сети; is – ток сети; iw – ток искажений; if – ток фильтра; uae – напряжение активного элемента; xf, rf, yf – индуктивное сопротивление, активное сопротивление и емкостная проводимость фильтра; Gae – передаточная характеристика активного элемента. Для наглядности рассматривается простейшая задача с фильтрацией только пятой гармоники. Мощность трансформатора в тесте равна удвоенной мощности выпрямителя, а мощность резонансной цепи равна четверти мощности выпрямителя. Анализ ведётся в относительных единицах, в ортогональных осях (d-q). За базу взяты номинальные амплитуды фазного напряжения и фазного тока и номинальная круговая частота. При этом в схеме замещения (рис. 1,b) индуктивное сопротивление сети и проводимость конденсаторной батареи составляют: xs = 5.5%, yf = 25%. Фильтр схемы (рис. 1,b) настроен на гармонику 5, так что

$$xf = 1/(25\cdot yf)\ .$$

Амплитуда пятой гармоники тока выпрямителя составляет около $^1/_5$ основной гармоники Iw1:

$$\mathrm{Iw5}(\cdot) \approx 0.2 \cdot \mathrm{Iw1}(\cdot),\quad \vec{Iw}5(\theta) = Iw5(\theta)\cdot\exp(-j\cdot 5(\theta-\alpha))\ .$$

Здесь θ = ωt; α – угол управления выпрямителя; j = $\sqrt{-1}$ (5-я гармоника вращается в обратном направлении, т.е. её порядок равен -5). При работе выпрямителя ток iw5(·) модулируется по амплитуде и по фазе (когда меняется угол управления), т.е. является в общем случае амплитудно–фазно–модулированной переменной [4]. Далее рассматриваются по отдельности:

– амплитудная модуляция – когда ток выпрямителя изменяется по колоколообразной кривой с периодом Te = 55 мс ~ 17.28 о.е.; фаза неизменна;

– фазная модуляция – когда амплитуда тока поддерживается неизменной, а фаза изменяется по пилообразной кривой с периодом Tc.

Поочерёдно рассматривается, что получается при использовании традиционного резонансного фильтра (рис. 1,b), и что можно достичь, применяя прогрессивное техническое решение с активным элементом (рис. 1,c).

© Г.М. Мустафа, С.И. Гусев, А.М. Ершов, 2017

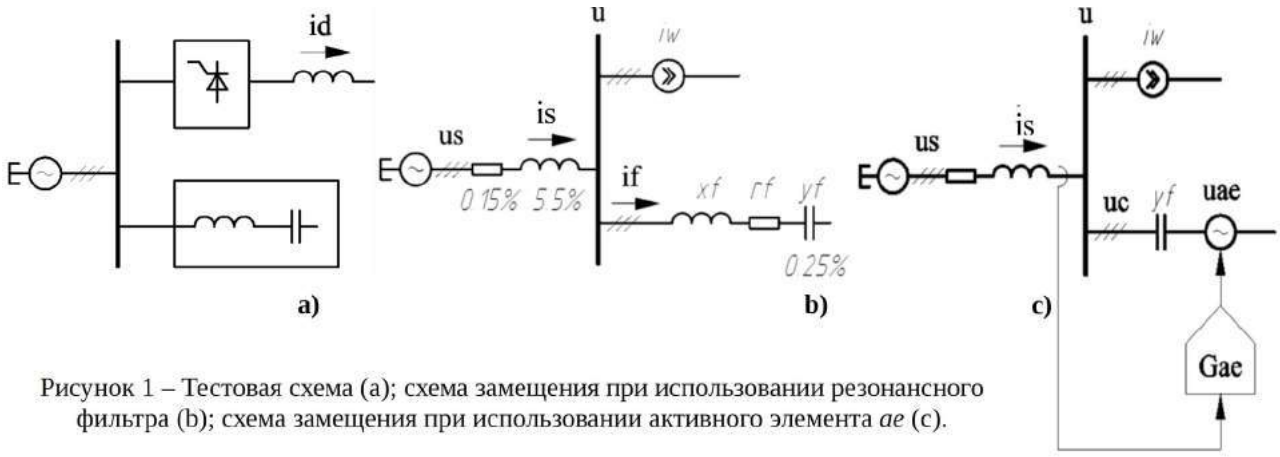


Рисунок 1 – Тестовая схема (a); схема замещения при использовании резонансного фильтра (b); схема замещения при использовании активного элемента *ae* (c).

Работа резонансного фильтра. Рассмотрение работы резонансной цепи начинаем с немодулированного режима Aiw(·) ≡ 0.2; cos(α(·)) ≡ 0.54, где Aiw – модуль тока источника искажений. Добротность резонансной цепи Dof = 80.

На рис. 2, a,b показан переходный процесс установления резонансной цепи, а на рис. 2,c – установившийся процесс. В установившемся режиме резонансная цепь успешно справляется с задачей: модуль напряжения сборных шин Au устанавливается на малом уровне 0,45%, а модуль тока пятой гармоники Ais, проникающего в сеть, снижен с 20% до 0,83% (используя принцип наложения, действительный для рассматриваемой линейной системы, мы имеем возможность рассматривать действия гармоник тока iw(·) по отдельности). На графиках рис. 2 действует только гармоника -5; остальные отброшены. Переходный процесс установления рис. 2 a,b довольно длительный, поскольку добротность довольно высока (Dof=80). В графиках переходного процесса Is(·), U(·) наблюдаются биения. Они вызваны сдвигом нуля функции проводимости от значения 5, и имеют частоту 0,5(5 – fn), где:

$$f_n = 1/\sqrt{(xs + xf)\cdot yf}$$

Колебания эти в стационарных условиях по истечению достаточного времени затухают, и по окончании переходного процесса фильтр эффективно шунтирует искажающую гармонику тока выпрямителя.

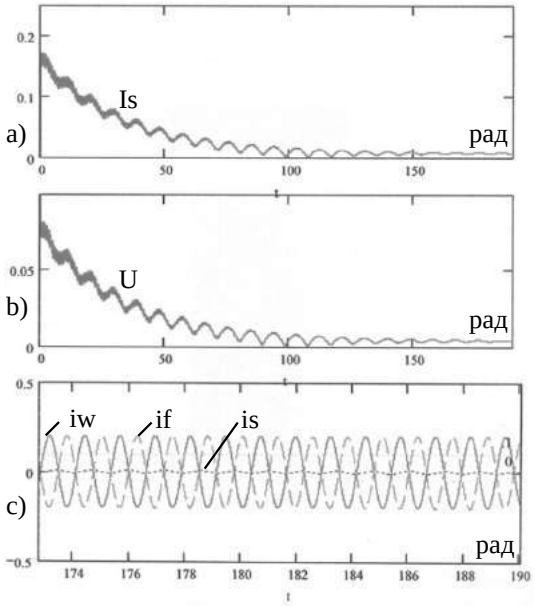


Рисунок 2 – Высокодобротный резонансный фильтр при немодулированном токе выпрямителя. Is – ток сети; U – напряжение на шинах.

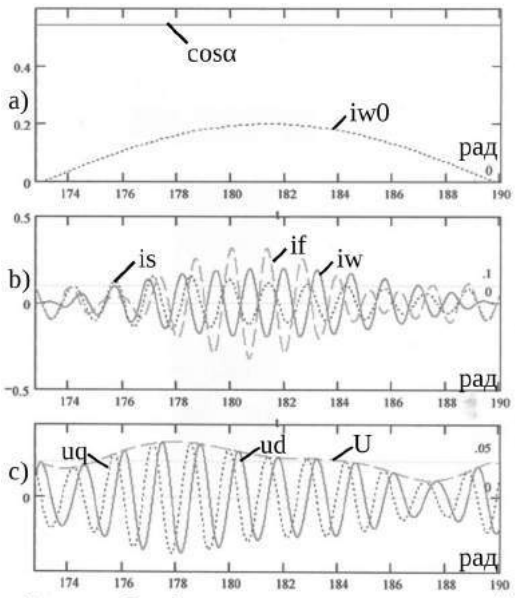


Рисунок 3 – Амплитудно-модулированный ток в схеме с высокодобротной резонансной цепью (ud, uq – напряжение на шинах в осях d, q)

Графики рис. 3,a,b,c демонстрируют процесс в той же системе с высокодобротной шунтирующей цепью в условиях, когда выпрямленный ток циклически изменяется, так что сетевой ток выпрямителя оказывается амплитудно-модулированным. Косинус угла управления выпрямителя поддерживается постоянным cosα(·) ≡ 0.54a амплитуда тока Iwo(·) меняется по колоколообразной кривой (рис. 3,a). Получающиеся количественные показатели процесса показывают, что высокодобротный фильтр в этих условиях совершенно неэффективен. Амплитуда напряжения пятой гармоники имеет неприемлемую величину Au = 7.57 Модуль тока сети Ais = 15.55 показывает, что резонансная цепь почти не уменьшает проникновение в сеть искажённого тока выпрямителя. Графики рис.3,b,c иллюстрируют это интуитивно понятное явление. Нарастание/спад тока высокодобротной резонансной цепи if(·) отстают от нарастания/спада тока выпрямителя iw(·), так что пятая гармоника сетевого тока is(·) остаётся большой.

На рис.4,a,b,c приведены показатели и графики процесса в условиях, когда выпрямленный ток не изменяется Aiw ≡ 0,2, а косинус угла управления выпрямителя cosα меняется по пилообразной кривой в диапазоне 0.254 ÷ 0.54 (рис. 4,a). Ток выпрямителя в этих условиях фазомодулирован.

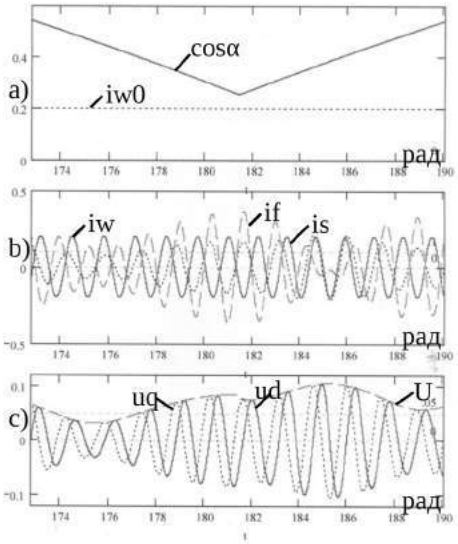


Рисунок 4 – Фазно-модулированный искажающий ток в схеме с высокодобротной резонансной цепью.

Как и следовало ожидать, действие высокодобротного резонансного фильтра и здесь совершенно неудовлетворительно. Искажения напряжения превышают 10% – *Au* ≅ 10.5, а проникающая в сеть гармоника тока превышает даже гармонику тока выпрямителя Ais = 21.4, Aiw = 20. Как видно из графиков 4, b,c,d, ток высокодобротной резонансной цепи оказывается модулирован и по фазе, и по амплитуде с запаздыванием относительно iw(·) с соответствующими последствиями.

Таким образом, и при амплитудной, и при фазной модуляции возмущающего тока высокодобротная резонансная цепь действует совершенно неудовлетворительно. Положение можно несколько поправить, испортив добротность резонансной цепи, т.е. увеличив мощность потерь энергии в ней. Какие возможности даёт ухудшение добротности, показывают графики рис. 5 a,b.

На них показано, как изменяется искажение напряжения Au и искажение сетевого тока Ai при изменении добротности в широком диапазоне D0 ∈ 0.1÷1000. Верхние графики соответствуют фазной модуляции (рис. 5,a), а нижние – амплитудной модуляции (рис. 5,b). Левый конец графиков при $D_0 = 0.1$ соответствует условиям, когда резонансная цепь практически выведена из работы. При этом весь ток выпрямителя втекает в сеть Ais = Aiw = 20, а искажения напряжения пятой гармоникой составляет около *Au* ▫ 11. При продвижении направо, т.е. при постепенном улучшении добротности, все четыре кривые понижаются, достигая минимума в одной области при добротности около D_0 ▫ 8÷12.

При дальнейшем увеличении добротности искажения опять возрастают, что уже иллюстрировалось выше. Достижимые минимальные значения искажения напряжения равны для напряжения равно min *Au* ≅ 5.6 и 6.0, а для тока *Ais* ≅ 1.7 и 11.9. Это совершенно неудовлетворительные показатели. При динамично меняющейся нагрузке резонансный фильтр действует неудовлетворительно, даже если его добротность понижена путём увеличения потерь мощности. Ухудшение добротности позволяет несколько уменьшить искажения, однако достижимый минимум слишком высок

Работа активного фильтра. Фильтр с применением активного элемента показан на рисунке 1,c. Этот фильтр является гибридным; конденсаторная батарея yf в нём сохранена. Сохранена и её величина yf = 0.25. За счёт этого требуемая мощность активного элемента мала, что существенно с точки зрения затрат. Можно считать, что активный элемент просто заменяет дроссель Lf исходной схемы.

В рассматриваемой схеме гибридного фильтра активный элемент может действовать с целевой функцией подавления искажений сетевого тока is(·) либо с целевой функцией подавления искажений напряжения сборных шин u(·), с использованием обратной связи по сетевому току или обратной связи по напряжению сборных шин. Результаты действия по той или иной целевой функции обычно близки. Выбор одного или другого варианта определяется сопутствующими обстоятельствами, которые здесь несущественны. Далее рассматривается вариант с обратной связью по сетевому току, как показано на рис. 1,c.

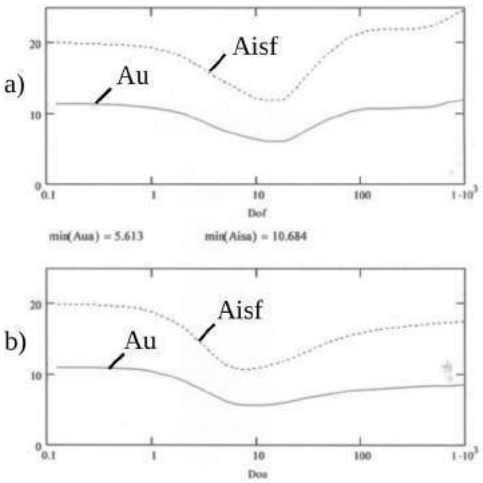


Рисунок 5 – Зависимость искажений напряжения Au(·) и тока Ais(·) от добротности шунтирующей резонансной цепи D0 при фазной (a) и амплитудной (b) модуляции искажающего тока.

При активной фильтрации задача синтеза функции сопротивления цепи заменяется задачей синтеза передаточной характеристики Gab(p) блока управления активного элемента. Класс передаточных функций гораздо шире класса функций сопротивления, и это радикально расширяет возможности фильтрации, снимая имевшиеся ограничения [5, 6]. Существенно и другое обстоятельство. Передаточная функция Gab(·) осуществляется как программа сигнального процессора в отличие от функции сопротивления, осуществляемой силовыми компонентами L, C, R. Такой перенос проблемы позволяет без усилий применять любые улучшающие усложнения функции и даёт недостижимую ранее гибкость.

В [7] сформулирован эвристический метод синтеза передаточных функций для активной фильтрации в электрических сетях DSB-алгоритм. Метод базируется на разделении трёх функций: 1. демпфирование (D); 2. селективная фильтрация гармоник (S); 3. баланс энергии (B). Последняя задача связана с тем, что активный элемент не рассеивает и не поглощает энергию и в то же время демпфирует переходные колебания наподобие резисторов. Соединение недиссипативности с демпфированием становится возможным за счёт наличия в активном элементе накопительного конденсатора, усреднения и преобразования частот. При этом в передаточной функции активного элемента помимо функциональных задач демпфирования и селективного подавления отображается вспомогательная задача баланса.

Далее следуют результаты расчётов для схемы с активным фильтром рис. 1,c, в которой блок управления активным элементом синтезирован по DSB-алгоритму. Условия работы сохранены те же, что и выше. На рис. 6 даны показатели и графики работы активного фильтра при амплитудно-модулированном токе выпрямителя. Параметры xs, yf сохранены. Коэффициенты Rde, Kse – параметры программы управления, характеризующие демпфирование и селективное подавление гармоники тока. Амплитуда тока выпрямителя Iw(·) меняется по колоколообразной кривой, а угол управления cosα(·) поддерживается неизменным (рис. 6,a). Измеренная амплитуда искажения напряжения сборных шин составляет *Au* ≅ 0,33%, а амплитуда проникающего в сеть тока *Ais* ≅ 1,5%. На рис. 6,b показаны токи выпрямителя iw(·), фильтра if(·) и сети is(·) на такте модуляции. Видно, что ток фильтра почти в точности повторяет ток выпрямителя в противофазе. Соответственно сетевой ток is(·) исчезающее мал; на рисунке почти не просматривается. На рис. 6,c показаны графики напряжения u(·) по осям d,q. Масштаб ординат здесь на порядок уменьшен по сравнению с рис. 3, 4; амплитуда пульсаций составляет лишь доли процента. На плоском участке кривой тока iw(·) пульсации подавляются до нуля, они возбуждаются лишь на крутых участках кривой iw(·).

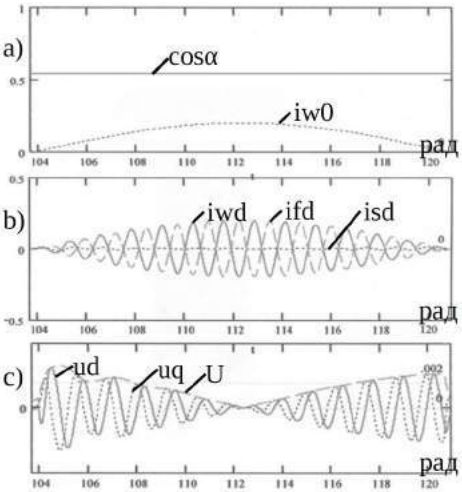


Рисунок 6 – Активная фильтрация амплитудно-модулированного тока.

На рис. 7 даны показатели и графики работы активного фильтра при фазомодулированном токе выпрямителя. Искажения напряжения и тока и в этих условиях успешно подавляются до *Au* ≅ 0,345%, *Ais* ≅ 1,67%.

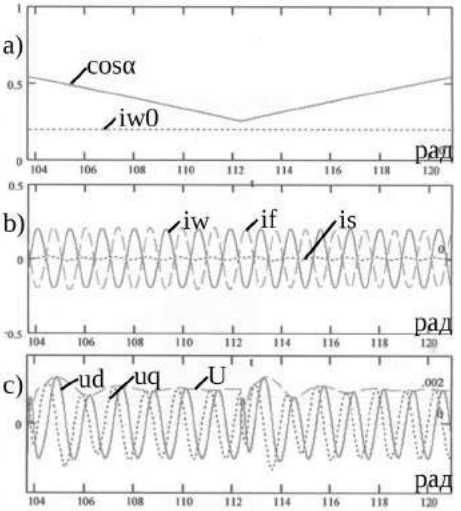


Рисунок 7 – Активная фильтрация фазомодулированного тока. Искажения напряжения и тока успешно подавляются до весьма низкого уровня (*Au* □ 0,34%, *Ais* □ 1,67%).

Заключение. Разобранный простой пример наглядно иллюстрирует, что: ***1)*** высокодобротные резонансные фильтры для работы при динамично меняющейся загрузке сети не только не улучшают, но могут даже ухудшить ситуацию; ***2)*** понижение добротности применяемых резонансных цепей, которое сопровождается ещё и увеличением потерь мощности, даёт только весьма ограниченный эффект. Качественная фильтрация пассивными цепями при меняющейся загрузке сети неосуществима; ***3)*** высокочастотные широтно-модулированные IGBT-преобразователи могут исполнять в сетях функцию активного элемента - недиссипативного усилителя мощности, применение которого, наряду с пассивными реактивными L, C – элементами, позволяет синтезировать фильтры, эффективно поглощающие сетевые гармоники даже при динамично меняющейся нагрузке сети, когда гармоники оказываются модулированными по амплитуде и фазе.

За последние годы проблема загрязнения сетей высшими гармониками усугубилась. Международные организации (IEC, SIGRE) готовят новые регламенты по качеству и фильтрации (например [9], [10]).

В этих условиях для проектируемых объектов, где загрузка является меняющейся, следует применять активные фильтры.

Список литературы: 1. *Мошиц Г., Хорн П.* Проектирование активных фильтров. Москва, «Мир», 1984. – 320 стр. **2**. *Хьюлсман Л.П.* Теория и расчёт активных RC-цепей. М, «Связь», 1973 г. – 238 стр. **3.** *Хейнлейн В.Е., Холмс В.Х.* Активные фильтры для интегральных схем. М., «Связь», 1980. – 655 стр. **4**. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М., Высшая школа, 1988 г. – 446 стр. **5**. *Гиллемин Е.А.* Синтез пассивных цепей. М., «Связь», 1970. – 719 стр. **6**. *Карни Ш.* Теория цепей. Анализ и синтез. М. «Связь» 1979. - 368 стр. **7**. *Гусев С.И., Мустафа Г.М.* Активные фильтросимметрирующие устройства для электроэнергетики. LAP Lambert Academic Publishing, 2016. - 114 стр. **8**. *Мустафа Г.М.* Фильтрокомпенсирующее устройство высоковольтной передачи энергии постоянным током. Патент РФ №2521428, 2014. **9.** International Electrotechnical Comission. IEC/TR 61000-3-6. Electromagnetic compatability (EMC) – Part 3. **10**. Active filters in HVDC applications. CIGRE IEC/PAS 62544, pre-standard, 2008-02.

Bibliography (transliterated): 1. *Moshits G., Horn P.* Proektirovanie aktivnyh filtrov. M., «Mir», 1984. – 320 s. **2.** *Hewlsman L.P.* Teoriya i raschet aktivnyh LC-zepei. M., «Sviaz», 1973. – 238 s. **3**. *Heinlein V.E., Holms V.H*. Aktivnye filtry dlia integralnyh shem. M., «Sviaz», 1980. – 655 s. **4**. *Baskakov S.I.* Radiotehnicheskie tsepi I signaly. M., Vysshaia shkola, 1988. – 446 s. **5**. *Gilleman E.A.* Sintez passivnyh tsepeiy. M., «Sviaz», 1970. – 719 s. **6.** *Karni Sh.* Teoria tsepeiy. Analiz I sintez. M., «Sviaz», 1979. – 368 s. **7.** *Gusev S.I., Mustafa G.M.* Aktivnye filtro-simmetrirujushjie ustroistva dlia elektroenergetiki. LAP Lambert Academic Publishing, 2016. – 114 s. **8.** *Mustafa G.M.* Filtrokompensirujushjee ustroistvo vysokovoltnoi peredachi energii postoiannym tokom. Patent RF №2521428, 2014. **9.** International Electrotechnical Comission. IEC/TR 61000-3-6. Electromagnetic compatability (EMC) – Part 3. **10**. Active filters in HVDC applications. CIGRE IEC/PAS 62544, pre-standard, 2008-02.

Поступила 03.04.2017

УДК 629.5–64.5:621.314.5

А. О. ДРАНКОВА, канд. техн. наук, доц., Національний університет «Одеська морська академія»;
С. С. МІХАЙКОВ, аспірант, Національний університет «Одеська морська академія»;
І. І. КРАСОВСЬКИЙ, магістр, Національний університет «Одеська морська академія».

ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ «АВТОНОМНЕ ДЖЕРЕЛО – НЕЛІНІЙНЕ НАВАНТАЖЕННЯ» ЗАСОБАМИ ПАСИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ

Вступ. Широке впровадження систем управління електромеханічними пристроями з статичними силовими перетворювачами, а саме частотно–регульованого електроприводу призводить до погіршення якості електроенергії завдяки появі гармонійних спотворень струму та напруги мережі живлення [1,5]. Найбільш гостро це відчувається, коли мережа живлення має кінцеву потужність [6].

Ефективним засобом поліпшення форми струму та напруги мережі живлення є використання спеціальних фільтрокомпенсуючих пристроїв – силових фільтрів гармонік [1,5]. Силові фільтри гармонік класифікують за такими ознаками:

- за схемою включення в мережу – паралельні, послідовні і комбіновані структури;
- по виду застосованих елементів – пасивні, активні і гібридні структури;
- по числу фаз – однофазні, трифазні трьох–провідні та трифазні чотирьох–провідні структури;

Традиційно, для ослаблення вищих гармонік струмів і напруги в мережах електропостачання використовують пасивні фільтри гармонік (ПФГ) [1,3,4]. ПФГ мають низьку вартість та не вимагають частого технічного обслуговування. Однак, ПФГ є статичними пристроями, ефективність яких зменшується при зміні характеру нелінійного навантаження, а також при зміні пропускної здатності мережі. Тому, налаштування ПФГ на конкретне нелінійне навантаження є актуальною задачею для підвищення якості електроенергії всієї системи «автономне джерело – нелінійне навантаження».

Мета роботи. Підвищення якості електроенергії в системі «автономне джерело–нелінійне навантаження» засобами пасивної фільтрації.

Матеріали дослідження. Дослідження проводились на експериментальному стенді у лабораторії електромеханічних систем кафедри суднової електромеханіки і електротехніки Національного університету «Одеська морська академія». Стенд складається з наступних компонентів: трифазний мережевий автомат (МА); мережевий дросель – для створення мережі кінцевої потужності; перетворювач частоти (ПЧ); електромашинний підсилювач ЕМП12А А11 – АД і генератор постійного струму (ГПС); дільник напруги (ДН), у складі 4-ох резисторів з наступними номіналами, 3.6 МОм, 240 КОм, 22 КОм, 20 КОм – для зняття сигналу фазної напруги; трансформатор струму (Тр) – для знаття сигналу фазного струму; джерело постійного струму (ДПС) – для формування сигналу обмотки управління (ОУ) ГПС; амперметри для контролю стуму ОУ та статорної обмотки ГПС; дротяний резистор – навантаження в колі ГПС; трифазний фільтр С–типу. Функціональна схема експериментального стенду зображена на рис.1

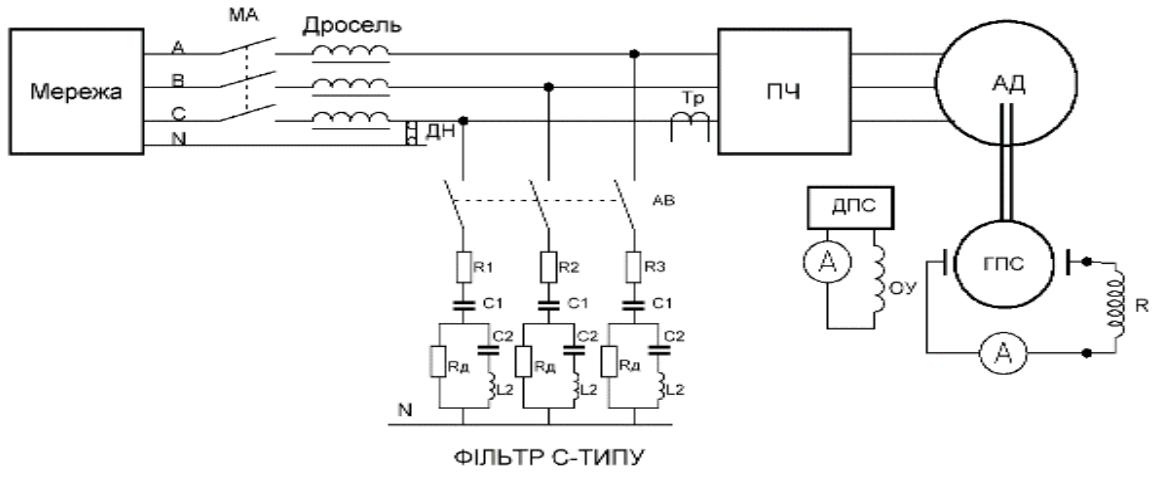


Рис. 1 Функціональна схема експериментального стенду

В експериментальному стенді використано ПЧ фірми Mitsubishi Electric серії FR A700 з потужністю 2,2 кВт. Електромашинний підсилювач ЕМП12А А11 являє собою агрегат, що складається з власне електромашинного підсилювача поперечного поля (генератора) і приводного двигуна, пов'язаних на загальному валу та розташованих у загальному корпусі на лапах. Основні електричні параметри ЕМП12А А11 приведено у табл. 1.

© А.О. Дранкова, С.С. Міхайков, І.І. Красовський, 2017

Таблиця 1 – Основні електричні параметри ЕМП12А А11

Тип	Дані генератора								Дані двигуна			Примітка
	U, В	Р, кВт	Рвх.оу, Вт	Roy, Ом				I, А	U, В	I, А	Р, кВт	
				I	II	III	IV					
А 11	115±4	1,0	0,56	1000	1000	-	-	8,7	220/380	5,4/3,2	1,68	Частота обертання 2900 об/хв.

У ході експерименту було знято робочі характеристики ЕМП12А А11 при постійному струму ОУ 10 мА та 15 мА (табл. 2 та рис. 2).

Вигляд зовнішньої характеристики збігається з виглядом механічної характеристики суднового підрулюючого пристрою, який виступає в якості нелінійного навантаження (рис.3). В разі чого можливо зробити висновок про коректність проведення експерименту.

Для побудови трифазного фільтру С–типу було виконано розрахунок елементів фільтра відповідно за формулами (1) ÷ (4) [1,3,4]. Фільтр налаштовано на гасіння 3-ої гармоніки і його параметри наведено у табл. 3. Для розрахунку використані наступні дані: напруга мережі U = 220 В; f = 50 Гц; реактивна потужність фільтра $Q_F \approx Q_{ЕМП} = 1347$ Вар.

$$C_1 = \frac{Q_F}{\omega_1 U^2}. \quad (1)$$

$$C_2 = C_1\left(n_g^2 - 1\right). \quad (2)$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega_1^2 C_2}. \quad (3)$$

$$R_d = \frac{U^2}{n_g^3 Q_F^2 k\, \omega_1 L_s}\sqrt{U^4 - n_g^4 Q_F^2 k\, \omega_1^2 L_S^2}. \quad (4)$$

Таблиця 2 – Робочі характеристики ЕМП12А А11

	№	Частота	Відношення, %	$I_{ОУ}$, мА	$I_{СТ}$, А	$I_{ОУ}$, мА	$I_{СТ}$, А
1		0	0		0		0
2		12.5	25		0,90		1,50
3		25	50	10	2,80	15	3,70
	4	37.5	75		4,70		5,90
5		50	100		7,00		8,60

Таблиця 3 – Розрахункові параметри фільтра С–типу

№ Гармоніки	f, Гц	ω, $с^{-1}$	C_1, мГн	C_2, мГн	L_2, мГн	R_d, Ом
3	150	942	8,609	7,09	14,3	300

Для перевірки резонансної якості фільтру та визначення його добротності було проведено моделювання роботи кола фільтру в програмі Electronics Workbench. Моделювання показало, що добротність фільтру має значення 15, що свідчить о його широкосмугових якостях.

До складу трифазного фільтру С–типу ввійшли також трифазний автомат (АВ) та резистори R1, R2, R3 з номіналами по 200 Ом кожний для обмеження струму, який протікає через фільтр.

В якості вимірювального приладу в ході експерименту використовувався цифровий осцилограф usb.oscill, призначений для дослідження електричних сигналів в смузі 0...15 МГц. Осцилограф виконано у вигляді зручно щупа зі змінними головками. Зі зворотного боку щупа розташований роз'єм, через який проводиться обмін даними і здійснюється електроживлення. Передбачена гальванічна ізоляція.

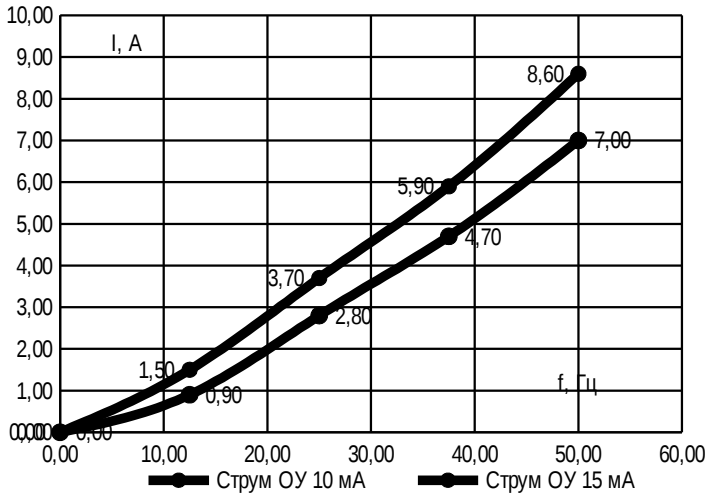


Рис. 2 Механічна характеристика ЕМП12А А11

Управління осцилографом та відображення даних може здійснюватися: персональним комп'ютером/ноутбуком/нетбуком/планшетом під управлінням операційної системи Windows через USB інтерфейс; кишеньковим комп'ютером під управлінням операційної системи Windows CE, обладнаним USB-host портом; телефоном/планшетом під управлінням ОС Android 4 і новіше, через OTG порт.

Експериментальні дані були знятті при постійному навантаженню ОУ ГПС, яке складає 10 мА та при змінній частоті обертання асинхронного двигуна відповідно на 12.5 Гц, 25 Гц, 37.5 Гц, 50 Гц , що моделює типові режими роботи суднового підрулюючого пристрою.

Послідовність проведення експерименту для отримання осцилограм та показників якості електромережі за напругою наступна:

1. Включення мережевого автоматичного вимикача.
2. Підключення осцилографа до дільника напруги.
3. Зняття параметрів напруги мережі.
4. Пуск ЕМП частотним перетворювачем та налаштування до частоти 12.5 Гц (перша точка зняття даних).

5. Навантаження ЕМП – включення джерела постійного струму та збудження обмотки управління ЕМП до 10 мА.

6. Реєстрація даних на частоті 12.5 Гц.

7. Налаштування ПЧ на 25 Гц (друга точка зняття даних) та реєстрація даних.

8. Налаштування ПЧ на 37.5 Гц (третя точка зняття даних) та реєстрація даних.

9. Налаштування ПЧ на 50 Гц (остання точка зняття даних) та реєстрація даних.

Послідовність проведення експерименту для отримання осцилограм та показників якості електромережі за струмом наступна:

1. Підключення осцилографа до трансформатора струму.

2. Пуск ЕМП частотним перетворювачем та налаштування до частоти 12.5 Гц (перша точка зняття даних).

3. Включення джерела постійного струму та збудження обмотки управління ЕМП до 10 мА.

4. Зняття даних на 12.5 Гц.

5. Налаштування ПЧ на 25 Гц (друга точка зняття даних) та реєстрація даних.

6. Налаштування ПЧ на 37.5 Гц (третя точка зняття даних) та реєстрація даних.

7. Налаштування ПЧ на 50 Гц (остання точка зняття даних) та реєстрація даних.

Для достовірності зняття даних будо виконано фіксацію режиму роботи для кожного значення частоти ЧП понад одну хвилину. Так, під час проведення експерименту знято осцилограми та спектри напруги і струму, частка яких приведено нижче (рис.3 ÷ рис.6).

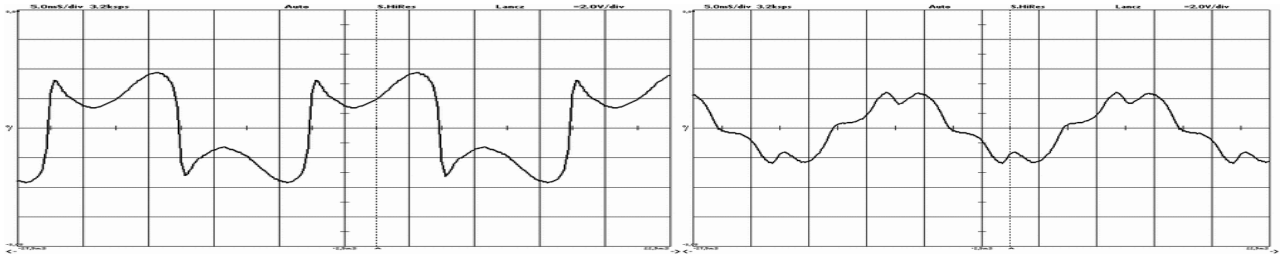


Рис. 3 – Осцилограми напруги без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

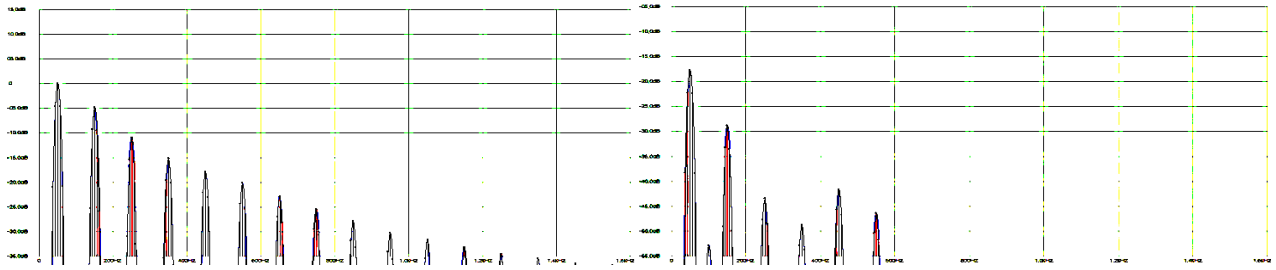


Рис. 4 – Спектри напруги без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

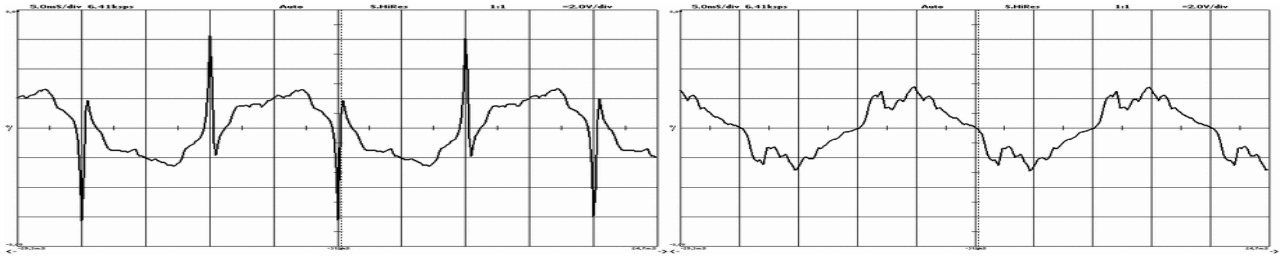


Рис. 5 – Осцилограми струму без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

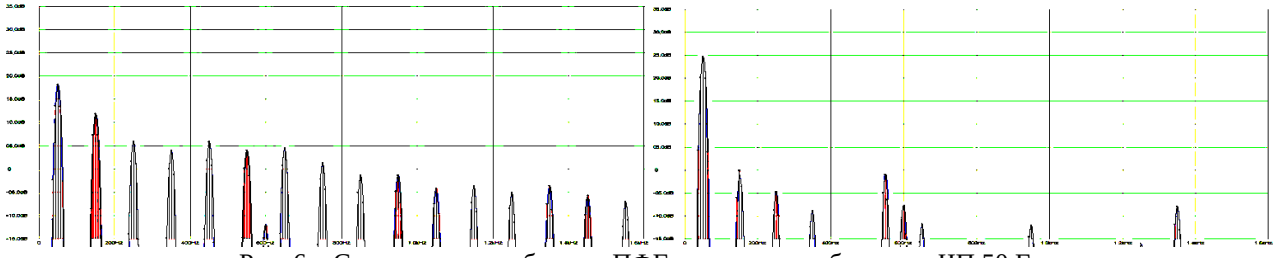


Рис. 6 – Спектри струму без та з ПФГ для частоти обертання ЧП 50 Гц

Аналіз результатів експерименту підтвердив теоретичні положення – наявність непарних високочастотних гармонік в мережі с нелінійним навантаженням [1,2,5]. Кількість розглянутих гармонік складає 15. Окрім осцилограм та спектрів у ході експерименту також були отримані значення коефіцієнтів гармонійних складових напруги та струму для всіх типових режимів роботи підрулюючого пристрою. Цей якісний аналіз електромережі було проведено без та з використанням пасивного фільтру С–типу на всьому діапазоні частоти обертання ЧП (табл. 4 та табл. 5).

Таблиця 4 – Коефіцієнти гармонійної складової напруги без та з ПФГ

№ Гар.	fГ, Гц	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
		12.5		25		37.5		50	
		без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
1	50	100	100	100	100	100	100	100	100
3	150	29,64	0,62	29,17	1,49	30,02	2,25	31,18	3,14
5	250	10,69	0,69	10,76	0,38	11,34	0,38	11,69	0,94
7	350	8,98	0,97	8,78	1,76	8,35	2,40	8,46	2,61
9	450	4,97	0,45	5,79	0,45	6,01	1,00	5,99	1,74
11	550	4,82	0,90	5,38	1,22	5,67	2,34	5,94	3,51
13	650	3,44	0,40	4,21	0,08	4,34	0,38	4,43	0,08
15	750	3,07	0,19	3,57	0,20	5,12	0,18	3,81	0,33

Для напруги на всьому діапазоні роботи було виконано нормування відносно параметрів напруги мережі в силу малої потужності зібраного фільтру. Завдяки цьому можна побачити ефективне пригнічення вищих гармонік напруги, які генеруються нелінійним навантаженням, використаним в даному експерименті. Як можливо побачити з аналізу таблиці 4, рівень вмісту вищих гармонік напруги при застосуванні ПФГ С-типу відповідає європейському стандарту та стандарту МЕК, а саме менш 5%.

Таблиця 5– Коефіцієнти гармонійної складової струму без та з ПФГ

№ Гар.	fГ, Гц	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
		12.5		25		37.5		50	
		без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
1	50	100	100	100	100	100	100	100	100
3	150	40,12	0,45	41,19	1,60	36,78	3,88	48,90	5,77
5	250	33,66	3,75	30,48	4,36	25,70	3,51	24,88	3,37
7	350	29,39	2,95	27,86	2,06	22,95	3,20	20,49	1,92
9	450	24,88	0,78	22,86	2,19	22,48	1,47	24,27	0,27
11	550	22,32	1,33	24,64	3,29	19,13	3,43	19,88	5,25
13	650	17,44	2,46	16,31	3,72	16,51	2,49	21,10	0,15
15	750	16,34	2,19	17,26	1,69	12,95	0,66	14,51	0,45

Отриманні результати демонструють ефективність використання пасивного фільтру С-типу, налаштованого на конкретне навантаження. Завдяки фільтру вміст налаштованої гармоніки в середньому зменшується в 7-15 раз в робочому діапазонні частоти обертання ЧП , як по напрузі, так і по струму.

Побудова залежності процентного вмісту третьої гармоніки напруги (рис. 7) та струму (рис. 9) від зміни частоти налаштування ПЧ – демонструє процес збільшення складу 3-ї гармоніки зі збільшенням частоти, як без використання фільтру, так і з його використанням. Однак при використання ПФГ С–типу характер залежності стає більш лінійним (рис. 8 та рис. 10).

Так, як фільтр С-типу є широкосмуговим, комутація фільтра пригнічує не лише налаштовану гармоніку, а також інші вищі гармоніки, завдяки чому зменшується сумарний THD напруги та струму. В таблиці 6 наведено значення THD напруги та струму при налаштуванні ПЧ на всі режими роботи підрулюючого пристрою.

Таблиця 6 – Значення THD напруги та струму

THD	Частоти налаштування ПЧ, Гц							
	12.5		25		37.5		50	
	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ	без ПФГ	з ПФГ
THDU, %	32.8	1	33	1.6	33.7	3.1	34.8	4
THDI, %	73.95	8.9	71.5	9.85	61.8	9.85	68.15	10.7

Проведені експерименти дозволяють зробити висновки, що з розглянутих вищих гармонік напруги та струму найбільший вміст мають такі непарні вищі гармоніки, як 3-я, 5-а, 7-а. Тому, для підвищення якості електроенергії в системі «автономне джерело – нелінійне навантаження» доцільно використання декількох ПФГ С-типу, налаштованих саме на ці найбільш вагомі гармоніки.

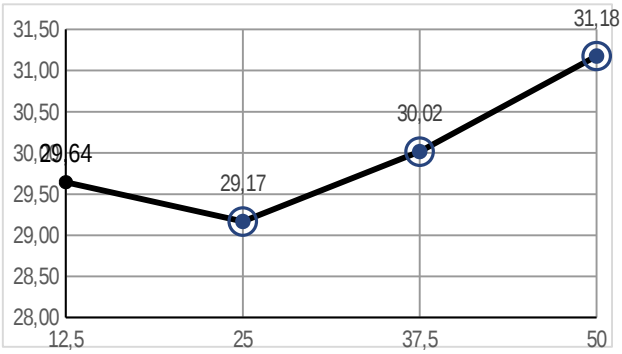


Рис. 7 – Зміна складу 3-ї гармоніки напруги залежно від частоти налаштування ПЧ без ПФГ С–типу

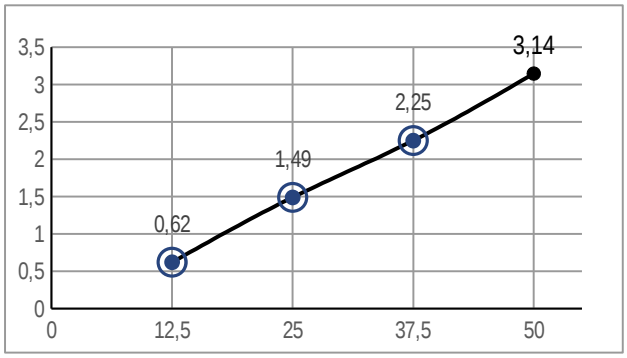


Рис. 8 – Зміна складу 3-ї гармоніки напруги залежно від частоти налаштування ПЧ з використанням ПФГ С-типу

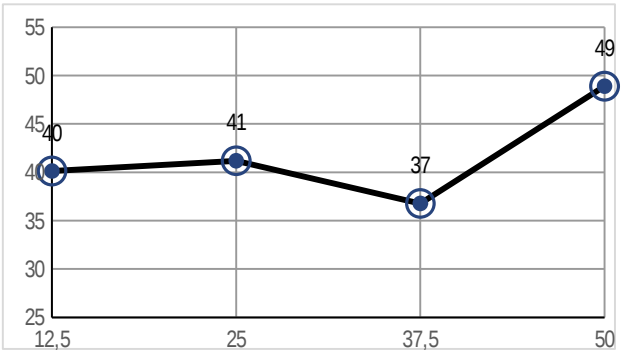


Рис. 9 – Зміна складу 3-ї гармоніки струму залежно від частоти налаштування ПЧ без ПФГ С–типу

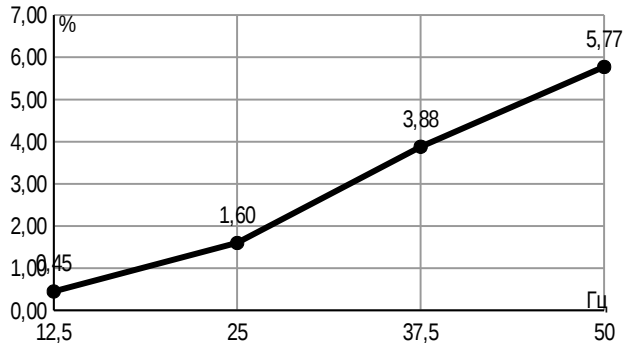


Рис. 10 – Зміна складу 3-ї гармоніки струму залежно від частоти налаштування ПЧ з використанням ПФГ С–типу

Перелік використаної літератури: **1.** *Арриллага Дж.* Гармоники в электрических системах: Пер. с англ. [Текст] / *Дж. Арриллага, Д. Брэдли, П.Боджер.*– М.: Энергоатомиздат, 1990.– 320 с.:ил. **2.** *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. [Текст] – М. : Гардарики, 2002. – 638 с.: ил. **3.** *Nassif A. D., Xu W., Freitas W.* An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications. – IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, 2009, pp. 1710-1718. **4.** *Das J.* Passive filters – potentialities and limitations. – IEEE trans. on industry applications. Vol. 40, No. 1, January/February, 2004, pp. 232-241. **5.** *Дранкова А. О.* Підвищення якості електроенергії суднової високовольтної мережі з нелінійним навантаженням [Текст] / *Дранкова А. О., Шестака А.І., Красовський І.І.* // Матеріали науково-методичної конференції «Актуальні питання суднової електротехніки і радіотехніки» 29.11.2016 – 30.11.2016 – Одеса: НУ «ОМА». – 2017. – С. 68-75. **6.** *Дранкова А. О.* Способи підвищення якості електроенергії в автономних енергетичних системах [Текст] / *Дранкова А. О., Красовський І.І.*// Матеріали науково-методичної конференції «Актуальні питання суднової електротехніки і радіотехніки» 15.12.2015 – 16.12.2015 – Одеса: НУ «ОМА». – 2016. – С. 45-48.

Bibliography (transliterated): **1.** *Arrillaga Dzh., Bredli D., Bodzher P.* Garmoniki v elektricheskih sistemah [Power System Harmonics], (1990), *Energoatomizdat*, Moscow, pp. 320 (In Russian). **2.** *Bessonov L. A.* Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. Elektricheskie cepi. [Theory of Electrical Engineering. Electric Circuits], (2002), *Gardariki Publ.*, Moscow, pp. 638 (In Russian). **3.** *Nassif A. D., Xu W., Freitas W.* An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications. – IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, 2009, pp. 1710-1718. **4.** *Das J.* Passive filters – potentialities and limitations. – IEEE trans. on industry applications. Vol. 40, No. 1, January/February, 2004, pp. 232-241. **5.** *Drankova A.O., Shestaka A.I., Krasovskyi I.I.* Pidvischenya yakosti electroenergii sudnovoy visocovoltnoyi merezhi z neliniynim navantagenyam. [Improve power quality of ship's high-voltage network with a nonlinear load], (2017), *NU* «O*MA*» *Publ.*, Odessa, pp.68-75, (In Ukrainan). **6.** *Drankova A.O., Krasovskyi I.I.* Sposobi pidvischenya yakosti electroenergii v avtonomnih energetichnih sistemah. [Ways of improving the quality of electricity in autonomous power system], (2016), *NU* «O*MA*» *Publ.*, Odessa, pp.45-48, (In Ukrainan).

Отримано 03.07.2017

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА, КОМПОНЕНТЫ, ДИАГНОСТИКА

- **Электромеханические системы с интеллектуальным управлением;**
- **Системы управления электроприводами широкого технологического назначения;**
- **Мехатроника и робототехника;**
- **Диагностика электромеханических систем и компонентов.**

УДК 62-5, 681.5

И. В. ВОЛКОВ, докт. техн. наук, чл.-кор. НАНУ, зав. отд., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
В. П. СТЯЖКИН, канд. техн. наук, ст. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
О. А. ЗАЙЧЕНКО, канд. техн. наук, мл. научн. сотр., Институт электродинамики НАНУ, Киев;
П. П. ПОДЕЙКО, вед. инж., Институт электродинамики НАНУ, Киев.

СИСТЕМА С НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКОЙ РЕГУЛИРОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСТАНОВКИ ПО ПРОИЗВОДСТВУ БАЗАЛЬТОВОГО СУПЕРТОНКОГО ВОЛОКНА

Введение. Необходимость повышения качества производственной продукции в условиях евроинтеграции Украины определяет ужесточение требований, предъявляемых к промышленному оборудованию. Это касается и установок по производству базальтового супертонкого волокна, которое используется для теплоизоляции теплотехнического оборудования (печи, сушильные барабаны, технологические трубопроводы на ТЭС, АЭС).

Базальтовое супертонкое волокно (БСТВ) является одним из самых эффективных теплоизоляционных материалов, сохраняющих свои свойства при высоких температурах изолируемой поверхности (до 1000 ºС). Технология производства таких материалов известна еще с прошлого века [1, 2], является недостаточно эффективной и требует усовершенствования [3]. В этой связи были проведены исследования, предложены методы управления установкой по производству БСТВ и технические решения, реализующие их: в [5] предложено применение полупроводникового регулятора тока трансформатора фильерного питателя, в [6] – система адаптивного регулирования этого тока. В работе [7] обоснована необходимость применения нечеткой логики в системе регулирования установкой по производству БСТВ и показано, что ее разработка позволит повысить качество выпускаемой продукции, снизить удельные энергозатраты, а также повысить производительность.

Постановка задачи. Одной из основных технологических проблем при производстве БСТВ является поддержание заданного диаметра первичной нити с высокой точностью при возможных непрогнозируемых возмущениях внешней среды и других факторов, обычно связанных между собою в технологическом процессе. В условиях возникающих неопределенностей состояния узла вытяжки и формирования первичной нити установки по производству БСТВ невозможно детерминировано управлять его технологическим параметром – толщиной нити при условии ее непрерывности.

Основными параметрами, оказывающими влияние на качество выходной продукции из БСТВ (наличие неволокнистых включений), являются стабильность размеров первичных нитей, равномерность размещения их перед соплом раздува и геометрия сопла. Для получения высокого качества волокна необходимо обеспечивать соответствие параметров газового потока – его скорости и температуры от диаметра нити. Эта проблема хорошо изучена в работах [1-4]. Однако вопросу нестабильности диаметра первичной нити расплава, вытягиваемой из фильерного питателя, как одной из причин образования неволокнистых включений в базальтовом волокне, получаемом дуплекс–методом, не уделено должного внимания с точки зрения управления технологическими параметрами. Этот вопрос недостаточно изучен, потому что диаметр и механические свойства первичной нити зависят от многих факторов: физико–механических свойств базальта, температуры (вязкости) и уровня базальтового расплава в плавильной печи, от скорости вытягивания первичных нитей.

Поэтому синтез эффективной системы управления процессом вытяжки и формирования первичной нити БСТВ, определяющим качество выходного продукта – волокна БСТВ, является актуальной задачей.

Материалы исследования. Базальтовая порода, из которой получают волокно, обладает химическим и минералогическим составами, определяющими физические и реологические свойства расплава – прежде всего вязкость μ и плотность ρ. Формование волокон осуществляется в определенном температурном интервале, который зависит от типа базальта и размеров фильеры: внутреннего диаметра $d_ф$ и длины $L_ф$ [8].

Для того, чтобы формализовать процесс вытяжки и формирования первичной нити БСТВ, используем расчетную схему (рис. 1) на примере одной фильеры.

В установившемся режиме из условия неразрывности потока расплава в фильере и на выходе из нее (рис. 1) справедливо соотношение [8]:

$$V_н \cdot d_н^2 = V_ф \cdot d_ф^2 \quad , \qquad (1)$$

где: $d_ф$ – диаметр фильеры; $L_л$ – длина луковицы; $V_н$ – скорость вытяжки нити; $d_н$ – диаметр нити.

Производительность установок БСТВ определяется дебитом базальтовой массы, т. е. количеством массы, вытекающей из фильер за единицу времени.

Величина дебита и зависящая от него величина диаметра вытягиваемого волокна – важнейшие характеристики процесса формования непрерывного первичного ба-

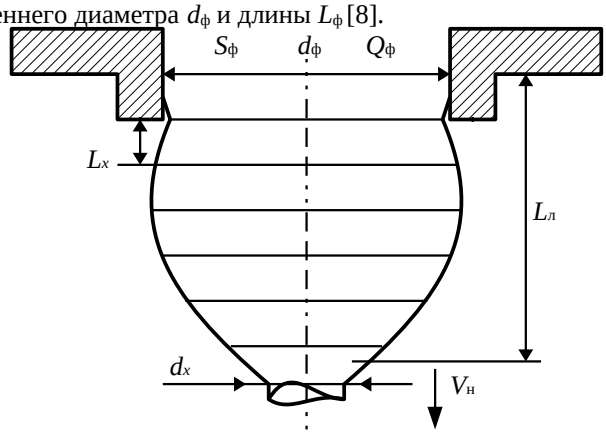


Рис. 1. Расчетная схема определения параметров вытяжки непрерывного волокна.

© И.В. Волков, В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко, П.П. Подейко, 2017

зальтового волокна. Дебит может быть определен по формуле Пуазёйля [9]:

$$Q_{\text{ф}}=\frac{\pi\cdot r_{\text{ф}}^{4}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{8\,\mu\cdot L_{\text{ф}}}\,, \tag{2}$$

где $r_{\text{ф}}$ – радиус фильеры; ρ g H – избыточное давление слоя расплава над фильерой, обеспечивающее истечение под действием силы тяжести; H – высота слоя; $L_{\text{ф}}$ – длина фильеры; μ – коэффициент динамической вязкости базальтового расплава.

На основании уравнения (1) неразрывности потока расплава в установившемся режиме для сечений, проходящих через фильеру и через первичную нить в любом месте по пути ее движения к соплу раздува, получена расчетная зависимость для определения диаметра первичной нити от скорости ее вытягивания[9]:

$$d_{\text{н}} = 2\,(\,Q\,/\,\pi V_{\text{н}}\,)^{0,5}\,. \tag{3}$$

Учитывая, что величина $V_{\text{н}}$ определяется через соотношение (1), а скорость подачи расплавленной массы или средняя скорость самопроизвольного истечения расплава минерала через фильеру $V_{\text{ф}}$ определяется как[9]:

$$V_{\text{ф}}=\frac{Q_{\text{ф}}}{S_{\text{ф}}}=\frac{r_{\text{ф}}^{2}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{8\,\mu\cdot L_{\text{ф}}} \tag{4}$$

то, подставив выражения (2) и (4) в выражение (1) получим:

$$V_{\text{н}}=\frac{d_{\text{ф}}^{4}\cdot\rho\cdot g\cdot H}{16\cdot d_{\text{н}}^{2}\cdot\mu\cdot L_{\text{ф}}}\,, \tag{5}$$

граничными условиями при решении уравнения (5) будут согласно[7]:

$$2{,}2 \le d_{\text{ф}} \le 3{,}5 \text{ мм},\ 100 \le d_{\text{н}} \le 250 \text{ мкм}.$$

Пренебрегая потерями готового волокна, оседающего на приемном перфорированном барабане, которые, как показала практика, составляют не более 2%, производительность двухсекционной установки может быть определена по формуле [10]:

$$G = 2\pi\, d_{\text{н}}^{2} V_{\text{н}} \rho z\,/\,4, \tag{6}$$

где ρ – плотность базальта (ρ = 2300 кг/м3); z – количество фильер питателя.

Из всех входящих в формулу (6) параметров во время работы установки имеется возможность изменять скорость вытягивания первичных нитей путем изменения скорости вращения электродвигателя вытяжных валков и диаметра первичной нити. Диаметр первичных нитей расплава базальта зависит от диаметра отверстий фильер, уровнем расплава над фильерным питателем, вязкости расплава в фильерном сосуде и скорости вытягивания нитей (линейной скоростью вращения вытяжных валиков).

На действующей установки по производству БСТВ был произведен цикл опытов и по их результатам построены зависимости технологических параметров, влияющих на процесс волокнообразования.

Важным фактором, влияющим на стабильность процесса получения первичного волокна, является температура фильерного поля и, как следствие, вязкость расплава в зоне формирования нити.

Зависимость вязкости расплава от температуры показана на рис. 2, где отображен один из основных технологических параметров – интервал выработки волокна, при котором существует волокнообразование.

Вязкость расплава на периферии луковицы определяется главным образом температурой в зоне выработки, которая колеблется с разницей 50÷100 °С. Всё это приводит к изменению диаметра получаемой нити и способствует увеличению обрывности [10].

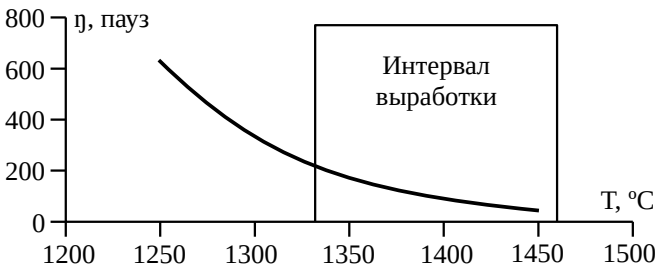


Рис. 2. Зависимость вязкости базальтового расплава от температуры

Процесс производства супертонкого волокна идет при повышенных температурах фильерного питателя (выше 1360 °С), который в свою очередь имеет повышенный износ (диаметр сосудов возрастает). Питатели изготавливаются из железохромистых и железохромоникилевых сплавов, как альтернатива платинородиевых, но данные материалы не обладает абсолютной химической устойчивостью к расплаву базальта[10].

Эксплуатационный срок службы питателя при производстве супертонкого волокна достигает 21–26 дней [2]. Несмотря на то, что данные сплавы имеют высокую жаростойкость и химическую инертность, износ фильерных отверстий питателя за счет диффузионных процессов при высоких температурах, приводит к нарушению технологического процесса получения непрерывного волокна. Этот процесс иллюстрирует рис. 3.

Как следует из графика (рис. 3) при увеличении диаметра фильерного отверстия возрастает скорость вытяжки. Это можно объяснить увеличением дебита расплава через фильеру, а для сохранения стабильности диаметра первичного волокна, необходимо увеличивать отбор расплава. Скорость вытяжки первичной нити может регулироваться диаметром самой нити и диаметром фильеры (рис. 4).

Из кривых на рис. 4 видно, что варьируя скоростью вытяжки первичного волокна, возможно получение требуемого его диаметра, при диаметрах фильер от $d_{\text{ф}}$ = 2,2 мм до $d_{\text{ф}}$ = 2,6 мм.

В этом же цикле опытов одновременно с оценкой влияния скорости вытягивания нитей на производительность установки определялось и содержание в образцах неволокнистых включений. Так наименьшее количество неволокнистых включений имеет образец, полученный при скорости вытягивания 0,092 м/с. Увеличение количества неволокнистых включений при малых скоростях вытягивания объясняется большим диаметром первичных нитей, для полного раздува которых энергии газового потока горелочного устройства оказывается недостаточно. Увеличение количества неволокнистых включений при больших скоростях вытягивания первичных нитей объясняется их малым диаметром – при этом нити теряют свою прочность и в волокне увеличивается содержание обломков нитей, которые даже не подверглись оплавлению.

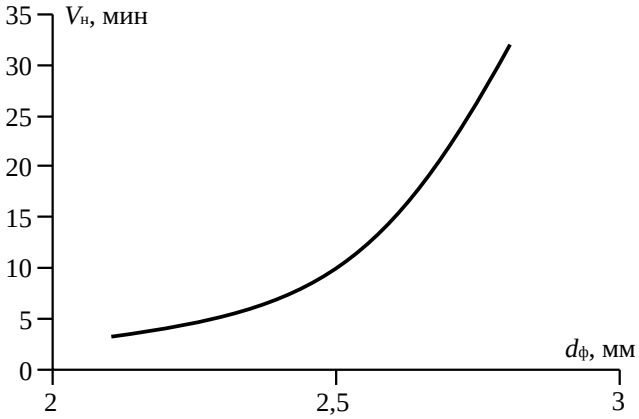


Рис. 3 Влияние скорости вытяжки волокна диаметром $d_н$ =160 мкм на диаметр фильерного отверстия.

Полученные выше результаты показали, что существует оптимальная вязкость расплава и скорость вытягивания нитей, при которой производительность установки имеет максимальное значение, а содержание неволокнистых включений минимально.

Основным каналом поступления энергии, необходимой для расплава и формирования первичных волокон, и основным каналом управления (формирования) толщины нитей является фильерный питатель, подключенный к вторичной обмотке трансформатора, первичная обмотка которого получает питание от силового тиристорного регулятора, работающего в режиме регулятора тока.

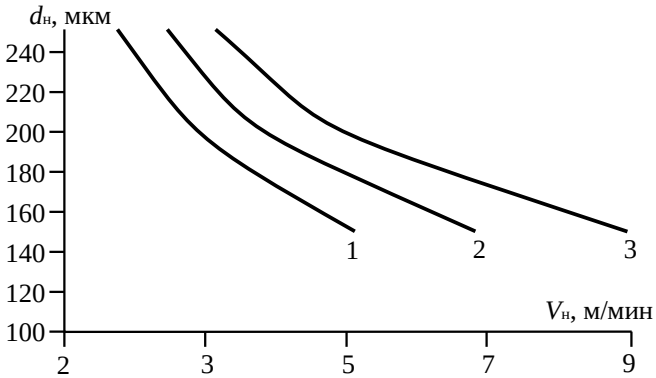


Рис. 4. Зависимость диаметра первичной нити от скорости вытяжки при диаметре фильерного отверстия: 1 – $d_ф$ = 2,2 мм; 2 – $d_ф$ = 2,4 мм; 3 – $d_ф$ = 2,6 мм.

Вторичный ток трансформатора ТВК–75 порядка 2000А, протекая через питатель, разогревает фильерное поле до температуры 1300÷1320 °С, необходимой для непрерывного истечения расплава. Активное сопротивление жаростойкой пластины питателя – нелинейное, что накладывает определенные ограничения при выходе питателя на температурный режим.

Резкое увеличение силы тока питателя может являться причиной его деформации, поэтому вывод питателя на рабочий режим выполняется плавно. В начале рабочего цикла ток в первичной обмотке трансформатора питателя должен составлять не более 15А, затем повышается через каждые 2…3 минуты по 1 амперу до рабочей величины силы тока в 46÷53А. Чем выше температура питателя, тем интенсивнее истечение расплава из фильер, но при этом усиливается явление смачиваемости расплавом поверхности фильер, делающее невозможным процесс образования первичных волокон.

Реализация оптимальных алгоритмов управления при нелинейной передаточной характеристике фильерного питателя реализуется путем использования регуляторов первичного тока трансформатора с линейным непрерывным пропорционально–интегральным (ПИ) законом управления [5–7]. Однако, отсутствие полной и достоверной информации об объекте регулирования приводит к усложнению структуры регулятора, усложнению его настройки и эксплуатации. Применение линейных регуляторов в системах с нестационарными процессами приводит к нелинейному изменению параметров регулирования, что требует решения задач определения и многоразовой корректировки коэффициентов управления, уменьшения динамической ошибки и сокращения времени переходных процессов.

Поэтому для решения задач регулирования питателями установкой в целом необходимо разработать систему регулирования, которая будет обеспечивать заданное качество технологического процесса независимо от нелинейности параметров регулирования и возможных непредвиденных изменений внешних факторов.

Первой задачей, которую необходимо решить при разработке системы управления, является стабилизация температуры питателя, а также обеспечение необходимой динамики переходных процессов. Решение данной проблемы возможно путем построения системы регулирования на основе нечеткой логики.

На рис. 5 приведена функциональная схема пропорционально–интегрального нечеткого логического контроллера температуры питателя, который позволяет обеспечить не только стабилизацию необходимого значения температуры $T_{ст}$, но также контроль текущего значения температуры питателя T и значения скорости его изменения $\Delta T / \Delta t$.

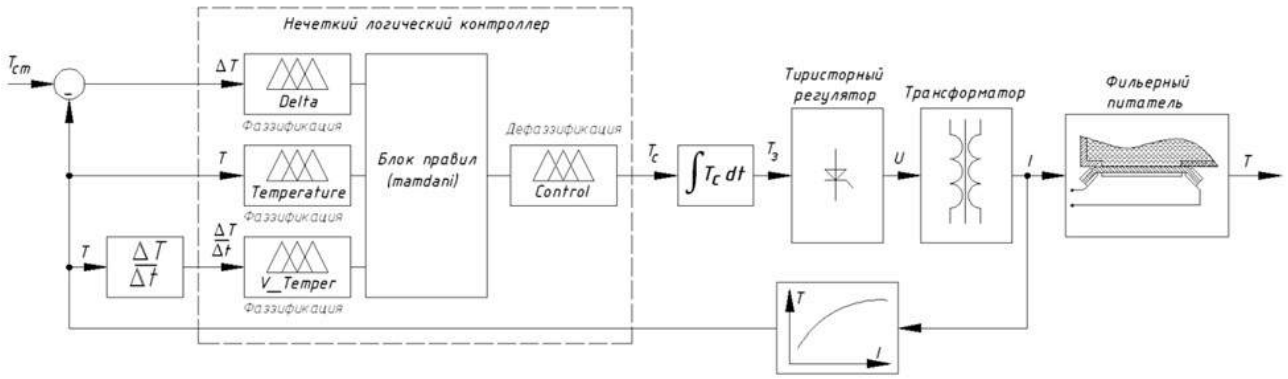


Рис. 5. Структурная схема пропорционально–интегрального НЛК температуры питателя

Благодаря этому при высоких (1000…1400 ºС) и низких (0…300 ºС) значениях температуры происходят изменения сигнала управления T_c, которые дают возможность компенсировать потери тепла в этих режимах. Наличие сигнала текущей температуры также позволяет обеспечить необходимую реакцию системы управления на непредвиденные ситуации, например, при превышении температурой максимально допустимого значения.

Для того чтобы обеспечить необходимую динамику системы введен дополнительный блок–интегратор который и формирует сигнал задания $T_з$ тиристорного регулятора, который в свою очередь формирует необходимый ток в первичной обмотке трансформатора U, питающего фильеры. Так как размещение датчиков температуры для определения точных значений проблематично, текущее значение температуры вычисляется по значению первичного тока трансформатора I. Экспериментальные зависимости $T = f(I)$ приведены в [3].

Выходной сигнал управления формируется блоком правил Мамдани по сигналу рассогласования ΔT отклонения текущего значения температуры фильеры от заданного значения. Данный алгоритм нечеткого вывода является наиболее универсальным для нелинейных систем. Блок правил (база знаний контроллера) составляется экспертом на основе опыта, компьютерного моделирования, а также с учетом классических законов теории автоматического регулирования. Таким образом, сформированы входные лингвистические переменные Delta, Temperature, V_Temper, и выходная переменная Control. Также установлены границы области базовых физических переменных: ΔT – от 0 до 1320 ºС; T – от 0 до 1320 ºС; $\Delta T / \Delta t$ – от 0,5 до 40 ºС/с.

Для решения задачи поддержания необходимого диаметра первичных нитей разработан нечеткий логический контроллер качества (НЛК), структурная схема которого приведена на рис. 6. Входными переменными НЛК являются непосредственно величина диаметра нити $d_н$, время работы питателя t_p и температура расплава в печи T_p. В зависимости от значений входных переменных блок правил формирует выходные сигналы управления: скорость вытягивания нитей $V_в$ и температура стабилизации питателя $T_{ст}$. Значение сигнала управления скорости поступает на вход преобразователя частоты, который формирует напряжения U асинхронного двигателя, создающего момент M механизма вытягивания, текущее значение скорости которого V.

Как и в предыдущем случае выбран универсальный алгоритм нечеткого вывода Мамдани, сформированы входные лингвистические переменные Diametr, Time, T_basalt и выходные переменные Speed, Temperature.

Установлены границы области базовых физических переменных: $d_н$ – от 120 до 300 мкм; t_p – от 0 до 1 мес.; T_p – от 0 до 1450 ºС.

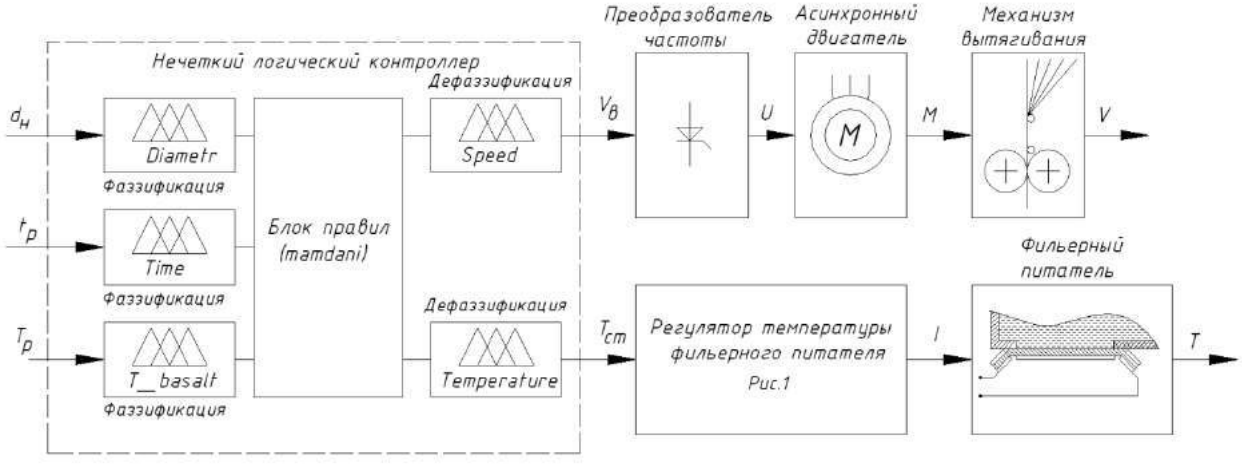


Рис. 6 Структурная схема НЛК диаметра первичной нити

Выводы.

1. В условиях возникающих неопределенностей состояния узла вытяжки и формирования первичной нити установки по производству БСТВ необходимо детерминировано управлять его технологическим параметром - толщиной нити при условии ее непрерывности.

2. Для эффективной работы установки требуется стабилизация диаметра первичной нити. Диаметр первичных нитей расплава базальта зависит от диаметра отверстий фильер, уровня и температуры расплава над фильерным питателем, вязкости расплава в фильерном сосуде, температуры фильерного питателя и скорости вытягивания нитей (линейной скоростью вращения вытяжных валиков).

3. Разработана структурная схема пропорционально–интегрального нечеткого логического контроллера температуры фильерного питателя, который обеспечивает стабилизацию необходимого значения температуры, непрямой контроль текущего значения температуры питателя T и скорости его изменения $\Delta T / \Delta t$.

4. Разработана структурная схема нечеткого логического контроллера диаметра первичных нитей волокна БСТВ, который обеспечивает взаимосвязанное регулирование скорости вытягивания нитей и температуры фильерного питателя в зависимости от диаметра нити, времени работы питателя и температуры расплава в печи установки по производству БСТВ.

5. Разработка системы оптимального управления установкой по производству базальтового супертонкого волокна на основе нечеткой логики позволит повысить качество выходного продукта, производительность, а также снизить энергопотребление.

Список литературы: **1.** *Волынский А.К.* Основы технологии получения базальтовых волокон и их свойства / *А.К. Волынский и др.* – К.: Научная мысль, 1980. – С.54-81. **2.** *Сухарев М.Ф.* Производство теплоизоляционных материалов / *Сухарев М.Ф., Майзель И.Л., Сандлер В.Г.* // М.: Высшая школа. – 1981. – 231 с. **3.** *Новицкий А.Г.* Исследование и совершенствование процессов получения базальтовых волокон и изделий на их основе. Дисс. канд. техн. наук. – К.: Национальный технический университет Украины “КПИ”. – 2005. – 157 с. **4.** *Федоткин И.М.* Влияние технологических параметров на диаметр и качество базальтового волокна / *И.М.Федоткин и др.* // Химическое машиностроение. – 1987.- №46.– С. 33-39. **5.** *Стяжкин В.П.* Тиристорные регуляторы тока в электротермических установках плавления и модификации материалов / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.* // Праці ІЕД НАН України.– Київ, 2008.– № 20.– С.59. **6.** *Стяжкин В.П.* Адаптивная система регулирования тока трансформатора в электротермических установках плавления / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.* // Технічна електродинаміка / Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – Київ, 2009. – Частина 5. – С. 109-110. **7.** *Стяжкин В.П.* Оптимальное управление электротехнологической установкой по производству базальтового супертонкого волокна / *Стяжкин В.П., Подейко П.П.//* Вісник НТУ “ХПІ”. – 2015. – №12. – С.124-127. **8.** *Иваницкий С.Г.* Определение расхода расплавов при формовании непрерывных базальтовых волокон / *Иваницкий С.Г., Штерн М.Б. //* Міжвузівський збірник "НАУКОВІ НОТАТКИ". Луцьк, 2011. – № 32. – С.143–146. **9.** *Седов Л.И.* Механика сплошной среды. Т.2. / М.: Наука. – 1976.– 576 с. **10.** *Махова М.Ф. Джигирис Д.Д.* Основы производства базальтовых волокон и изделий/ М.: Теплоэнергетик.– 2002. – 170 с.

Bibliography (transliterated): 1. *Volynskij A.K.* Osnovy tehnologii poluchenija bazal'tovyh volokon i ih svojstva / A.K. Volynskij i dr. – K.: Nauchnaja mysl', 1980. – S.54-81. **2.** *Suharev M.F.* Proizvodstvo teploizoljacionnyh materialov / Suharev M.F., Majzel' I.L., Sandler V.G. // M.: Vysshaja shkola. – 1981. – 231 s. **3.** *Novickij A.G.* Issledovanie i sovershenstvovanie processov poluchenija bazal'tovyh volokon i izdelij na ih osnove. Diss. kand. tehn. nauk. – K.: Nacional'nyj tehnicheskij universitet Ukrainy “KPI”. – 2005. – 157 s. **4.** *Fedotkin I.M.* Vlijanie tehnologicheskih parametrov na diametr i kachestvo bazal'tovogo volokna / I.M.Fedotkin i dr. // Himicheskoe mashinostroenie. – 1987.- №46.– S. 33-39. **5.** *Stjazhkin V.P.* Tiristornye reguljatory toka v jelektrotermicheskih ustanovkah plavlenija i modifikacii materialov / Stjazhkin V.P., Podejko P.P. // Praci IED NAN Ukraïni.– Kiïv, 2008.– № 20.– S.59. **6.** *Stjazhkin V.P.* Adaptivnaja sistema regulirovanija toka transformatora v jelektrotermicheskih ustanovkah plavlenija / Stjazhkin V.P., Podejko P.P. // Tehnichna elektrodinamika/ Tematichnij vipusk «Silova elektronika ta energoefektivnist'». – Kiïv, 2009. – Chastina 5. – S. 109-110. **7.** *Stjazhkin V.P.* Optimal'noe upravlenie jelektrotehnologicheskoj ustanovkoj po proizvodstvu bazal'tovogo supertonkogo volokna / Stjazhkin V.P., Podejko P.P.// Visnik NTU “HPI”. – 2015. – №12. – S.124-127. **8.** *Ivanickij S.G.* Opredelenie rashoda rasplavov pri formovanii nepreryvnyh bazal'tovyh volokon / Ivanickij S.G., Shtern M.B. // Mizhvuzivs'kij zbirnik "NAUKOVI NOTATKI". Luc'k, 2011. – № 32. – S.143–146. **9.** *Sedov L.I.* Mehanika sploshnoj sredy. T.2. / M.: Nauka. – 1976.– 576 s. **10.** *Mahova M.F. Dzhigiris D.D.* Osnovy proizvodstva bazal'tovyh volokon i izdelij/ M.: Teplojenergetik.– 2002. – 170 s.

Поступила 26.06.2017

УДК 62-531.6

В. Ю. НОЖЕНКО, асист., Кременчуцький національний університет;
О. П. ЧОРНИЙ, докт. техн. наук, проф., Кременчуцький національний університет;
Д. Й. РОДЬКІН, докт. техн. наук, проф., Кременчуцький національний університет;
В. В. ЧЕНЧЕВОЙ, канд. техн. наук, асист., Кременчуцький національний університет

КЕРУВАННЯ ПУСКОМ ЗАРЕЗОНАНСНОЇ ВІБРАЦІЙНОЇ МАШИНИ З ДЕБАЛАНСНИМИ ВІБРОЗБУДЖУВАЧАМИ

Вступ. На сьогодні одним із питань покращення функціювання вібраційних машин (ВМ) з дебалансними віброзбуджувачами, які працюють у зарезонансній зоні, є вирішення проблеми пуску. Під час пуску при проходженні резонансної зони, виникають значні коливання робочого органу ВМ, що супроводжуються суттєвим динамічним навантаженням на конструкційні елементи, опори ВМ, ротори приводних двигунів та призводять до поломок пружних елементів, руйнування комунікацій, збільшення струму в обмотках статора, перевищення допустимих норм шуму та можливого «застрягання» роторів приводних двигунів. Для швидкого подолання резонансної зони приводні електродвигуни встановлюють із завищеною потужністю майже у 2÷5 разів або з підвищеним пусковим моментом, які, як правило, мають порівняно низьке значення ККД. Існує низка способів, які використовуються для зменшення резонансних коливань [1–3], але не всі вони дозволяють замінити приводні двигуни зарезонансних ВМ менш потужними. До того ж, розвиток технологій виробництва в тій чи іншій області потребує розвитку обладнання, зокрема, вібраційних систем, які б могли забезпечити раціональні технологічні режими. Вирішення комплексу вказаних проблем зарезонансних вібраційних машин можливе за допомогою застосування регульованого асинхронного електроприводу (ЕП).

Постановка проблеми. Застосування регульованого ЕП до зарезонансних ВМ передбачає, по–перше, зміну параметрів віброколивань ВМ в усталеному технологічному режимі, що дозволяє розширити функціональні можливості ВМ; по–друге, керування процесом пуску, а саме швидке проходження зони резонансу. Керування пуском ЕП ВМ доцільно здійснювати при заміні приводних двигунів на менш потужні, це надасть можливість підвищити енергоефективність ЕП. Слід відмітити, що швидке подолання резонансної зони можливе лише за умови, коли значення моменту двигуна буде більше, ніж максимальне значення вібраційного моменту в резонансі [4]. Враховуючи, що використання двигунів меншої потужності призводить до зменшення їх моменту в процесі пуску, регульований ЕП повинен забезпечити збільшення моменту двигуна при переході резонансної зони. Зазначену вимогу можна реалізувати шляхом збільшення напруги живлення приводних двигунів при підході до зони резонансу, коли вібраційний момент ще не почав стрімко зростати, після проходження резонансу керуючий вплив на збільшення напруги живлення може бути відмінений. Оскільки, існуючі скалярні закони частотного керування не дозволяють керувати напругою зазначеним чином, тому виникає необхідність їх удосконалення відповідно до особливостей роботи зарезонансних ВМ.

Метою роботи є синтез скалярного закону керування частотно–регульованого ЕП зарезонансної ВМ для швидкого подолання резонансної зони. Досягнення поставленої мети дозволить також вирішити актуальну задачу зменшення потужності приводних двигунів та підвищення енергоефективності їх роботи.

Матеріали і результати досліджень. Як зарезонансна ВМ розглядалась вібраційна площадка (ВП) із двовальними дебалансними віброзбуджувачами блочної конструкції типу СМЖ–187А для ущільнення жорстких бетонних сумішей у формі [1]. Вібраційна площадка забезпечує гармонічні вертикально направлені коливання робочого органу за рахунок синхронного обертання валів із дебалансами в протилежні напрямки. Електроприводом такої ВП служать два ідентичні нерегульовані асинхронні двигуни (АД), жорстко зв'язані між собою.

Дослідження процесу пуску зарезонансної ВП проводилось шляхом математичного моделювання. Математична модель ВП детально наведена в [5] з конструкційними параметрами: повна приведена маса коливних частин ВМ із формою і бетонною сумішшю m_{pl} = 9000 кг; коефіцієнт жорсткості опор ВМ $c_0 = 1{,}268 \cdot 10^8$ Н/м; коефіцієнт демпфування b_0 = 30600 Нс/м; відстань дебаланса від осі обертання r = 0,1 м; маса дебаланса m_0 = 18 кг. Математична модель АД була побудована в трифазній системі координат [6]. Асинхронні двигуни потужністю 30 кВт кожен мають паспортні дані: P_n = 30 кВт; n_0 = 1500 об/хв; λ_p = 1,4; λ_k = 2,3; s_n = 1,9%; s_k = 14,0%; k_i = 6,5; η = 91%; J_d = 0,23 кг·м^2 [7]. Аналіз отриманих результатів математичного моделювання прямого пуску ЕП ВП підтверджує вищезазначені теоретичні положення, а саме: пуск приводних двигунів здійснюється швидко, без «застрягання», проте в усталеному режимі АД працюють із суттєвим недовантаженням.

Необхідно зазначити, що дана ВП використовується для формування залізобетонних виробів різної конфігурації, що може призвести до зміни m_{pl} [1]. Так, максимальне значення m_{pl} становить 11000 кг, а мінімальне, коли m_{pl} складається тільки з маси коливних частин ВП та маси форми, становить 5000 кг. Відповідно до повної приведеної маси коливної частини ВП змінюють статичний момент маси дебалансів для забезпечення амплітуди віброколивань в усталеному технологічному режимі у межах $0{,}2 \cdot 10^{-3} \div 0{,}5 \cdot 10^{-3}$ м.

© В.Ю. Ноженко, О.П. Чорний, Д.Й. Родькін, В.В. Ченчевой, 2017

При застосуванні частотно–регульованого ЕП до ВП було замінено приводні АД потужністю 30 кВт на АД потужністю 11 кВт кожен із паспортними даними: P_n = 11 кВт; n_0 = 1500 об/хв; λ_p = 2,2; λ_k = 3,0; s_n = 2,8%; s_k = 19,5%; k_i = 7,5; η = 87,5%; J_d = 0,04 кг·м^2 [7].

Як відомо з [8], характер частотних перехідних процесів у розімкнутій системі частотного керування при заданому моменті навантаження, моменті інерції, а також законі регулювання напругою визначається темпом зміни частоти. При цьому для отримання найбільш якісного перехідного процесу необхідним є визначення часу зміни (розгортки) частоти t_r, оскільки для різних типів двигунів та різного навантаження дана величина може змінюватись. Так, при часі розгортки, приблизно 0,3÷0,5 t_r, час частотного пуску може бути мінімальним та на 20÷50 % меншим за час прямого пуску. Тому дослідження пуску ВМ із частотно–регульованим ЕП (зміна напруги та частоти регулювалась за законом U / f = *const*) проводились для різного часу розгортки частоти, що дозволить визначити найбільш оптимальну, яка забезпечить швидке проходження резонансної зони. Час розгортки частоти змінювався від 0,7 с до 1,8 с. Як показник оптимального часу розгортки частоти обрано максимальне переміщення робочого органу ВМ (y_{max}) при проходженні резонансної зони, оскільки саме величина y_{max} спричиняє появу вібраційного моменту.

Знаходження оптимального t_r виконувалось для різних значень повної приведеної маси коливних частин ВМ (m_{pl}) від 6000 до 11000 кг, оскільки, як зазначалося вище, m_{pl} може змінюватись.

У результаті досліджень методом найменших квадратів були отримані залежності $y_{max} = f(t_r)$ для різних значень m_{pl}, які апроксимуються функцією

$$y_{max}(t_r) = a_0 + a_1 t_r + \frac{a_2}{t_r^2}, \qquad (1)$$

де a_0, a_1, a_2 – коефіцієнти апроксимації, які приведені в табл. 1.

Таблиця 1 – Значення коефіцієнтів моделі

Маса ВМ, кг	a_0	a_1	a_2	$t_{r.opt}$
6000	– 0,010241422	0,012185142	0,0028657407	0,778
7000	– 0,0088222798	0,010047459	0,0030741384	0,849
8000	– 0,01367811	0,012072015	0,0055803353	0,974
9000	– 0,011032831	0,0097534978	0,0054104016	1,035
10000	– 0,0066913061	0,0066119557	0,0046264985	1,119
11000	– 0,00060557591	0,0027314914	0,002755625	1,264

На рис. 1 наведено залежності максимального переміщення ВП від часу розгортки частоти для різних значень m_{pl}.

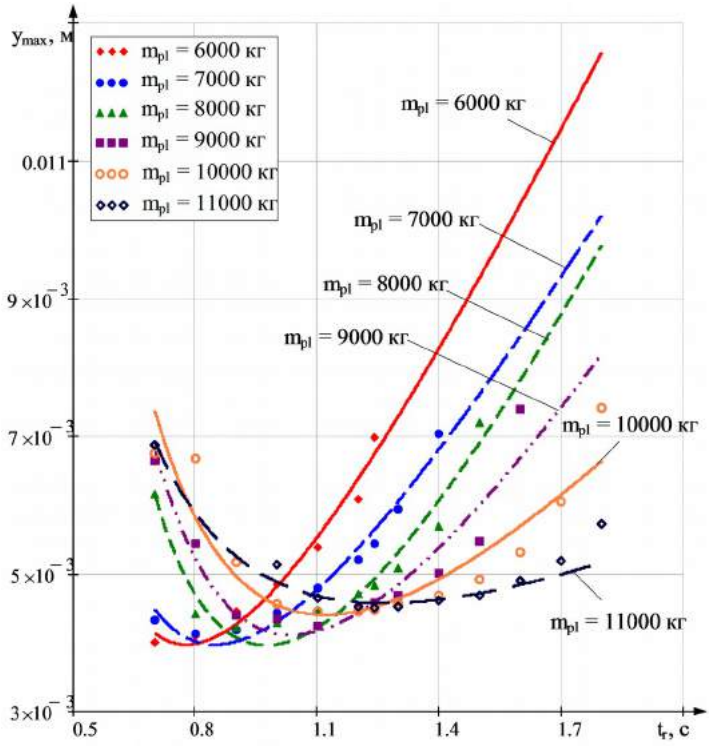


Рис. 1. Залежність максимального переміщення ВМ від часу розгортки частоти

Аналіз результатів показав, що отримані залежності мають явно виражений екстремум – мінімум функції, час, коли амплітуда переміщення мінімальна. Також із залежностей витікає, що зі збільшенням m_{pl} мінімум функції зміщується вправо, тобто спостерігається при більшому значенні часу розгортки частоти.

Мінімум функції $y_{max} = f(t_r)$ визначався з умови, що $y_{max} \rightarrow min$, при $\frac{dy_{max}}{dt_r} = 0$, тоді $\frac{dy_{max}}{dt_r} = a_1 - \frac{2a_2}{t_r^3}$, звідси оптимальний час розгортки частоти:

$$t_{r.opt} = \sqrt[3]{2a_2 / a_1}\ . \qquad (2)$$

Як видно з табл. 1, коефіцієнти моделі a_1 і a_2 змінюються залежно від m_{pl}, тому були отримані рівняння апроксимації у вигляді $a_1 = f(m_{pl})$ та $a_2 = f(m_{pl})$.

Для коефіцієнта моделі a_1 рівняння апроксимації має вигляд:

$$a_1(m_{pl}) = k_0 + k_1 m_{pl} + k_2 m_{pl}^2\ , \qquad (3)$$

де k_0 = –0,012927361; k_1 =7,2071756·10^{-6}; k_2 = –5,2461248·10^{-10} – коефіцієнти апроксимації.

Для коефіцієнта моделі a_2 рівняння апроксимації:

$$a_2(m_{pl}) = l_0 + l_1 m_{pl} + l_2 m_{pl}^2\ , \qquad (4)$$

де l_0 = –0,026069407; l_1 = 7,263631·10^{-6}; l_2 = –4,2065635·10^{-10} – коефіцієнти апроксимації.

Тоді, відповідно до (2) залежність оптимального часу розгортки від повної приведеної маси коливних частин ВМ виглядатиме як

$$t_{r.opt}(m_{pl}) = \sqrt[3]{\frac{2(l_0 + l_1 m_{pl} + l_2 m_{pl}^2)}{k_0 + k_1 m_{pl} + k_2 m_{pl}^2}}\ . \qquad (5)$$

Криву оптимального часу розгортки від повної приведеної маси коливних частин розглянутої ВП приведено на рис. 2.

Для перевірки ефективності застосування частотно–регульованого ЕП, з урахуванням оптимального часу розгортки частоти, були проведені дослідження частотного пуску ВП при максимальній m_{pl}, оскільки в даному випадку навантаження на приводні двигуни є найбільшим. Відповідно до рис. 2, оптимальний час розгортки частоти для АД потужністю 11 кВт при m_{pl} = 11000 кг становить 1,2683 с.

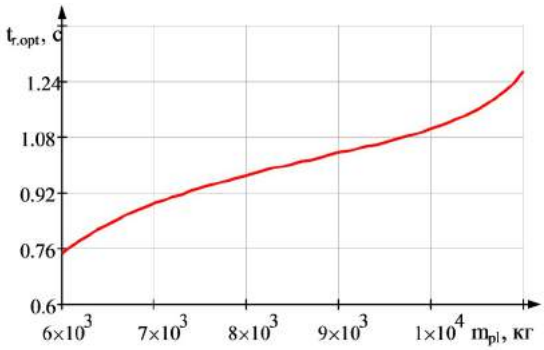
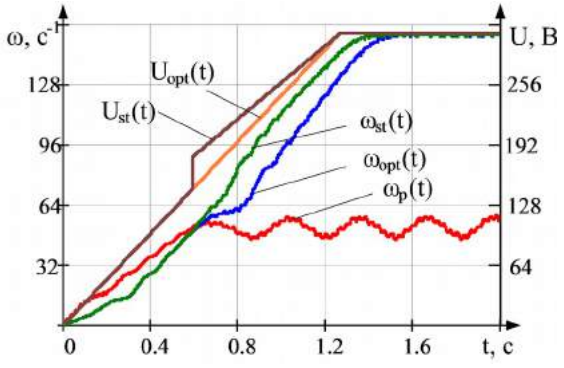


Рис. 2. Залежність оптимального часу розгортки частоти від повної приведеної маси коливних частин ВМ

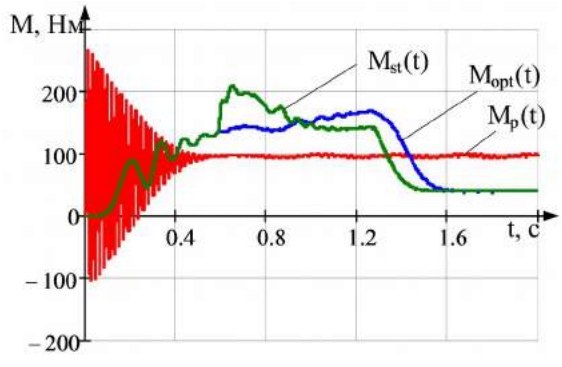
На рис. 3 приведено часові залежності швидкості та моменту АД при прямому пуску ($\omega_p(t)$, $M_p(t)$) та при частотному з оптимальним часом розгортки частоти ($\omega_{opt}(t)$, $M_{opt}(t)$).

Аналіз отриманих результатів показав, що при прямому пуску АД спостерігається «застрягання» двигуна, що унеможливлює вихід ВМ в усталений технологічний режим. Застосування частотно–регульованого ЕП дозволяє усунути «застрягання» приводних двигунів, але при проходженні резонансної зони спостерігається зменшення прискорення приводних двигунів. Це пов'язано з тим, що при резонансі значення моменту опору, який діє на АД, а саме вібраційного моменту, близьке або дорівнює значенню моменту двигуна.

Для наглядного порівняння моментів у резонансі на рис. 4 зображено динамічні характеристики АД при прямому пуску ω(M_p), оптимальній розгортці частоти ω(M_{opt}) та характеристика вібраційного моменту ω(M_v), з яких витікає, що при прямому пуску в резонансній зоні вібраційний момент перевищує момент АД на 64,64 %, а при частотному з оптимальним часом розгортки частоти – на 16,286 %. Таким чином, щоб повністю уникнути «застрягання» приводних двигунів при проходженні резонансної зони, момент АД повинен бути більшим за вібраційний.



а)



б)

Рис. 3. Часові залежності: а) напруги живлення та швидкості двигуна ВП; б) моменту двигуна ВП

Виходячи з виразу визначення електромагнітного моменту АД [6], де M_{em} прямо пропорційно залежить від напруги, збільшення M_{em} можливо досягти шляхом стрибкоподібної зміни напруги при підході до резонансної частоти.

За допомогою математичного моделювання для розглянутої ВП виконано дослідження частотного пуску АД з оптимальним часом розгортки частоти та із стрибкоподібною зміною напруги. Слід зазначити, що подачу стрибка напруги необхідно здійснювати при підході до резонансної частоти, до моменту стрімкого зростання вібромоменту. З рис. 4 видно, що максимальна величина вібраційного моменту в резонансній зоні лежить у вузькому діапазоні 50÷60 $с^{-1}$.

На рис. 3 наведено криві напруги: при оптимальному часі розгортки частоти $U_{opt}(t)$, коли U змінюється лінійно, та при стрибкоподібній її зміні – $U_{st}(t)$. Збільшення U виконувалось при ω = 50 $с^{-1}$ на 11 %. Аналіз кривих швидкості $\omega_{st}(t)$ та моменту двигуна $M_{st}(t)$, приведених на рис. 3, показав, що подача стрибком напруги в процесі пуску дозволяє збільшити момент двигуна при проходженні зони резонансу (рис. 3,б), уникнути «застрягання» АД (рис. 3,а) та зменшити час пуску. Відповідно, розглядаючи динамічну характеристику АД при стрибкоподібній зміні напруги ω(M_{st}) та вібромоменту ω(M_v), видно, що збільшення напруги в резонансній зоні дозволяє момент двигуна перевищити вібромомент.

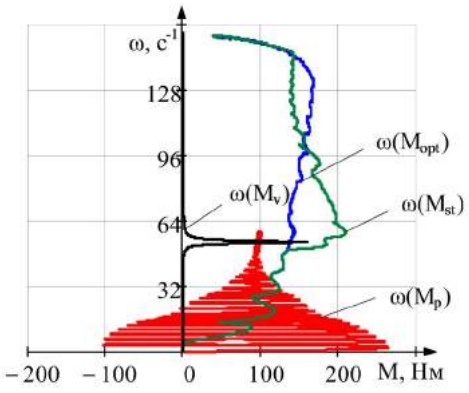


Рис. 4. Динамічні характеристики АД та статична характеристика вібраційного моменту

Висновки. Проведені дослідження пуску ВМ при заміні приводних двигунів потужністю в три рази меншою за номінальну та застосування частотно–регульованого ЕП дозволили визначити залежність оптимального часу розгортки частоти АД від повної приведеної маси коливних частин ВМ.

Приведено результати математичного моделювання розгону ВМ при застосуванні приводних АД меншої потужності для двох випадків: прямого пуску АД та регульованого з урахуванням оптимального часу розгортки частоти, які показали, що у другому випадку «застрягання» роторів приводних двигунів усувається порівняно з прямим пуском, але спостерігається зменшення їх прискорення через перевищення вібраційного моменту над моментом АД.

Для збільшення моменту двигуна запропоновано стрибкоподібну зміну напруги живлення при підході до резонансної зони, коли вібраційний момент починає стрімко зростати, що дозволяє повністю усунути «застрягання» приводних двигунів зарезонансної ВМ, зменшити навантаження на конструкційні елементи ВМ, збільшити термін служби обладнання, підвищити надійність вібраційної системи в цілому.

Список літератури: 1. Вибрации в технике : справочник в 6 т. – М. : Машиностроение, 1981. – Т. 4 : Вибрационные машины и процессы. – 509 с. **2.** *Дмитриев В. Н.* Переходные процессы зарезонансных вибрационных машин / *В. Н. Дмитриев, Е. Н. Гаврилов* // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2011. – № 4. – С. 52–55. **3.** *Tomchin D. I.* Controlled passage through resonance for flexible vibration units / *D. I. Tomchin, O. P. Tomchina, A. L. Fradkov* // Mathematical Problems in Engineering. – 2015. – Режим доступу: https://www.hindawi.com/journals/mpe/2015/839105/. – Дата звертання : 30 травня 2017. **4.** *Ярошевич Н. П.* Динамика пуска вибрационных машин с дебалансным приводом / *Н. П. Ярошевич, И. П. Забродець, А. В. Силивонюк* [*и др.*] // Вібрації в техніці та технологіях. – 2015. – № 4 (80). – С. 113–120. **5.** *Ноженко В. Ю.* Особенности пуска зарезонансных дебалансных машин с дебалансными вибровозбудителями / *В. Ю. Ноженко, Д. И. Родькин, В. В. Ченчевой* // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Тематический выпуск: Проблемы автоматизированного електропривода. Теория и практика. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2015. – Вып. 12 (1121). – С. 218–223. **6.** *Копылов И. П.* Математическое моделирование электрических машин / *И. П. Копылов*. – М. : Высшая школа, 2001. – 327 с. **7.** Асинхронные двигатели серии 4А : справочник / *А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин* [*и др.*]. – М. : Энергоиздат, 1982. – 504 с. **8.** *Сандлер А. С.* Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / *А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов*. – М. : Энергия, 1974. – 328 с. **9.** *Андреев В. П.* Основы электропривода / *В. П. Андреев, Ю. А. Сабинин*. – М.-Л. : Госэнергоиздат, 1963. – 772 с.

Bibliography (transliterated): 1. Vibratsii *v tekhnike: spravochnik.* Vol. 4. Moscow: Mashinostroyeniye, 1981. Print. **2.** Dmitriyev, V. N. and Gavrilov, Ye. N. "Perekhodnyye protsessy zarezonansnykh vibratsionnykh mashin". *Elektrotekhnicheskiye kompleksy i sistemy upravleniya*. No. 4. 2011. 52–55. Print. **3.** Tomchin, D. I., Tomchina, O. P. and Fradkov, A. L. "Controlled passage through resonance for flexible vibration units." *Mathematical Problems in Engineering*. 2015. Web. 30 May 2017 <https://www.hindawi.com/journals/mpe/2015/839105/> **4.** Yaroshevich, N. P., et al. "Dinamika puska vibratsionnykh mashin s debalansnym privodom." *Vibratsiyi v tekhnitsí ta tekhnologiyakh*. No. 4.80. 2015. 113–120. Print. **5.** Nozhenko, V. Yu., Rodkin, D. I. and Chenchevoy, V. V. "Osobennosti puska zarezonansnykh debalansnykh mashin s debalansnymi vibrovozbuditelyami." *Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta «Kharkovskiy politekhnicheskiy ínstitut». Tematicheskiy vypusk: Problemy avtomatizirovannogo yelektroprivoda. Teoriya i praktika*. No. 12.1121. 2015. 218–223. Print. **6.** Kopylov, I. P. *Matematicheskoe modelirovaniye elektricheskikh mashin*. Moskow: Vysshaya shkola, 2001. Print. **7.** Kravchik, A. E., et al. *Asinkhronnyye dvigateli seriyi 4A : spravochnik.* Moskow: Energoizdat, 1982. Print. **8.** Sandler, A. S. and Sarbatov, R. S. *Avtomaticheskoye chastotnoye upravleniye asinkhronnymi dvigatelyami*. Moskow: Energiya. 1974. Print. **9.** Andreyev, V. P. and Sabinin, Yu. A. *Osnovy elektroprivoda.* Moskow-Leningrad: Gosenergoyizdat. 1963. Print.

Надійшла 12.06.2017

УДК 621.314

В. С. БОЙКО, докт. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ»;
М. І. СОТНИК, докт. техн. наук, доц., Сумський державний університет;
О. Г. ГУСАК, канд. техн. наук, доц., Сумський державний університет.

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ У ЕЛЕКТРИЧНИХ МОДЕЛЯХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ МЕРЕЖ ВОДОПОСТАЧАННЯ

Вступ. Основним елементом будь-якої мережі водопостачання є електромеханічна система (ЕМС), яка створюється сукупністю енергетичних компонент мережі: привідним електричним двигуном, насосом та системою підводу рідини з накопичувальних резервуарів.

Привідний електричний двигун є електричною машиною, у якій електрична енергія мережі електропостачання перетворюється на механічну. Насос є енергетичною машиною, у якій механічна енергія приводу перетворюється на гідравлічну енергію рідини.

Виходячи з викладеного, електромеханічна система (рис. 1) функціонально є своєрідним багатоетапним перетворювачем, у якому електрична енергія, що поступає від мережі електропостачання через привідний електричний двигун та потенціальна енергія рідини з накопичувальних резервуарів перетворюються на енергію руху рідини у вихідному патрубку.

Наразі в мережах водопостачання в експлуатації знаходиться велика кількість електромеханічних систем (ЕМС), що містять у своєму складі насоси з двозавитковим спіральним відводом і робочі колеса, які мають сім чи вісім лопатей.

Робочі режими відцентрових насосів і електромеханічних систем, до складу яких вони входять, можна здійснювати різними способами [2-5]. Ми використовуємо розроблений нами [1], [7], [8] спосіб електричного моделювання зазначених режимів, який потребує створення електричних моделей ЕМС з відцентровими насосами.

Мета роботи. На прикладі електричної моделі електромеханічної системи, яка містить відцентровий насос з двозавитковим спіральним відводом і робочим колесом з парною кількістю лопатей, довести вплив активних опорів контуру комутації моделі на характер електромагнітних процесів.

Рис. 1 Електромеханічна система мережі водопостачання

Матеріал і результати досліджень. Дослідимо електромагнітний процес у схемі рис. 1. Вона є електричною моделлю ЕМС, яка містить насос з двозавитковим спіральним відводом і робочим колесом з вісьмома лопатями. Модель складається з двох половин, кожна з яких містить по m паралельних віток, що дорівнює кількості лопатей робочого колеса насоса.

Узагальнено система ЕРС паралельних віток моделі запишеться у вигляді гармонічної функції (синусоїди) наступним чином:

$$e_j = E_m \sin\left[\omega t + \pi\left(0.5 + \frac{1-2j}{m}\right)\right], \qquad (1)$$

де j – номер вітки електричної моделі; ω – кутова частота обертання робочого колеса насоса.

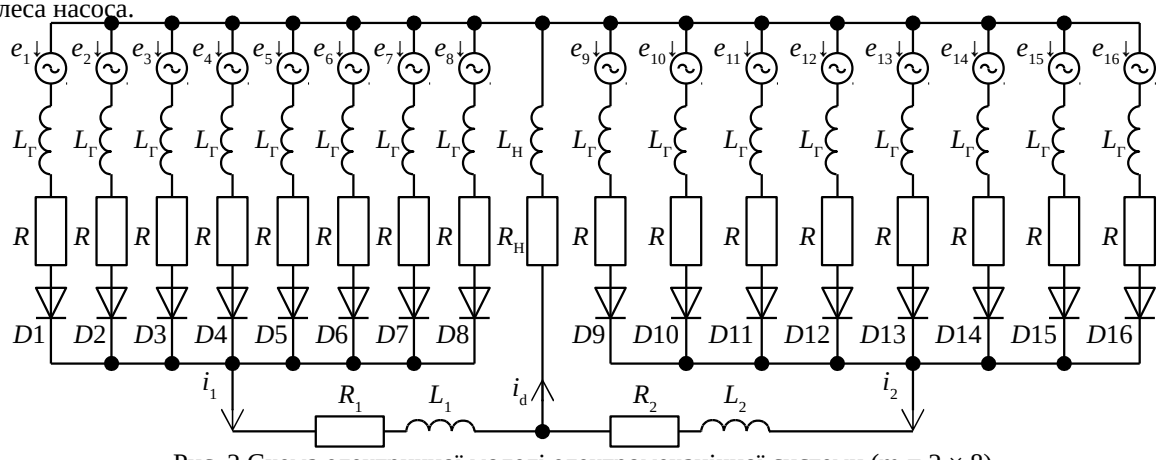


Рис. 2 Схема електричної моделі електромеханічної системи (m = 2 × 8)

Цим у моделі відображається факт обертового руху рідини у проточній частині насоса. Амплітуда (E_m) ЕРС усіх віток електричної моделі електромеханічної системи однакова. Різного роду втрати при роботі відцентрового насоса, які призводять до зниження його ККД та зменшення вихідного напору при збільшенні

© В.С. Бойко, М.І. Сотник, О.Г. Гусак, 2017

робочого потоку, інтегрально враховуються у моделі насоса наявністю активного R та індуктивного $X_г$ опору [6]. Останній зображений на схемі рис. 1 індуктивним елементом $L_г$. Однак, у представленому дослідженні розглядається питання щодо впливу активного опору контуру комутації на характер електромагнітних процесів.

Тому аналіз останніх здійснюється без врахування як індуктивностей контуру комутації, так і індуктивностей вихідних віток схеми електричної моделі.

Виходячи з викладеного, систему ЕРС джерел окремих віток схеми рис. 1, запишемо так:

$$\left.\begin{array}{l} e_1=E_m\sin(\upsilon+3\pi/8); \\ e_2=E_m\sin(\upsilon+\pi/8); \\ e_3=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_4=E_m\sin(\upsilon-3\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_5=E_m\sin(\upsilon-5\pi/8); \\ e_6=E_m\sin(\upsilon-7\pi/8); \\ e_7=E_m\sin(\upsilon+7\pi/8); \\ e_8=E_m\sin(\upsilon+5\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_9=E_m\sin(\upsilon-5\pi/8); \\ e_{10}=E_m\sin(\upsilon-7\pi/8); \\ e_{11}=E_m\sin(\upsilon+7\pi/8); \\ e_{12}=E_m\sin(\upsilon+5\pi/8); \end{array}\right| \left.\begin{array}{l} e_{13}=E_m\sin(\upsilon+3\pi/8); \\ e_{14}=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_{15}=E_m\sin(\upsilon-\pi/8); \\ e_{16}=E_m\sin(\upsilon-3\pi/8). \end{array}\right\} \quad (2)$$

Початкова фаза у цих рівняннях відраховується від вертикальної вісі. На рис. 3 наведена векторна діаграма цих ЕРС.

Дослідження проведено за схемою рис. 4, у якій знехтуємо індуктивностями вихідних віток половин електричної моделі. Для аналізу скористаємось методом вузлових напруг. Також врахуємо, що за наявності опорів контуру комутації R, комутація струму вентилями не буде миттєвою і момент її початку невідомий. Тож електромагнітний процес на інтервалі протяжністю π/4 поділятиметься на два етапи різної протяжності.

Система рівнянь для першого етапу електромагнітного процесу, який характеризується спільною роботою діодів $D1$–$D8$ і $D13$–$D12$:

$$\left.\begin{array}{r} \dot{U}_{10}G_{11}-\dot{U}_{20}G_{12}-\dot{U}_{30}G_{13}=\dot{I}_{11}; \\ -\dot{U}_{10}G_{21}+\dot{U}_{20}G_{22}-\dot{U}_{30}G_{23}=\dot{I}_{22}; \\ -\dot{U}_{10}G_{31}-\dot{U}_{20}G_{32}+\dot{U}_{30}G_{33}=\dot{I}_{33}, \end{array}\right\} \quad (3)$$

де: $G_{11} = 2 / R + 1 / R_1$; $G_{22} = 2 / R + 1 / R_2$; $G_{33} = 1 / R_1 + 1 / R_2 + 1 / R_H$;
$G_{12} = G_{21} = 0$; $G_{23} = G_{32} = 1 / R_2$; $G_{13} = G_{31} = 1 / R_1$;
$\dot{I}_{11} = (\dot{E}_1 + \dot{E}_8) / \mathrm{R}$; $\dot{I}_{22} = (\dot{E}_{12} + \dot{E}_{13}) / \mathrm{R}$; $\dot{I}_{33} = 0$.

Звернімо також увагу, що згідно з (2) $\dot{E}_1 = \dot{E}_{13}$, а $\dot{E}_8 = \dot{E}_{12}$.

Головний визначник

$$\Delta=\begin{vmatrix} G_{11} & -G_{12} & -G_{13} \\ -G_{21} & G_{22} & -G_{23} \\ -G_{31} & -G_{32} & G_{33} \end{vmatrix}=G_{11}G_{22}G_{33}-G_{13}G_{31}G_{22}-G_{23}G_{32}G_{11} . \quad (4)$$

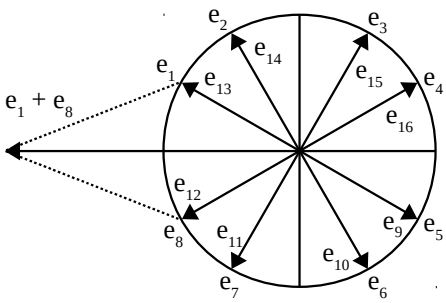


Рис. 3 Векторна діаграма ЕРС віток електричної моделі ЕМС (m = 2×8)

При отриманні виразу головного визначника системи рівнянь (3) враховано, що $G_{12} = G_{21} = 0$.

Визначимо вузлову напругу першого вузла $\dot{U}_{10(1)}$ на першому етапі електромагнітного процесу. Алгебричне доповнення

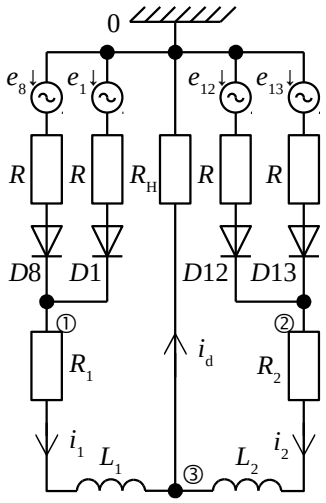


Рис. 4 Схема спільної роботи діодів $D1$–$D8$ і $D13$–$D12$

$$\Delta_1=\begin{vmatrix} \dot{I}_{11} & -G_{12} & -G_{13} \\ \dot{I}_{22} & G_{22} & -G_{23} \\ \dot{I}_{33} & -G_{32} & G_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{11}G_{22}G_{33}+G_{13}G_{32}\dot{I}_{22}-G_{23}G_{32}\dot{I}_{11} .$$

Вузлову напругу першого вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{10(1)} = \Delta_1 / \Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{10(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_1]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R} .$$

Визначимо вузлову напругу $\dot{U}_{20(1)}$. Алгебричне доповнення

$$\Delta_2=\begin{vmatrix} G_{11} & \dot{I}_{11} & -G_{13} \\ -G_{21} & \dot{I}_{22} & -G_{23} \\ -G_{31} & \dot{I}_{33} & G_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{22}G_{11}G_{33}-G_{13}G_{31}\dot{I}_{22}-G_{23}G_{31}\dot{I}_{11} .$$

Вузлову напругу другого вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{20(1)} = \Delta_2 / \Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{20(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_2]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R} .$$

Визначимо вузлову напругу $\dot{U}_{30(1)}$. Алгебричне доповнення

$$\Delta_3=\begin{vmatrix} G_{11} & -G_{12} & \dot{I}_{11} \\ -G_{21} & G_{22} & \dot{I}_{22} \\ -G_{31} & -G_{32} & \dot{I}_{33} \end{vmatrix}=\dot{I}_{11}G_{22}G_{31}+G_{11}G_{32}\dot{I}_{22} .$$

Вузлову напругу третього вузла на першому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розрахуємо як $\dot{U}_{30(1)}=\Delta_3/\Delta$. Підставивши в останнє вирази власних і спільних провідностей та вузлових струмів за (3), та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо:

$$u_{30(1)}=\frac{(\dot{E}_1+\dot{E}_8)[2(R_1+R_2+R)R_H]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,.$$

Як випливає з позначення вузлів схеми рис. 4, розрахована вище вузлова напруга $\dot{U}_{30(1)}$ є випрямленою напругою електричної моделі відцентрового насосного агрегату у складі електромеханічної системи на першому етапі електромагнітного процесу. Якщо врахувати також, що геометрична сума векторів ЕРС першої і восьмої фаз схеми електричної моделі, дорівнюють $j2E_m\cos(\pi/8)$ (див. векторну діаграму рис. 3) і є суто реактивним числом, миттєве значення випрямленої напруги на першому етапі електромагнітного процесу має розраховуватись за наступним співвідношенням:

$$u_{30(1)}=\frac{2E_m\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)R_H]\sin(\upsilon+\pi/2)}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,. \qquad (5)$$

Відповідно вираз миттєвого значення випрямленого струму, отриманий за законом Ома, буде таким:

$$i_{30(1)}=\frac{2E_m\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)]\sin(\upsilon+\pi/2)}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\,. \qquad (6)$$

Поки що немає можливості побудувати графіки зміни миттєвого значення випрямленої напруги і випрямленого струму на першому етапі електромагнітного процесу, оскільки невідомий момент вступу в роботу діодів електричної моделі, як і невідома протяжність спільної роботи діодів. Вочевидь, для окремих половин схеми вона буде різною, що обумовлюється несиметрією схеми.

Для розрахунку цих показників електромагнітного процесу на його першому етапі, необхідно дослідити закономірність зміни струмів діодів в інтервалі їх спільної роботи. Для цього можна скористатись законом Ома і вирази струмів діодів, які знаходяться в роботі, у комплексній формі у загальному вигляді подати наступним чином:

$$\dot{I}_{1(1)}=\frac{\dot{E}_1-\dot{U}_{10(1)}}{R};\ \dot{I}_{8(1)}=\frac{\dot{E}_8-\dot{U}_{10(1)}}{R};\ \dot{I}_{12(1)}=\frac{\dot{E}_{12}-\dot{U}_{20(1)}}{R};\ \dot{I}_{13(1)}=\frac{\dot{E}_{13}-\dot{U}_{20(1)}}{R}\,. \qquad (7)$$

Момент вступу діодів у роботу визначається різницею комплексного значення ЕРС фази і вузлової напруги. Так, для діода *D*1, який вступає в роботу, це різниця між ЕРС першої фази і вузловою напругою першого вузла. Для діода *D*13 який також вступає в роботу, це різниця між ЕРС тринадцятої фази і вузловою напругою другого вузла. До речі, ЕРС першої і тринадцятої фаз - однакові і мають початкову фазу, яка дорівнює 3π/8. Відповідно вони мають дійсну частину $Re[\dot{E}_1] = E_m\cos(5\pi/8)$ і уявну частину $Im[\dot{E}_1] = E_m\sin(5\pi/8)$. Виходячи з величини початкової фази, дійсна і уявна частини комплексного значення ЕРС першої фази - додатні.

Як зазначалося раніше, вузлові напруги є суто уявними величинами. Тож дійсна частина комплексного значення струму діода D1 на першому етапі електромагнітного процесу дорівнює

$$Re[\dot{I}_{1(1)}]=E_m\cos(3\pi/8)=A_{1(1)}\,.$$

Уявна частина комплексного значення струму діода *D*1 дорівнює

$$Im[\dot{I}_{1(1)}]=E_m\left\{2\cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)-\frac{2\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_1]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\right\}/R=B_{1(1)}\,.$$

Виходячи з викладеного, амплітуда миттєвого значення струму діода *D*1 при вступі його в роботу розраховується як

$$I_{m1(1)}=\sqrt{A^2_{1(1)}+B^2_{1(1)}}\,, \qquad (8)$$

а початкова фаза

$$\psi_{1(1)}=arctg(B_{1(1)}/A_{1(1)})\,. \qquad (9)$$

Розмірковуючи подібним чином, запишемо вирази дійсної і уявної частини струму діода *D*13, який також вступає в роботу:

$$Re[\dot{I}_{13(1)}]=E_m\cos(3\pi/8)/R=A_{13(1)}\,;$$

$$Im[\dot{I}_{13(1)}]=E_m\left\{2\cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)-\frac{2\cos(\pi/8)[2(R_1+R_2+R)+(2R_1+R)R_2]}{4[(R_1+R_2+R)R_H+R_1R_2]+[2(R_1+R_2)+R]R}\right\}/R=B_{13(1)}\,.$$

Амплітуда миттєвого значення струму діода *D*1 при вступі його в роботу розраховується як

$$I_{m13(1)}=\sqrt{A^2_{13(1)}+B^2_{13(1)}}\,, \qquad (10)$$

а початкова фаза

$$\psi_{13(1)}=arctg(B_{13(1)}/A_{13(1)})\,. \qquad (11)$$

У той же період діоди *D*8 і *D*12 виходять з роботи. ЕРС фаз, в яких працюють зазначені діоди, мають початкову фазу, яка дорівнює 5π/8. Відповідно вони мають дійсну частину $Re[\dot{E}_1] = E_m\cos(5\pi/8)$ і уявну частину $Im[\dot{E}_1] = E_m\sin(5\pi/8)$. Виходячи з величини початкової фази, дійсна частина цих ЕРС - від'ємна, але за абсолютним значенням така ж, як і у фазах з діодами, що вступають в роботу. Уявна частина - додатна і за величиною така ж, як і у фазах діодів, що вступають в роботу.

Протяжність першого етапу електромагнітного процесу стосовно кривої випрямленої напруги електричної моделі може бути визначеною, лише після дослідження особливостей електромагнітного процесу на другому етапі.

На другому етапі електромагнітного процесу у кожній половині схеми електричної моделі працюватимуть по одному діоду: у лівій половині діод $D1$, а у правій – $D13$. Якщо скористатись схемою рис. 4, нескладно уявити, що розрахункова схема матиме всього два вузла, і якщо нижній вузол позначити як третій, то згідно методу вузлової напруги, випрямлена напруга електричної моделі на другому етапі електромагнітного процесу у комплексній формі розраховуватиметься так:

$$\dot{U}_{30(2)}=\frac{\dot{E}_1/(R_1+R)+\dot{E}_{13}/(R_2+R)}{1/(R_1+R)+1/R_H+1/(R_2+R)}\ . \tag{12}$$

Врахувавши, що $\dot{E}_1=\dot{E}_{13}$, та здійснивши низку алгебричних перетворень, остаточно отримаємо вираз випрямленої напруги електричної моделі на другому етапі електромагнітного процесу:

$$\dot{U}_{d(2)}=\frac{\dot{E}_1}{1+[(R_1+R)(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ . \tag{13}$$

Відповідно випрямлений струм на другому етапі електромагнітного процесу розраховуватиметься за співвідношенням

$$\dot{I}_{d(2)}=\frac{\dot{E}_1}{\{1+[(R_1+R)(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]\}R_H}\ . \tag{14}$$

Струми працюючих діодів, які одночасно є і струмами окремих половин електричної моделі розрахуємо за законом Ома:

$$\dot{I}_{1(2)}=\frac{\dot{E}_1-\dot{U}_{d(2)}}{R_1+R}\ ;\ \dot{I}_{13(2)}=\frac{\dot{E}_{13}-\dot{U}_{d(2)}}{R_2+R}\ .$$

Якщо в останні підставити вираз випрямленої напруги за (13) і здійснити необхідні алгебричні перетворення, остаточно для струмів отримаємо:

$$\dot{I}_{1(2)}=\frac{\dot{E}_1[(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}{1+[(R_1+R)/(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ ; \tag{15}$$

$$\dot{I}_{13(2)}=\frac{\dot{E}_1[(R_1+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}{1+[(R_1+R)/(R_2+R)]/[R_H(R_1+R_2+2R)]}\ . \tag{16}$$

Для кількісної оцінки показників електромагнітного процесу, особливості якого пов'язані з урахуванням активних опорів контуру комутації, проведено аналітичний розрахунок тестового режиму: E_m = 97 В, R = 10 Ом, R_1 = 6 Ом, R_2 = 10 Ом, f = 730 / 60 = 12,16 Гц.

За результатами розрахунку, отримано вирази струмів:

а) для першого етапу електромагнітного процесу

$$\begin{aligned}
&i_{d(1)}=1{,}712\sin(\upsilon+\pi/2),\text{A};\\
&i_{1(1)}=3{,}745\sin(\upsilon+7{,}58^\circ),\text{A};\\
&i_{8(1)}=3{,}745\sin(\upsilon+177{,}42^\circ),\text{A};\\
&i_{13(1)}=3{,}731\sin(\upsilon+5{,}57^\circ),\text{A};\\
&i_{12(1)}=3{,}731\sin(\upsilon+174{,}43^\circ),\text{A}.
\end{aligned} \tag{17}$$

б) для другого етапу електромагнітного процесу

$$\begin{aligned}
&i_{d(2)}=1{,}767\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A};\\
&i_{1(2)}=0{,}982\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A};\\
&i_{13(2)}=0{,}785\sin(\upsilon+3\pi/8),\text{A}.
\end{aligned} \tag{18}$$

З розрахунку випливає, що спільна робота діодів лівої частини схеми електричної моделі має протяжність 15,16º, а протяжність спільної роботи діодів правої половини електричної моделі складає 11,14º.

Висновки. Результати досліджень, наведені у публікації, доводять:

1) амплітуди миттєвих значень струмів діодів $D1$ і $D8$, а також і інших вентилів лівої половини схеми електричної моделі - однакові;

2) амплітуди миттєвих значень струмів діодів $D13$ і $D12$, а також і інших вентилів правої половини схеми електричної моделі - однакові;

3) початкова фаза струму діода $D1$ $\psi_{1(1)}$ розраховується за співвідношенням (9), а початкова фаза струму діода $D8$ $\psi_{8(1)}=\pi-\psi_{1(1)}$;

4) початкова фаза струму діода $D13$ $\psi_{13(1)}$ розраховується за співвідношенням (11), а початкова фаза струму діода $D12$ $\psi_{12(1)}=\pi-\psi_{13(1)}$;

5) подвоєне значення кута $\psi_{1(1)}$ є інтервалом спільної роботи діодів $D1$ і $D8$, а також і інших вентилів лівої половини схеми електричної моделі;

6) подвоєне значення кута $\psi_{13(1)}$ є інтервалом спільної роботи діодів $D13$ і $D12$, а також і інших вентилів правої половини схеми електричної моделі;

7) в інтервалі спільної роботи діодів окремих половин електричної моделі закономірність зміни їх струмів близька до прямої;

8) протяжність етапів електромагнітного процесу електричної моделі визначається за результатами повних досліджень процесів на усіх етапах.

Список літератури: **1**. *Бойко В.С.*, Моделювання особливих режимів роботи електромеханічних систем мереж водопостачання / *В.С. Бойко, М.І. Сотник, В.В. Москаленко* // Електротехніка і електромеханіка. - 2016/4(1). - Спеціальний випуск. - Том 1. - с.4-10. **2**. *Костишин В.С*. Моделювання режимів ідеалізованого відцентрового насоса на основі електрогідравлічної аналогії / *В.С. Костишин*. // Розвідка і розробка нафтових і газових родовищ. Сер. Нафтогазопромислове обладнання. Вип. 34, Івано-Франківськ, 1997, - С. 65 - 75. **3**. *Гликман Б.Ф*. Нестационарные течения в пневмогидравлических цепях / *Б.Ф. Гликман*. - М.: Машиностроение, 1979. – 256с. **4**. *Гликман Б.Ф*. Математические модели пневмогидравлических систем / *Б.Ф. Гликман.* - М.: Наука, 1987. - 366 с. **5**. Регулирование частоты вращения насосного оборудования. Руководство для успешного применения. - М.: Изд-во ООО «СофтКом», 2011. - 200 с. Перевод с английского и публикация русской версии выполнены Российской ассоциацией производителей насосов (РАПН) с ограниченного разрешения Гидравлического института и Европамп. **6**. *Бойко В.С*., Адекватність електричного моделювання робочих процесів у відцентровому насосі / *В.С. Бойко, М.І. Сотник* - // Техн. електродинаміка.- 2013. - №5 – с. 90-96. **7**. Електрична модель відцентрового насоса з двозавитковим спіральним відводом: Патент UA № 80301, МПК G06G 7/57./*Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І*. - u 2012 12710. Заявл. 07.11.2012. Опубл. 27.05.2013, Бюл. № 10. **8**. Спосіб створення електричної моделі відцентрового насоса: Патент UA № 67781, МПК G06G 7/00./*Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І.* - u 2011 08267. Заявл. 01.07.2011. Опубл. 12.03.2012, Бюл. № 5.

Bibliography (transliterated): **1**. Boiko V.S., N.I. Sotnyk and V.V. Moskalenko. “Modeluvannja osoblivych regimiv roboti elektromechanichnich system mereg vodopostachtannja*”. Electronics and electrical engineering. Special Issue. - Volume 1*. No 4 (1). 2016. 4-10. Print. **2**. Kostyshyn V.S., “Modeluvannja regimiv idealisovanogo vidcentrovogo nasosa na osnovi electrogidravlichnoj analogii*”. Rozvidka I rozrobka naftovih I gazovih rodovish. Ser. Naftopromislove obladnannja.* 34 (1997), Ivano-Frankivsk. 65 - 75. Print. **3**. Hlykman B.F. *Nestacionarnie techenia v pnevmohydravlitcheskih cepjah*. Moscow: Mashinostroenie, 1979. Print. **4**. Hlykman B.F. *Matematicheskie modeli pneumohydravlicheskih system.* Moscow: Nauka, 1987. Print. **5**. Regulirovanie chastoti vraschenia nasosnogo oborudovania. Rukovodstvo dlia uspeshnogo primenenia. Moscow: company "SoftKom", 2011. Print. The Translation from English and the publication of the Russian version was carried out by the Russian Association of Pump Manufacturers (RAPN) with a limited permit from the Hydraulic Institute and Europe. **6**. Boiko, V.S., N.I. Sotnyk “Adequatnist electrichnogo modeluvannja robochih procesiv u vidcentrovomu nasosi”. *Technitcheskaja electrodinamica* No. 5. 2013. 90-96. Print. **7**. Electrichna model vidcentrovogo nasosa z dvozavitcovim spiralnin vidvodom. Patent UA № 80301, IPC G06G 7/57 / Boiko V.S., Boiko V.V. Sotnyk N.I. - u 2012 12710. appl. 07.11.2012. Publish. 05.27.2013, Bull. Number 10. **8**. Sposib stvorennia electrichnoi modeli vidcentrovogo nasosa. Patent UA № 67781, IPC G06G 7/00 / Boiko V.S., Boiko V.V. Sotnyk N.I. - u 2011 08267. appl. 01.07.2011. Publish. 12.03.2012, Bull. Number 5.

Надійшла 10.05.2017

УДК 62-83:621.313.3

І. В. ВОЛКОВ, докт. техн. наук, чл.-кор. НАНУ, зав. від. Інститут електродинаміки НАН України, Київ;
В. О. ВОЙТЕХ, канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України, Київ.

ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ ДЛЯ КЕРУВАННЯ ТРИФАЗНИМИ ЗАГАЛЬНОПРОМИСЛОВИМИ ТА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИМИ АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОДВИГУНАМИ З ВИКОРИСТАННЯМ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ СЕРІЇ DSPIC33 MC ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ СИЛОВИХ МОДУЛІВ

Основним споживачем електроенергії в промисловості та побуті (приблизно 60%), як відомо, є асинхронні двигуни. Використання їх в складі регульованого електроприводу з керуванням від напівпровідникових інверторів дозволяє значно (до 40%) зменшити споживання електроенергії, що в рамках енергосистеми країни еквівалентно декільком енергоблокам атомних електростанцій [1]. Силові схеми, алгоритми управління і переваги перетворювачів частоти для керування асинхронними двигунами відомі [2]. Основною проблемою, що перешкоджає масовому застосуванню подібних систем, є їх відносно висока вартість. Так, вартість інвертора для асинхронного двигуна 1,5 кВт становить приблизно $ 200, в той час як асинхронного двигуна – $ 50, що не дозволяє підвищить частку регульованого електроприводу в Україні вище 10%. Тому зниження вартості інверторів для управління асинхронними двигунами, при збереженні їх робочих характеристик є актуальним завданням.

Крім того, широкого розповсюдження у розвинених країнах набувають енергоефективні (із мідним литтям клітки ротора) асинхронні двигуні із збільшеним к.к.д. на 6÷7% при потужностях до 2,2 кВт, які вимагають спеціальних перетворювачів для керування [3]. Широке поширення відновлювальних джерел енергії із нестабільними вихідними параметрами також накладає специфічні вимоги до перетворювачів що до можливості роботи у широкому діапазоні вхідних напруг постійного струму. Створення спеціалізованого перетворювача частоти масового застосування для найбільш поширених механізмів (холодильники, пральні машини, кондиціонери, насоси, дозатори, млини, змішувачі і т.п.) при одночасному значному зниженні вартості, із збереженням робочих характеристик дозволить підвищити частку регульованого електроприводу і заощадити значні енергетичні ресурси.

У структурі вартості напівпровідникового інвертора для асинхронних двигунів потужністю від 1 до 3 кВт (частка таких двигунів в загальному обсязі вироблених асинхронних машин становить 80%) основні витрати припадають на систему управління з цифровим сигнальним процесором (DSP) і силовим модулем на IGBT, які разом складають більше половини вартості пристрою. Одним із шляхів оптимізації витрат при розробці і виробництві перетворювачів частоти є застосування нових рішень в області силової і керуючої мікропроцесорної техніки. Зараз у світі приділяється багато уваги створенню спеціалізованих напівпровідникових елементів для інверторів. Розглянемо застосування в якості керуючого спеціалізованого мікроконтролера компанії Microchip (США) dsPIC33MC вартістю до 2 $, розробленого у 2014 році для управління перетворювачами частоти з широтно–імпульсною модуляцією [4]. Технічні характеристики мікроконтролера наведені в таблиці 1, а структурна схема на рис. 1.

Таблиця 1.

Мікроконтролер	Число виводів	ПЗУ (кБт)	ОЗУ (кБт)	UART	ШІМ	АЦП	Входи-виходи	Багатофункціональні виводи	16-бітний таймер	Компаратори
Dspic33FJ16mc102	28	16	1	1	6 канальна	6	21	16	3	3

© І.В. Волков, В.О. Войтех, 2017

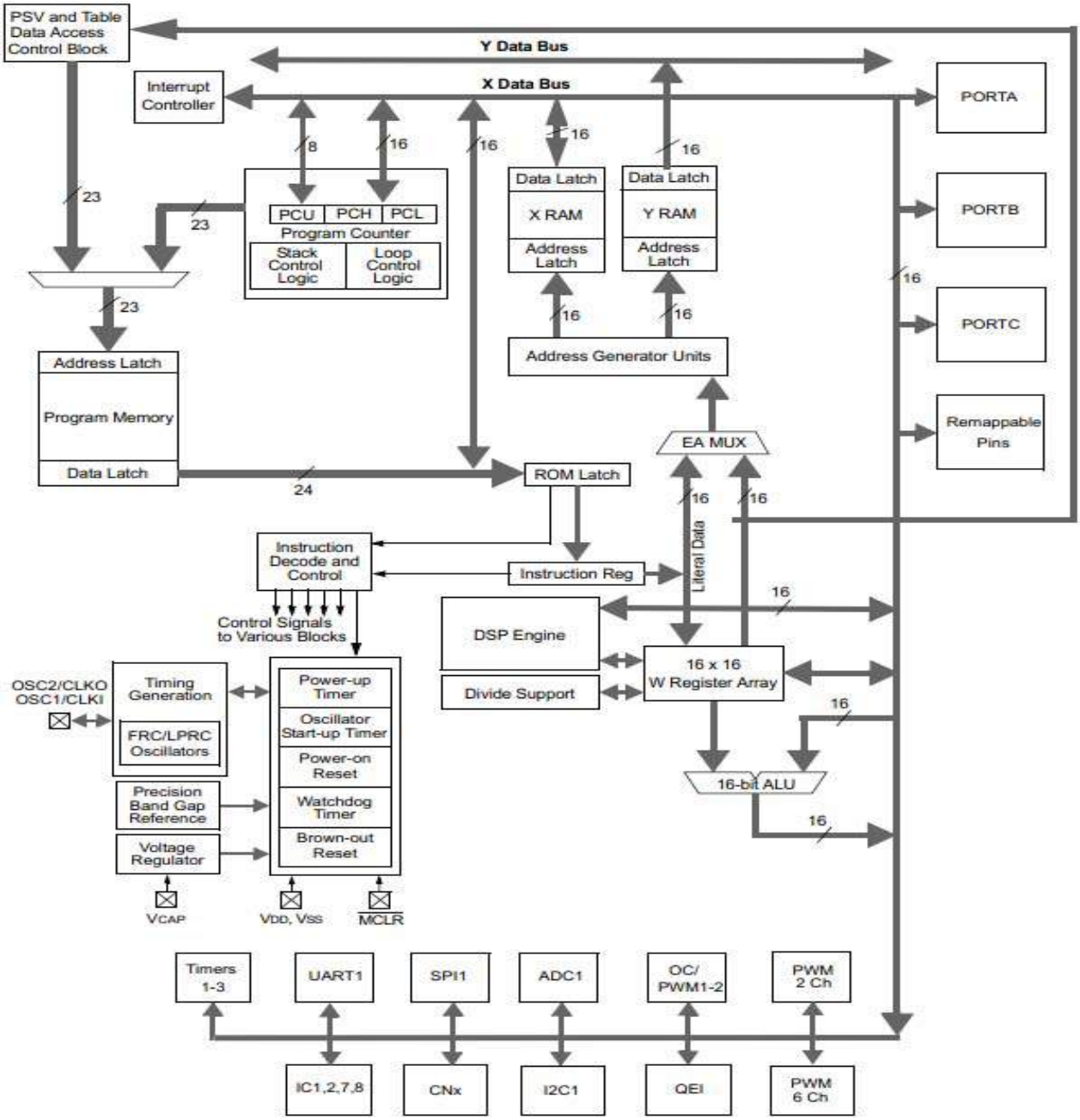


Рис. 1

Переваги такої структури:

1. Можливість створення однопроцесорної системи управління вартістю до 5 $, в якій об'єднані всі необхідні функції (управління, моніторинг, захист та індикація), тобто вся система керування перетворювача частоти складається з однієї мікросхеми, що зменшує розмір друкованої плати, та полегшує її розробку та виробництво.

2. Висока надійність, стійкість до електромагнітних завад і мале енергоспоживання (менш ніж 0,5 Вт)

3. Простота створення програмного забезпечення, налагодження та програмування з використанням оболонки MPLABIDE.

4. Можливість реалізації різних алгоритмів керування (скалярне та векторне), наявність багатьох розроблених підпрограм та прикладів працюючих алгоритмів, що нагадує розробку програмного забезпечення у SIMULINK MATLAB.

Другим важливим елементом інвертору є силовий модуль. Розглянемо застосування інтелектуального модуля STGIPS20K60 (вартістю до 11 $) компанії STMicroelectronics (Швейцарія), параметри якого наведені в таблиці 2, а структурна схема на рис. 2. Цей модуль було розроблено у 2015 році, як силовий для створення простих, надійних та невеликих за розмірами інверторів. Разом із мікроконтролером силовий модуль дозволив розробити простий, надійний та дешевий інвертор для керування асинхронними двигунами потужністю до 2,2 кВт.

Таблиця 2.

Силовий модуль	Номінальний струм, А	Максимальний струм, А	Номінальна напруга, В	Максимальна напруга, В	Максимальні втрати, Вт
STGIPS20K60	18	40	450	600	52

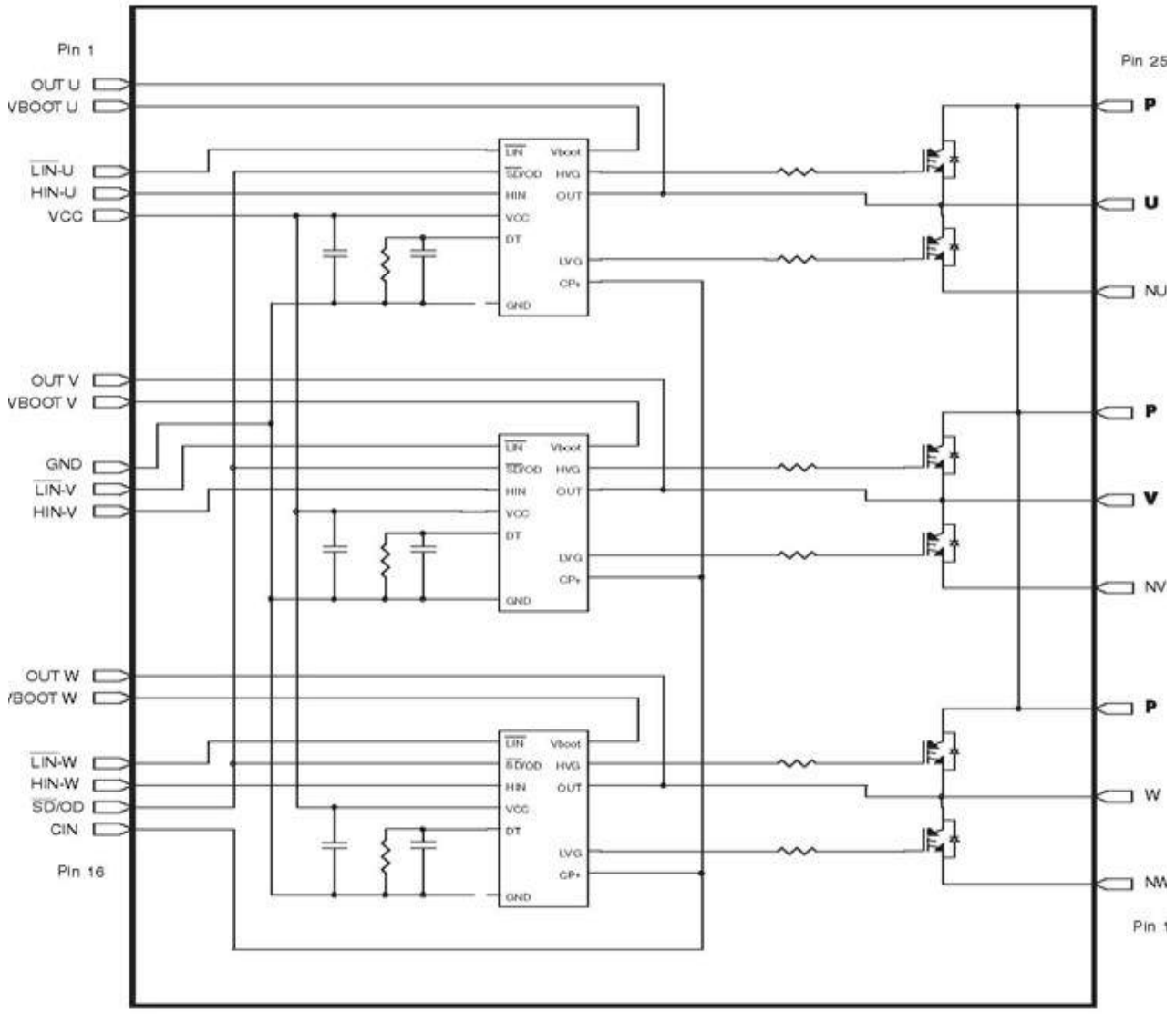


Рис. 2

Фотографія дослідного зразка наведена на рис. 3. У цьому випадку вдалося синтезувати прилад із собівартістю при серійному виробництві до 40 $, що практично збігається з собівартістю аналогічного за потужністю асинхронного двигуна з алюмінієвим литтям клітки ротора і в три рази менше вартості енергоефективного асинхронного двигуна з мідним литтям клітки ротора [5]. Виготовлені зразки пройшли випробування у лабораторних та промислових умовах, демонструвалися на Українських та міжнародних виставках та показали надійність у експлуатації та технологічність у серійному виробництві. Серійне виробництво і застосування подібних перетворювачів спільно з асинхронними двигунами дозволять значно збільшити частку регульованих асинхронних двигунів на ринку, забезпечити економію енергоресурсів і підвищити надійність та конкурентоспроможність пристроїв, до складу яких вони входять, без значного підвищення ціни. Додаткові фінансові витрати тільки за рахунок економії електроенергії за існуючими тарифами окупаються менше ніж за півроку, що дає додаткові аргументи для впровадження розроблених пристроїв.

Рис.3

Список літератури: 1. Войтех В.О. Частотное регулирование скорости вращения асинхронных двигателей компрессоров бытовых холодильников. Праці Інституту електродинаміки НАН України – Зб. наук. праць – Київ, 2006 - №2(14) – С. 92–93. **2.** Leonhard, W., 1985. «Control of Electric Drives», Springer Verlag, New York. **3.** Волков И.В., Войтех В.А. Энергоэффективные асинхронные двигатели со специальными роторами для работы с преобразователями. Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць – Київ, 2010 – №25. С. 58–60. **4.** Data Sheet of dsPIC33F family digital signal controller from Microchip Technology Inc., 2015. **5.** Плугатар О.П., Войтех В.О. Економічні аспекти створення нових енергоефективних асинхронних електродвигунів для роботи з перетворювачами частоти. – Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць – Київ, 2010 – №27 – С. 68–70.

Bibliography (transliterated): 1. Voyteh V.O. Chastotnoe regulirovanie skorosti vrascheniya asinhronnyih dvigateley kompressorov byitovyih holodilnikov. Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny – Zb. nauk. prats – Kiyiv, 2006 - №2(14) – S. 92–93. **2.** Leonhard, W., 1985. «Control of Electric Drives», Springer Verlag, New York. **3.** Volkov I.V., Voyteh V.A. Energoeffektivnyie asinhronnyie dvigateli so spetsialnyimi rotorami dlya rabotyi s preobrazovatelyami. Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny: Zb. nauk. prats – Kiyiv 2010 – № 25. S. 58–60. **4.** Data Sheet of dsPIC33F family digital signal controller from Microchip Technology Inc., 2015. **5.** Plugatar O.P., Voyteh V.O. Ekonomichni aspekti stvorennya novyh energoefektyvnyh asinhronnyh elektrodviguniv dlya roboti z peretvoryuvachami chastoti. – Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayiny: Zb. nauk. prats – Kiyiv, 2010 – № 27 – S. 68–70.

Надійшла 15.06.2017

УДК 621.311.61

І. О. СІНЧУК, канд. техн. наук, доц., Криворізький національний університет;
Д. О. КАЛЬМУС, ст. викл., Криворізький національний університет.

МОДЕЛЮВАННЯ, ЯК ПЕРШИЙ КРОК В ТАКТИЦІ РОЗБУДОВИ ЕФЕКТИВНОЇ СИСТЕМИ ГАЛЬМУВАННЯ ДВОХОСЬОВИХ ЕЛЕКТРОВОЗІВ

Вступ. В останнє десятиріччя в ряді наукових учбових закладів та промислових підприємств України відновлювались наукові дослідження по створенню енергоефективних тягових електроприводів (ТЕП) для двохосьових видів електровозів [1-5].

Актуальність досліджень. Важливим показником ефективності функціонування ТЕП, як ніяких інших їх типів електроприводів, являє собою режим гальмування. На жаль, до часу що аналізується, у відомих наукових розробках проблема ефективного електричного гальмування ТЕП до кінця не вирішена. Це ставить в цілому під сумнів впровадження нових ефективних електроприводів в практику створення сучасних видів двохосьових електровозів. Пов'язано це з рядом технологічних особливостей функціонування ТЕП двосьових видів електропотягів, оскільки в цьому випадку структура електроприводу являє собою синтез двох локальних модулів, функціонуючих в кордонах єдиного електромеханічного комплексу – електровозу. При цьому кожна локальна складова частина ТЕП жорстко адресно з'єднана зі своєю колісною парою електровозу, що, в свою чергу, провокує виникнення різних рівнів навантажень на ці модулі по ряду можливих коливань коефіцієнту зчеплення тої чи іншої пари коліс (чи колеса) з рейками (рейкою). Зрозуміло, що в таких умовах для переформатизації структури ТЕП в гальмівні режими вони не можуть виглядати як очікувані по рівню ефективності. Тому задача пошуку та розробки ефективного способу електричного гальмування в структурі ТЕП двохосьових видів електровозів виступає актуальною. Аналіз відомих наукових пошуків варіантів вирішення цієї задачі [4], що проводилися раніше, дозволили автору, базуючись на їх як позитивних так і негативних результатах вийти на наступний етап пошуку, який пропонується далі.

Постановка задачі. Як відомо [4], на вибір принципів побудови системи електричного гальмування накладає свої відбитки характер керування ТЕП і ступінь можливості автоматизації цього процесу. Існуючи системи гальмування двохосьових електровозів побудовані, як правило, на основі рекуперативно-реостатного й різного роду механічних видів гальмування, у результаті чого не повною мірою реалізуються можливості саме електричного гальмування ТЕП. Перехід з одного робочого режиму до іншого таких систем може здійснюватися ручним або напівавтоматичним керуванням. Але підтримка заданого режиму гальмування тягових електродвигунів за допомогою ручного керування неминуче веде до істотного збільшення числа комутуючої апаратури. Останнє в умовах обмеженості габаритних показників даних типів електровозів не вважається доцільним [5].

Між тим, застосування імпульсного керування рівнем напруги живлення ТЕД дозволяє змінити ступінь використання електричного виду гальмування, компенсуючи недоліки одних за рахунок переваг інших. При цьому необхідно враховувати особливості роботи системи широтно-імпульсного регулювання при керуванні відповідними режимами в конкретних умовах процесу гальмування двохосьових електровозів. Так при гальмуванні треба враховувати, що коефіцієнт зчеплення коліс електровозу з рейками може змінюватись в залежності від умов експлуатації. Внаслідок чого можливо зменшення гальмового зусилля, що визначає зниження ефективності гальмування, а отже збільшення гальмового шляху. Виключення цього можливе за рахунок розробки алгоритму роботи системи керування електричним гальмуванням, що враховує зміну коефіцієнту зчеплення для різних умов шляхів відкочення. Для чого є доцільним доповнити існуючу систему керування гальмуванням двохосьових електровозів математичними виразами, які враховують зміну коефіцієнта зчеплення коліс електровозу з рейками.

Ціль роботи – розробка математичної моделі достатньої для оцінки ефективності й доцільності застосування відповідної структури в конкретних умовах гальмування згідно алгоритму функціонування системи електричного гальмування ТЕД, що ефективно функціонує до нульової швидкості двохосьових електровозів з максимальним використанням гальмових властивостей тягового двомодульного комплексу.

Матеріали досліджень. У запропонованому матеріалі досліджень в напрямку досягнення кінцевого результату – розробки системи електричного гальмування двохосьових електровозів, в основу покладений принцип перемикання ТЕД у найбільш ефективний режим функціонування, залежно від конкретних умов гальмування, коли в результаті, у певні моменти часу відбуваються зміни в силовому колі ТЕП, по якому здійснюється регулювання струму гальмування, тобто змінюються параметри навантаження. У цьому випадку закон керування ТЕП і задані параметри імпульсного перетворювача напруги ТЕД виявляють безпосередній вплив на характер зміни вихідної величини (у цьому випадку середнє значення струму гальмування, його пульсації).

Ефективна робота системи керування (СК) можлива при визначенні критеріїв керування. На підставі аналізу режимів експлуатації двохосьових електровозів встановлено, що для зменшення проковзування коліс одним з ефективних способів є зниження навантаження на ТЕД [4]. При цьому повинна виконуватись умова:

© І.О. Сінчук, Д.О. Кальмус, 2017

$$V_{\text{п}} \approx V_{\text{к}} \tag{1}$$

Тобто швидкість проковзування коліс електровоза повинна прямувати до нуля. Це забезпечує повернення роботи ТЕП електровоза в зону пружного ковзання. Для забезпечення даної умови необхідно визначити ступінь зменшення навантаження ТЕД. Для залізничних видів транспорту найбільший вплив на коефіцієнт зчеплення виявляє стан (характер забруднення) поверхні рейок та швидкість ковзання (буксування) ведучих коліс щодо рейок.

Досвід експлуатації також підтверджує відоме положення, що реалізація сили тяги й сили гальмування завжди, як при малій, так і при великій дотичній сили, супроводжується проковзуванням коліс ведучих (або гальмуючих) осей щодо рейок: буксуванням при тязі та проковзуванням – при гальмуванні. При цьому максимальне значення струму не повинно перевищувати граничну величину за умовою зчеплення коліс електровозу з рейками. Величина мінімального струму визначається твердістю характеристик гальмування ТЕД.

Складемо систему рівнянь, що зв'язує вихідні параметри привода електровозу, величину коефіцієнта зчеплення й параметри поїзда за допомогою застосування енергетичних рівнянь Лагранжа другого роду [6]. При цьому будемо мати на увазі, що енергія, одержувана від ТЕД, іде на переміщення поїзда, буксування коліс електровоза й втрати в редукторі. Однак, енергія на втрати по величині незначна в порівнянні з першими складовими, і нею можна знехтувати.

Тому відповідно до рівняння Лагранжа другого роду [6] маємо:

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial E_{\text{к}}}{\partial q_1} - \frac{\partial E_{\text{к}}}{\partial q_1} = -F_T - F_{\text{зч}}, \tag{2}$$

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial E_{\text{п}}}{\partial q_2} - \frac{\partial E_{\text{п}}}{\partial q_2} = -F_{\text{зч}} - \sum W, \tag{3}$$

де q_1, q_2 – узагальнений координати, рівні переміщенню колісних пар відносно рейкового шляху;

$E_{\text{к}}$, $E_{\text{п}}$ – відповідно, кінетична енергія ковзання й переміщення поїзда.

Кінетична енергія:

$$E_{\text{к}} = \frac{M_{\text{об}} V_{\text{к}}^2}{2}, \tag{4}$$

$$E_{\text{п}} = \frac{M_{\text{п}} V_{\text{п}}^2}{2}, \tag{5}$$

Величини q_1 і q_2 мають теж напрямок, що й швидкості поїзда та ковзання. Вони так само незалежні від кінетичної енергії. Тому маємо:

$$\begin{cases} q_1 = V'_{\text{ск}} \\ q_2 = V'_{\text{п}} \end{cases} \tag{6}$$

Тоді вирази (2), (3) з урахуванням (4) - (6) приймуть вигляд:

$$M_{\text{об}} \frac{dV_{\text{к}}}{dt} = -F_T - F_{\text{зч}}, \tag{7}$$

$$M_{\text{п}} \frac{dV_{\text{п}}}{dt} = -F_{\text{зч}} - \sum W, \tag{8}$$

Якщо прийняти, що ТЕП електровоза працює в зоні пружних ковзань і величина швидкості проковзування набагато менше швидкості поїзда, що є характерним для рівномірного руху, то маємо рівняння руху поїзда у відомій класичній формі запису, [7], тобто:

$$M_{\text{п}} \frac{dV_{\text{п}}}{dt} = -F_{\text{е}} - \sum W, \tag{9}$$

Розглянемо процес керування ТЕП. При описі фізичних процесів робимо наступні допущення:

- імпульсна СК замінена безперервною, тому що частота комутації струму ТЕД значно вище частоти зрізу системи;
- центр ваги електровоза збігається із центром симетрії;
- розподілена маса рухомого складу замінена зосередженою;
- коефіцієнт зчеплення колісної пари з рейками залежить від швидкості боксування;
- при оцінці якісної сторони процесу реалізації сили гальмування, у зв'язку з порівняно невеликим значенням сили, що витрачається на подолання магнітних і механічних втрат у передачі, дотичну силу гальмування колісної пари приймаємо рівною електромагнітній силі гальмування:

$$B_{\text{к}} = B_{\text{ке}} = \frac{2 \cdot M_{\text{е}} \cdot \rho}{D} \tag{10}$$

де $M_{\text{е}}$ – електромагнітний обертовий гальмовий момент;

ρ – передатне відношення редуктора;

D – діаметр колеса.

Електричне коло ТЕД:

$$\frac{di_1}{dt}=\frac{U_1+\rho\cdot к\Phi_1\cdot(\omega_{кп1}-\omega_{к1})-i_1\cdot R_1}{L_1}\,, \tag{11}$$

де $к\Phi_1$, L_1, U_1, R_1 – характеристика намагнічення, еквівалентна індуктивність, напруга та активні опори силового кола ТЕД відповідно;

$\omega_{кп1}$ – кутова швидкість колісної пари електровозу при нормальнім зчепленні;

$\omega_{к1}$ – кутова швидкість проковзування колісної пари;

Рівняння руху поїзда при гальмуванні

$$J_\Sigma\cdot\frac{d\,\omega_{кп}}{dt}=-\rho\cdot\left(к\Phi_1\cdot i_1+к\Phi_2\cdot i_2+\frac{D}{2\cdot\rho}\cdot(P+Q)\cdot(W-i)\right), \tag{12}$$

де J_Σ – сумарний момент інерції поїзда;

P – вага електровоза;

Q – вага завантаженого составу;

W – основний питомий опір руху составу;

i – опір руху від ухилу.

Кутові швидкості боксування колісних пар визначаються з рівняння:

$$J_{кп1}\cdot d\,\frac{\omega_к}{dt}=\rho\cdot к\Phi_1\cdot i_1+M_c-M_{зч}\cdot(1+\beta\cdot\omega_{к1})\,, \tag{13}$$

де $J_{кп1}$ – моменти інерції колісної пари, редукторів і ТЕД наведені до вісі колісної пари;

$M_{зч1}$ – значення моменту зчеплення колісної пари;

β – твердість характеристики зчеплення.

Відомо, що аналіз фізичних процесів, що протікають в електромеханічних тягових передачах електровозів, взагалі, а двохосьових зокрема, викликає ряд ускладнень, тому при аналізі таких складних комплексів з імпульсними системами регулювання напруги живлення ТЕД систем з нелінійним навантаженням застосовують методи імітаційного моделювання. При створенні математичної моделі навантаження ТЕД звичайно задаються значенням коефіцієнта зчеплення коліс із рейками Ψ залежно від швидкості ковзання $V_к$. Функціональний зв'язок між величинами Ψ і $V_к$ являє собою нелінійну залежність. Зі збільшенням швидкості проковзування колісної пари $V_к$ в невеликому інтервалі її зміни ($0 \le V_к \le V_{к1}$) відбувається лінійний ріст коефіцієнта зчеплення. Далі в інтервалі $V_{к1} < V_к \le V_{к2}$ коефіцієнт зчеплення Ψ підвищується до його максимального значення Ψ_0 . Сумарна ділянка характеристики зчеплення, що складається із двох перших інтервалів ($0 < V_к \le V_{к2}$) становить стійку частину залежності $\Psi = f(V_к)$. При подальшім збільшенні кутової швидкості проковзування колісної пари в інтервалі $V_{к2} < V_к \le V_{к\,гр}$, відбувається інтенсивне зниження коефіцієнта зчеплення. Темп його зниження з ростом $V_к$ падає (нестійка частина характеристики). Зазвичай, залежність $\Psi = f(V_к)$ апроксимують. Відома апроксимація двома та трьома ділянками [7]. Авторами пропонується цю залежність представити одним виразом, що суттєво спрощує побудову алгоритму керування гальмуванням:

$$\psi=\psi_0\frac{V_{к2}\cdot V_к}{V_к^2+V_{к2}^2}\,. \tag{14}$$

Момент опору M_c, що діє з боку колісної пари й вхідний у рівняння коливань кручення, визначається за виразом:

$$M_c=0{,}5\,\Pi\,D_к\,\psi\,, \tag{15}$$

у якім П – навантаження на вісь колісної пари.

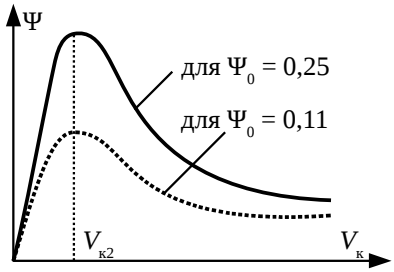


Рис. 1 Модель навантаження ТЕП електровозу

У якості ілюстрації на рис. 1 наведені характеристики зчеплення $\Psi = f(V_к)$ при двох потенційних (максимальних) значеннях коефіцієнта зчеплення Ψ_0: при нормальному $\Psi_0 = 0{,}25$ (відповідному до гарного стану поверхні рейок і бандажів коліс) і зниженому $\Psi_0 = 0{,}11$ (рейки забруднені). Описана модель навантаження ТЕП дозволяє аналізувати процеси зчеплення при різних значеннях потенційного коефіцієнта Ψ_0 і імітувати процеси зриву зчеплення коліс електровозу із рейками.

Цікавим моментом в оцінці динаміки тягової системи електропотягу є визначення часу припинення проковзування коліс більш 0,1 м/с, за умови сталості швидкості поїзда. Це обумовлено тим, що наведені маси поступального руху поїзда в порівнянні з наведеною масою обертових частин становлять близько 95% [7].

Дослідження математичної моделі проводилось за допомогою відомих прикладних програм, таких як MATCAD, MATLAB. Моделювання виконувалось стосовно обладнання конкретного типу електровозу – К14 з вагонетками ВГ9, які найчастіше використовуються на виробництві.

Параметри електровозу, до яких відносяться: маса електровозу, тривале й годинне тягове зусилля, тривала й конструкційна швидкість, діаметр колеса, тривалий і годинний струм електровозу, постійні ТЕП. Зміна коефіцієнта зчеплення коліс електровозу з рейками приймалась відповідно до рис. 1, для різних умов експлуатації. Отримані залежності зміни швидкості поїзда, при проковзуванні колісних пар та струму ТЕД в залежності від часу, при стрибкоподібному зменшені коефіцієнта зчеплення коліс електровоза з рейками, при роботі в зоні надлишкового ковзання представлені на рис. 2.

Як видно з представлених графіків (рис. 2) при різкому зменшені коефіцієнта зчеплення коліс електровоза з рейками відбувається зниження струму тягових двигунів і швидкості колісної пари при постійній швидкості поїзда. Відпрацьовування алгоритму гальмування призводить до зменшення навантаження на ТЕД. Внаслідок чого швидкість колісних пар електровозу зростає. При цьому час роботи повинен бути більше або дорівнювати часу перехідного процесу.

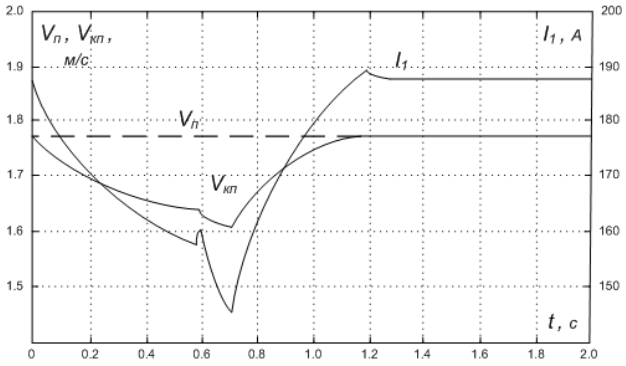


Рис. 2 Графік зміни швидкості поїзда, колісної пари і струму ТЕД при роботі в зоні надлишкового ковзання

Результати та напрямки подальших досліджень. На основі вищенаведених теоретичних міркувань був розроблений дослідницький макет ТЕП двохосьових електровозів із запропонованою структурою підсистеми гальмування ТЕД.

Підсистема керування електричним гальмуванням являє собою дискретну систему, алгоритм роботи якої полягає у фіксації мінімальної величини струму при роботі привода на заданій штучній електромеханічній характеристиці й фіксації максимального значення, у момент переходу на суміжні штучні електромеханічні характеристики. При реалізації коефіцієнта зчеплення в зоні пружного ковзання це здійснюється по заданій програмі з контролем мінімального струму.

Висновки: 1. Математичне моделювання підтвердило, що обраний напрямок розбудови системи електричного гальмування є ефективним і перспективним, тому що дозволяє максимально використовувати технічні можливості ТЕД при реалізації зчіпних властивостей двохосьових електровозів при гальмуванні в області низьких швидкостей руху.

2. Отримані математичні моделі режимів електричного гальмування ТЕД дозволяють оцінити доцільність і ефектність застосування того чи іншого алгоритму електричного гальмування для умов двохосьових електровозів в різних експлуатаційних ситуаціях.

3. Розроблена математична модель електричного гальмування ТЕД для динамічних режимів, може бути використана для складання взаємозалежних рівнянь динаміки поїзда, та формування необхідних характеристик гальмування, із визначенням струму фіксації проковзування та величини швидкості проковзування.

Список литературы: 1. Лебьодкін С. В. Вугільна промисловість і перспективні напрямки розвитку тягових електроприводів рудникових електровозів (Проблеми і перспективи) / С. В. Лебьодкін, А. Ф. Сінолиций, О. В. Пасько // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. - 2004. № 4. -С. 12-15. **2.** Степаненко В. П. Повышение энергоэффективности и ресурсосбережения рудничного электровозного транспорта // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. - 2016. № 42.-С. 20-25. **3.** Sinchuk, O. Examining energy-efficient recuperative braking modes of traction asynchronous frequency-controlled electric drives / Oleg Sinchuk, Igor Kozakevich, Dmytro Kalmus, Roman Siyanko // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. - 2017. - Vol. 1, N 1 (85). - P. 50-56. - Way of Access : DOI : 10.15587/1729-4061.2017.91912. **4.** Синчук О.Н. Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов / О.Н. Синчук, И.О. Синчук, Н.Н. Юрченко, А.А. Чернышов, О.А. Удовенко, О.В. Пасько, Э.С. Гузов. Научное издание. – Київ: ІЕДНАНУ, 2006. – 252с. **5.** Материалы сайта www.amplituda.com.ua. **6.** Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. - М.: Наука, 1977. - 871 с. **7.** Шокарев Д.А. Контактно-аккумуляторный шахтный электровоз с тяговым электротехническим комплексом IGBT – инвертор – асинхронный двигатель // Е.И. Скапа, И.О. Синчук, Ф.И. Караманиц // Вісник Східноукраїнського національного університету імені В. Даля. Науковий журнал – Луганськ – №4 (158) Ч.1 – 2011 – с.172 – 178.

Bibliography (transliterated): 1. Leb'odkin S. V. Vuhil'na promyslovist' i perspektyvni napryamky rozvytku tyahovykh elektropryvodiv rudnykovykh elektrovoziv (Problemy i perspektyvy) / S. V. Leb'odkin, A. F. Sinolytsyy, O. V. Pas'ko // Visnyk Kryvoriz'koho tekhnichnoho universytetu. Zbirnyk naukovykh prats'. – 2004. # 4. – pp. 12 – 15. Print. **2.** Stepanenko V. P. *Povyshenie energoeffektivnosti i resursosberezheniya rudnichnogo elektrovoznogo transporta* // Visnik Krivoriz'kogo tekhnichnogo universitetu. Zbirnik naukovikh prats'. – 2016. № 42. – pp. 20 – 25. Print. **3.** Sinchuk, O. *Examining energy-efficient recuperative braking modes of traction asynchronous frequency-controlled electric drives* / Oleg Sinchuk, Igor Kozakevich, Dmytro Kalmus, Roman Siyanko // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. - 2017. - Vol. 1, N 1 (85). - P. 50-56. - Way of Access : DOI : 10.15587/1729-4061.2017.91912. **4.** Sinchuk O.N. *Kombinatorika preobrazovateley na-pryazheniya sovremenyh tyagovyh elektroprivodov rudnichnyh elektrovozov.* 2006, Kiev. Ukraine, IEDNANU, 252 p. Print. **5.** Materialy sayta www.amplituda.com.ua. **6.** Vyigodskiy M. Ya. *Spravochnik po vyisshey matematike*. 1977, Moscow. Russia, Since, 871 p. Print. **7.** Shokarev D.A. *Kontaktno-akkumulyatornyiy shahtnyiy elektrovoz s tyagovyim elektrotehnicheskim kompleksom IGBT – invertor – asinhronnyiydvigatel* // E.I. Skapa, I.O. Sinchuk, F.I. Karamanits // VIsnik ShIdnoukraYinskogo natsIonalnogo unIversitetu ImenI V. Dalya. Naukoviy zhurnal. – 2011. #4 (158) Ch.1 — pp.172 – 178. Print.

Надійшла 05.07.2017

УДК 621.313.33

А. П. КАЛИНОВ, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет;
В. А. ОГАРЬ, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет;
В. В. ЛОТОУС, аспирант, Кременчугский национальный университет.

МЕТОД КОСВЕННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ НА ВАЛУ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Введение. По оценкам ряда исследователей [1], электродвигатели (ЭД) потребляют до 46% электроэнергии во всем мире. На сегодняшний день одним из основных мероприятий по повышению энергоэффективности электропривода (ЭП) является использование преобразователей частоты (ПЧ) для возможности регулирования частоты вращения ЭД переменного тока. Область применения регулируемых ЭП переменного тока достаточно широка: от мощных энергоемких механизмов и электротранспорта до прецизионных систем автоматики и бытовой техники. Использование регулируемых ЭП переменного тока позволяет снизить потребление электроэнергии на 10÷50% и, благодаря исключению динамических ударов и пусковых перегрузок, улучшить условия работы двигателей и механизмов.

Постановка задачи. Реализация энергосберегающих режимов в регулируемом ЭП возможна при условии мониторинга основных энергетических показателей, для определения которых необходима информация о выходных механических параметрах двигателя: мощности и моменте на валу. Также в практике эксплуатации ЭП существует целый ряд задач, требующий определения энергетических показателей и механических характеристик АД, а именно:

- определение фактической нагрузки ЭП в длительных и циклических режимах работы;
- мониторинг параметров и косвенный расчет переменных и регулируемых координат в системах управления ПЧ;
- диагностика состояния АД по величине потерь в узлах АД и частотному анализу входной мощности [2,3]
- испытания под нагрузкой новых и отремонтированных АД;
- отказоустойчивое управление частотно-регулируемых ЭП со скалярным [4] и векторным управлением [5]

В условиях испытательных станций и исследовательских лабораторий определение момента и мощности на валу возможно с использованием датчиков момента [6], а также косвенными методами с использованием опытов холостого хода и короткого замыкания [7, 8]. В ЭП технологических механизмов без демонтажа АД определение этих показателей возможно только косвенными методами без использования дополнительных источников формирования тестовых воздействий.

В ряде исследований [9, 10] авторы предлагают достаточно сложные математические зависимости с введением дополнительных коэффициентов, которые не всегда являются известными. Для реализации других методов расчета мощности на валу и энергетических показателей необходимы данные о параметрах схемы замещения (СЗ). При этом необходимость интегрирования потокосцеплений может вызывать накопление ошибки интегрирования.

Использование встроенных в ПЧ функций автонастройки на параметры конкретного АД позволяет существенно расширить возможности определения мощности на валу и энергетических показателей АД. Это достигается за счет определения параметров СЗ и составляющих постоянных потерь при работе в режиме вращения с разными значениями величин питающего напряжения. Большинство современных ПЧ имеют функцию косвенного определения мощности и момента на валу двигателя. При этом обычно используются упрощенные расчетные зависимости, у которых погрешность даже в номинальном режиме может составлять до 10%.

Цель работы. Разработка метода определения мощности на валу асинхронного двигателя и экспериментальная оценка его точности.

Материалы исследований. При разработке метода определения мощности на валу АД и его энергетических показателей в отсутствии информации о параметрах двигателя принимаются допущения о возможности: *a*) проведения измерений при работе в режимах холостого хода и под нагрузкой (номинальной или близкой к ней); *b*) измерения активных сопротивлений фаз статора в практически холодном и в нагретом состоянии; *c*) измерения токов и напряжений фаз статора и измерение угловой частоты вращение ротора. Основная идея метода заключается в использовании режима холостого хода для определения постоянных потерь двигателя без их разделения на потери в стали и потери в механических узлах. Определенные таким методом постоянные потери используются в дальнейшем при расчете мощности на валу АД при работе под нагрузкой.

Известно, что мощность на валу АД возможно определить из уравнения баланса мощностей [6]. В общем случае баланс можно представить с использованием мгновенных значений составляющих мощности:

$$p_2(t) = p_{эм}(t)\left(1 - s(t)\right) - \Delta p_{мех} - \Delta p_{доп}(t) , \quad (1)$$

где $p_{эм}(t)$ – электромагнитная мощность; $\Delta p_{мех}$ – механические потери; $\Delta p_{доп}(t)$ – дополнительные потери; s(t) – скольжение.

Электромагнитная мощность при этом равна:

$$p_{эм}(t) = p_1(t) - \Delta p_{м1}(t) - \Delta p_{ст}(t) , \quad (2)$$

© А.П. Калинов, В.А. Огарь, В.В. Лотоус, 2017

где $p_1(t) = u_A(t)i_A(t) + u_B(t)i_B(t) + u_C(t)i_C(t)$ – потребляемая мощность; $\Delta P_{м1}(t)$ – потери в меди статора; $\Delta P_{ст}(t)$ – потери в стали; $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$, $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ – напряжения и токи соответствующих фаз статора.

Тогда с учетом (2) мощность на валу:

$$p_2(t)=p_1(t)-\Delta p_{мех}(t)-\Delta p_{доп}(t)-\Delta p_{м1}(t)-\Delta p_{ст}(t)-p_1(t)s(t)+s(t)\left[\Delta p_{м1}(t)+\Delta p_{ст}(t)\right]. \quad (3)$$

Исследования выражения (3) для широкого диапазона мощностей общепромышленных АД показали, что составляющей $s(t)[\Delta P_{м1}(t) + \Delta P_{ст}(t)]$ можно пренебречь, поскольку она является незначительной по сравнению с другими составляющими. Так для АД средней и большой мощности в установившемся режиме работы с номинальным скольжением, составляющая $(s[\Delta P_{м1}(t) + \Delta P_{ст}(t)]) / P1 \cdot 100\% \le 1\%$, где P_1 – среднее значение от $\Delta P_1(t)$, $\Delta P_{м1}$ – среднее значение от $\Delta P_{м1}(t)$ и $\Delta P_{ст}$ – среднее значение от $\Delta P_{ст}(t)$, (табл. 1). Таким образом, мощность на валу АД можно представить:

Таблица 1 – Анализ составляющих потребляемой мощности

Двигатель Параметр	$P_н$ = 30 кВт, $s_н$ = 0,023	$P_н$ = 160 кВт, $s_н$ = 0,014
$s(\Delta P_{м1} + \Delta P_{ст})/P_1$, %	0,16	0,1

$$p_2(t)=p_1(t)-\Delta p_{мех}(t)-\Delta p_{доп}(t)-\Delta p_{м1}(t)-\Delta p_{ст}(t)-p_1(t)s(t). \quad (4)$$

Составляющие выражения (4) можно выразить через мощность холостого хода, поскольку вся потребляемая мощность в этом режиме используется на потери в узлах двигателя:

$$p_{1xx}(t)=\Delta p_{xx}(t)=\Delta p_{мех}+\Delta p_{доп}(t)+\Delta p_{ст}(t)+\Delta p_{м1xx}(t) \quad (5)$$

где $\Delta p_{м1xx}(t)=i^2_{Axx}(t)R_A+i^2_{Bxx}(t)R_B+i^2_{Cxx}(t)R_C$ – электрические потери в меди статора на холостом ходу; $i_{Axx}(t)$, $i_{Bxx}(t)$, $i_{Cxx}(t)$ – токи соответствующих фаз статора в режиме холостого хода; R_A, R_B, R_C – активные сопротивления соответствующих фаз статора.

Принимается допущение, что все составляющие выражения (5), кроме потерь в меди статора, являются постоянными и не зависят от нагрузки. Тогда, на основе вышеописанного, и зная мгновенную потребляемую мощность на холостом ходу:

$$p_{1xx}(t)=u_{Axx}(t)\,i_{Axx}(t)+u_{Bxx}(t)\,i_{Bxx}(t)+u_{Cxx}(t)\,i_{Cxx}(t). \quad (6)$$

которая рассчитывается по мгновенным значениям напряжений и токов статора АД, можно записать выражение для постоянных потерь в АД, которые не зависят от нагрузки:

$$\Delta p_{const}(t)=p_{1xx}(t)-\Delta p_{м1xx}(t)=\Delta p_{мех}+\Delta p_{доп}(t)+\Delta p_{ст}(t) \quad (7)$$

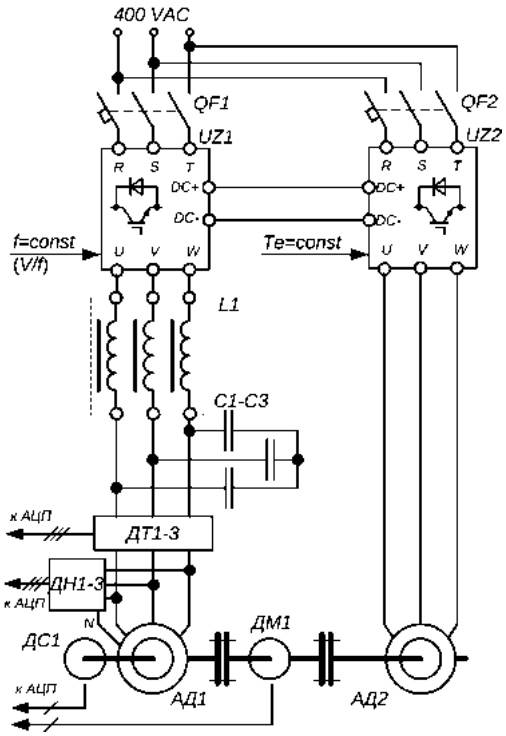


Рис. 1 Исследовательский лабораторный стенд для испытаний АД под нагрузкой.

С учетом (7) мощность на валу асинхронного двигателя:

$$p_2(t)=p_1(t)(1-s(t))-\Delta p_{м1н}(t)-\Delta p_{const}(t), \quad (8)$$

где $\Delta p_{м1н}(t)=i^2_{Aн}(t)R_A+i^2_{Bн}(t)R_B+i^2_{Cн}(t)R_C$ – электрические потери в меди статора в режиме работы под нагрузкой; $i_{Aн}(t)$, $i_{Bн}(t)$, $i_{Cн}(t)$ – токи соответствующих фаз статора под нагрузкой.

Момент на валу АД можно рассчитать по выражениям:

$$M(t)=p_2(t)/\omega(t), \quad (9)$$

где $\omega(t)$ – угловая частота вращения.

Проведенный расчет мощности на валу АД показал достаточную точность метода. Например, погрешность определения мощности на валу АД не превышает 5%, причем для двигателей с мощностью более 160 кВт она близка к 1% (табл. 2).

Таблица 2 – Погрешности расчета мощности P_2

Двигатель Параметр	$P_н$ = 30 кВт, $s_н$ = 0,023	$P_н$ = 160 кВт, $s_н$ = 0,014
Погрешность расчета мощности P_2 на валу, %	2,1	1,03

Коэффициент полезного действия за цикл работы ЭП технологического механизма по определенной мощности $p_2(t)$ на валу и измеренной потребляемой мощности $p_1(t)$ определяется выражением:

$$\eta=\int_0^{T_c} p_2(t)\,dt \Big/ \int_0^{T_c} p_1(t)\,dt, \quad (10)$$

где T_c – время цикла.

Основные преимущества предлагаемого метода заключаются в том, что нет необходимости в определении всех параметров СЗ, кроме активных сопротивлений фаз статора, и проведении классического опыта холостого хода с изменением напряжения питания. Также нет необходимости в выведении АД из технологического процесса и применении оборудования для создания специальных тестовых воздействий.

Для экспериментальной оценки точности метода определения мощности на валу разработан исследовательский лабораторный стенд, позволяющий реализовать испытания АД под нагрузкой (рис. 1).

```
ni := | n_{0,1} ← 0
      | edge ← 0
      | j ← 1
      | for i ∈ 0.. N - 2
      |   if ns_i = -1 ^ ns_{i+1} = 1
      |     if edge = 0
      |       t1 ← i·dt
      |       edge ← 1
      |       n_{0,0} ← t1
      |     otherwise
      |       edge ← edge + 1
      |       if edge = Ma + 1
      |         t2 ← i·dt
      |         n_{j,1} ← 1 / ( (t2 - t1)/Ma · k )
      |         n_{j,0} ← t2
      |         j ← j + 1
      |         edge ← 1
      |         t1 ← t2
      | n
```

Рис. 2 Алгоритм пересчета импульсного сигнала частоты вращения в непрерывный.

Стенд включает в себя два одинаковых АД типа АИР80В4У2 ($P_н$ = 1,5 кВт; $I_н$ = 6,3 / 3,6 А; $\eta_н$ = 77%; $n_н$ = 1395 об/мин; $\cos\varphi_н$ = 0,81; режим работы – S1; номинальные суммарные потери $\Delta P_{\Sigma н}$ = 448 Вт). АД соединяются через датчик динамического момента ESMNJ01 (диапазон крутящего момента – 50 Нм, выходная частота – 5÷15 kHz, точность – ±0,5%). Для контроля частоты вращения используется инкрементный энкодер типа E40S8-100-3-T-24 (100 имп/об).

Для питания нагружаемого и нагрузочного двигателей использовались соответственно ПЧ ToshibaVFS11 (*UZ1*) и INVTGD100 (*UZ2*). ПЧ *UZ1* работает в режиме скалярного частотного управления, а ПЧ *UZ2* работает в режиме векторного управления со стабилизацией электромагнитного момента. Двигатель *АД1* работает в двигательном режиме, а *АД2* – в генераторном с постоянным моментом на валу, создавая необходимое нагружение для двигателя *АД1*. Объединение ПЧ по шине постоянного тока позволяет передавать энергию, рекуперируемую двигателем *АД2*, через инвертор ПЧ *UZ1* на двигатель *АД1*. Таким образом, основной поток энергии циркулирует по каналу *UZ1–АД1–ДМ1–АД2–UZ2–UZ1*. При этом из питающей сети потребляется только мощность потерь в преобразователях частоты и двигателях. Для фильтрации напряжения на выходе ПЧ *UZ1* используется *LC*–фильтр (*L1, C1–C3*). Использование *LC*–фильтра обеспечивает на частоте 50 Гц коэффициент несимметрии кривой напряжения $K_U \le 4\%$ при частоте ШИМ, равной 8кГц. Токи и напряжения в цепи *АД1* контролировались датчиками тока *ДТ1–ДТ3* и датчиками напряжения *ДН1–ДН3* соответственно. Сигналы с датчиков тока (*ДТ1–ДТ3*), напряжения (*ДН1–ДН3*), момента (*ДМ1*) и скорости (*ДС1*) передавались на аналого–цифровой преобразователь (*АЦП*) для оцифровки и передачи данных в компьютер.

В качестве *АЦП* был использован USB модуль *LCard E14-440* (14 бита, 400 кГц, 32 канала). В качестве датчиков тока использовались датчики *LA25-NP* (вход – 25 А, выход – 25 мА). Датчики напряжения реализовывались на основе прецизионных делителей напряжения с гальванической развязкой на основе усилителей ISO124P.

Сигналы с выходов датчиков скорости (*BR1*) и момента (*BT1*) являлись импульсными частотными сигналами с максимальными частотами соответственно 2,5 кГц и 15 кГц. Модуль *АЦП* настраивался на частоту 40 кГц на канал. Пересчет импульсного сигнала в непрерывный осуществлялся программно с использованием математического пакета Mathcad, в соответствии с алгоритмом (рис. 2), где M – количество периодов усреднения импульсного сигнала. Пересчет сигнала момента осуществлялся аналогично.

Согласно (1), рассчитывалась мощность $p_{2p}(t)$ на валу АД и сравнивалась с мощностью $p_{2э}(t)$ на валу, полученной на основании прямых измерений момента и скорости:

$$p_{2э}(t) = T(t)\,\omega(t)\,, \qquad (11)$$

где $T(t)$ – момент на валу АД, полученный экспериментально с использованием датчика момента, $\omega(t)$ – угловая частота вращения.

На рис. 3÷5 показаны результаты экспериментов при частотном пуске АД1 с временем пуска 0,2 с. Основываясь на измеренных сигналах тока и напряжения (рис. 4), рассчитывались мгновенные активная $p_1(t)$, реактивная $q_1(t)$ потребляемые мощности, а также мощность $p_{2p}(t)$ на валу АД (рис. 5).

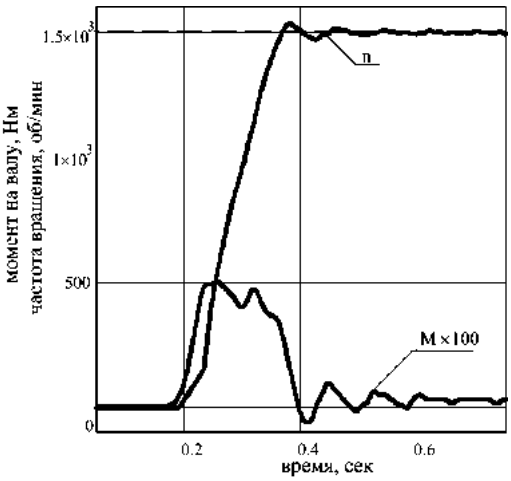


Рис. 3 Момент на валу и частота вращения АД при частотном пуске.

В другом эксперименте (рис. 6÷9) нагрузка на валу АД от минимального значения до значения 1,1 мощности на валу изменялась за время $t \approx 0{,}75$ с. При этом электромагнитная постоянная времени исследуемого АД составляла T_E = 3,5 мс, а электромеханическая T_M = 7 мс. В связи с малыми значениями постоянных времени АД по сравнению с временем изменения нагрузки, динамические составляющие момента АД считались незначительными и оценка точности определения мощности на валу на этом участке экспериментальных кривых осуществлялась как для статического режима работы.

Результаты обработки опытов работы АД на холостом ходу и под нагрузкой приведены в табл. 3.

Оценка определения мощности на валу АД проводилась путем сравнения полученных величин на основании расчета $p_{2p}(t)$ и экспериментальных измерений $p_{2э}(t)$:

$$\Delta = \left|[p_{2э}(t) - p_{2p}(t)]/p_{2э}(t)\right| \cdot 100\,\%\,. \qquad (12)$$

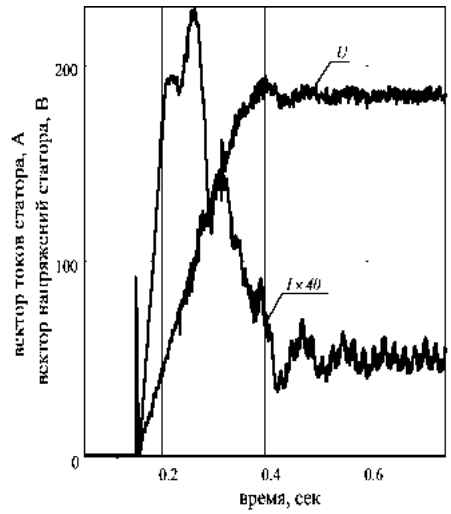


Рис. 4 Векторы тока статора и напряжения АД при частотном пуске.

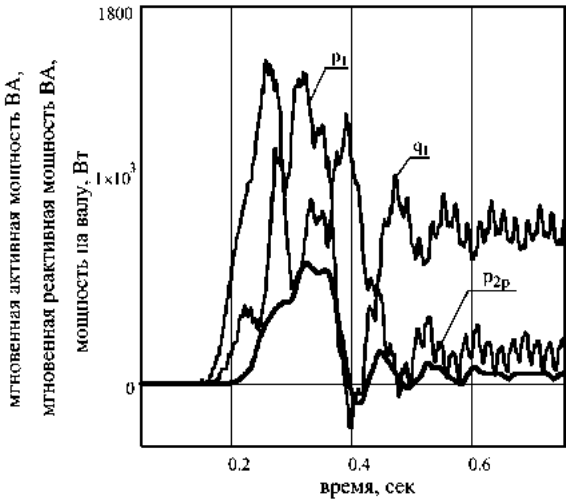


Рис. 5 Мгновенные активная и реактивная мощности, а также мощность на валу при частотном пуске.

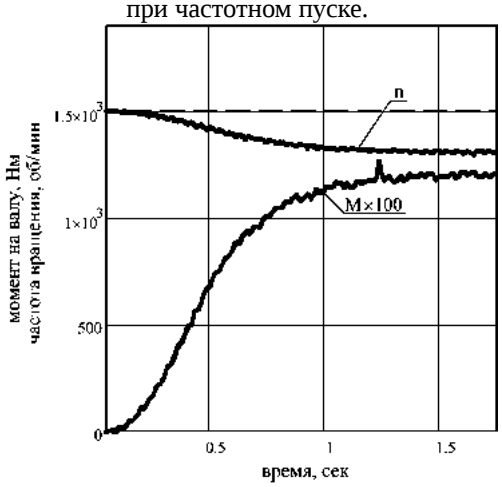


Рис. 6 Момент на валу и частота вращения АД при увеличении нагрузки.

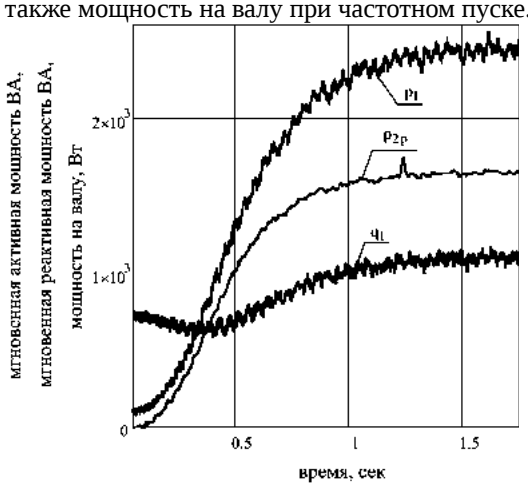


Рис. 7 Мгновенные активная и реактивная мощности, а также мощность на валу при увеличении нагрузки.

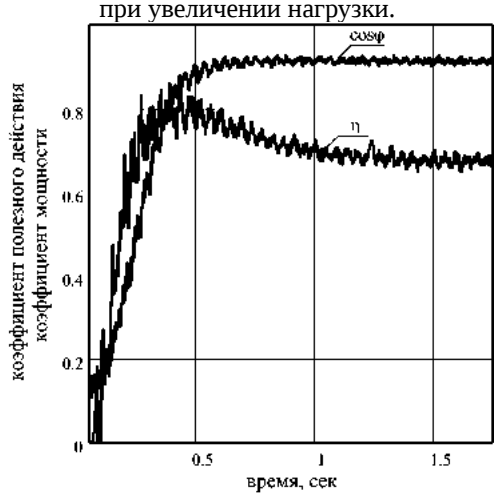


Рис. 8 КПД и коэффициент мощности АД при увеличении нагрузки.

Рис. 9 Мощность на валу АД (расчетная $p_{2p}(t)$ и экспериментальная $p_{2э}(t)$).

Основным источником дополнительных погрешностей всех методов расчета мощности на валу и энергетических показателей являются температурные изменения сопротивления статора АД или их неточное определение. Для оценки влияния точности определения сопротивлений статора на точность расчета мощности на валу АД, производилась вариация сопротивлений R_s статора в пределах ±10% (табл. 4).

Анализ результатов показал высокую точность определения энергетических показателей, полученных с использованием косвенного метода расчета мощности на валу АД. Так, в диапазоне нагрузок от 0,5 до 1,1 номинальной мощности даже при определении сопротивлений статора АД с погрешностью ±10 %, погрешность раз-

работанного метода не превысила 7 %. Для диапазона нагрузок от 0,6 до 1,1 номинальной мощности при точном определении сопротивлений статора АД погрешность разработанного метода не превысила 5 %.

Выводы. Предложен метод косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя, который позволяет оценить его энергетическую эффективность в условиях минимально доступной информации о его параметрах. В работе представлен разработанный исследовательский лабораторный стенд, позволяющий реализовать испытания асинхронного двигателя под нагрузкой с возможностью прямого измерения момента и скорости. Анализ экспериментальных исследований метода косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя показал приемлемую точность даже в условиях определения сопротивлений статора с существенной погрешностью. Метод рекомендуется к применению в электроприводах с частотным регулированием для задач мониторинга, диагностики, отказоустойчивого управления, а также при испытаниях новых и отремонтированных двигателей.

Таблица 3 – Результаты обработки экспериментальных данных метода определения энергетических показателей АД

Параметр	Режим работы		Параметр	Режим работы	
	холостой ход	нагрузка		холостой ход	нагрузка
Измеренные параметры			Рассчитанные параметры		
I_A, А	2,217	4,094	s	0,004	0,067
I_B, А	2,191	4,29	P_1, Вт	189,93	$2{,}445\cdot10^3$
I_C, А	2,168	4,15	$\Delta P_{м1}$, Вт	73,15	418,42
R_A, Ом	5,068	7,957	cos(φ)	0,157	0,842
n, об/мин	1494	1400	Δt, °С	17,3	143,64
Рассчитанные параметры в режиме под нагрузкой					
P_2, Вт		M, Нм		η , %	
$1{,}746\cdot10^3$		11,92		71,4	

Таблица 4 – Погрешность расчета мощности на валу АД

Мощность на валу АД1, о. е.		0,3	0,5	0,75	1,0	1,1
Погрешность Δ, %	$0{,}9R_s$	9,36	5,83	2,80	1,52	1,04
	R_s	9,51	6,32	3,81	3,20	3,34
	$1{,}1R_s$	9,66	6,81	4,81	5,00	5,63

Список литературы: 1. *Bucci G.* Uncertainty issues in direct and indirect efficiency determination for three-phase induction motors: remarks about the IEC 60034-2-1 standard / *G. Bucci, F. Ciancetta, E. Fiorucci, A. Ometto*. – IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. – Vol. 65, Issue 12. – P. 2701–2716. **2.** *Zagirnyak M.* A comparison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics / *M. Zagirnyak, D. Mamchur, A. Kalinov*. – Proceedings of 2014 IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC). – Antalya, Turkey, 2014. – P. 540–545. **3.** *Загірняк М. В.* Diahnostyka asynkhronnykh dvyhuniv na osnovi analizu syhnalu spozhyvanoyi potuzhnosti / *М. В. Загірняк, Д. Г. Мамчур, А. П. Калінов, А. В. Чумачова*. – Кременчук.: ЧП Щербатых О. В., 2013. – 208 с. **4.** *Zagirnyak M.* Correction of operating condition of a variable-frequency electric drive with a non-linear and asymmetric induction motor / *M. Zagirnyak, A. Kalinov, A. Chumachova.* – IEEE Conference transactions. EUROCON 2013, 1-4 July 2013, Croatia. – P. 1033–1037. **5.** *Мельников В.О.* Поліпшення енергетичних характеристик електроприводів з векторним керуванням шляхом компенсації параметричної несиметрії асинхронних двигунів / *В.О. Мельников, А. П. Калінов.* – Технічна електродинаміка. – Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2012. – № 3. – С. 85-86. **6.** *Tong W.* Mechanical design of electric motors / *W. Tong.* – NY.: CRC Press Taylor & Francis Group, – 2014. – 737 p. **7.** ANSI/IEEE Standard 112-2004. Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. **8.** *Agamloh E.* Accurate determination of induction machine torque and current versus speed characteristics / *E. Agamloh, A. Cavagnino, S. Vaschetto.* – Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE 8-22 Sept. 2016. DOI: 10.1109/ECCE.2016.7854812. **9.** *Guimarães J.M.C.* Determination of three-phase induction motors model parameters from catalog information / *J.M.C. Guimarães, J.V. Bernardes Jr., A.E. Hermeto, E.C. Bortoni.* – PES General Meeting / Conference & Exposition, 27-31 July 2014 National Harbor, MD, USA IEEE. **10.** *Jaiswal S.* Condition assessment of induction motor under different power quality events / *S. Jaiswal, M. S. Ballal.* – International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, IEEE CATCON. – 2015. – P. 105–110.

Bibliography (transliterated): 1. Bucci, G., F. Ciancetta, E. Fiorucci, A. Ometto. “Uncertainty issues in direct and indirect efficiency determination for three-phase induction motors: remarks about the IEC 60034-2-1 standard.” *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement* 65.12: (2016): 2701–2716. Print. **2.** Zagirnyak, M., D. Mamchur, A. Kalinov. “A comparison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics.” *Proceedings of 2014 IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)* (2014): 540–545. Print. **3.** Zagirnyak, M. V., D. G. Mamchur, A. P. Kalinov, A. V. Chumachova. *Diagnostika asinhronnih dviguniv na osnovi analizu signalu spogivanoj potugnosti*. Kremenchuk.: ChP Shcherbatykh O. V., 2013. Print. **4.** Zagirnyak, M., A. Kalinov, A. Chumachova. “Correction of operating condition of a variable-frequency electric drive with a non-linear and asymmetric induction motor.” *IEEE Conference transactions. EUROCON* (2013): 1033–1037. Print. **5.** Mel'nykov, V.O., A. P. Kalinov. “Polipshennya enerhetychnykh kharakterystyk elektropryvodiv z vektornym keruvannyam shlyakhom kompensatsiyi parametrychnoyi nesymetriyi asynkhronnykh dvyhuniv”. *Kyyiv: Instytut elektrodynamiky NAN Ukrayiny. Tekhnichna elektrodynamika* 3 (2012): 85-86. Print. **6.** Tong, W. *Mechanical design of electric motors.* NY.: CRC Press Taylor & Francis Group, 2014. Print. **7.** ANSI/IEEE Standard 112-2004. Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. Print. **8.** Agamloh, E., A. Cavagnino, S. Vaschetto. “Accurate determination of induction machine torque and current versus speed characteristics”. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), (2016): DOI: 10.1109/ECCE.2016.7854812. Print. **9.** Guimarães, J.M.C., J.V. Bernardes Jr., A.E. Hermeto, E.C. Bortoni. “Determination of three-phase induction motors model parameters from catalog information”. PES General Meeting / Conference & Exposition, 27-31 July 2014 National Harbor. (2014). Print. **10.** Jaiswal S., M. S. Ballal. “Condition assessment of induction motor under different power quality events”. *International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, IEEE CATCON.* (2015): 105–110. Print.

Поступила 16.06.2017

УДК 681.513.7

О. А. ХРЕБТОВА, ст. преп., Кременчугский национальный университет;
С. А. СЕРГИЕНКО, канд. техн. наук, доц., Кременчугский национальный университет.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ТРОГАНИЕМ МЕХАНИЗМА В ТЯЖЕЛЫХ УСЛОВИЯХ

Введение. Традиционно сложные технологические процессы, требующие значительных энергетических затрат на этапах трогания и пуска, выполнялись при использовании электропривода с значительным запасом по мощности (20÷30% $P_{ном}$). Одним из примеров таких систем, есть двухдвигательный электропривод механизма подъема затвора сливной плотины в системе реостатного управления. Такое техническое решение вызвано тем, что при трогании затвора с кармана сливной плотины происходит увеличение момента сопротивления технологического механизма в несколько раз [1].

Однако даже применение электропривода повышенной мощности не обеспечивает безаварийность выполнения технологических операций. В работе [2] рассмотрены особенности трогания и пуска механизма подъема. Установлено, что при переходе трансмиссии с технологическим механизмом из состояния покоя в состояние движения происходит достаточно сложный процесс формирования сил сопротивления, обусловленный как изменением свойств самой системы «трансмиссия системы механизма подъема – карман сливной плотины – уплотнительная резина – затвор», так и наличием традиционных составляющих.

Силы сопротивления, возникающие при подъеме затвора из кармана сливной плотины [2]:

$$\sum F = F_{м} + F_{м.с} + F_{диф} + F_{тр.р} + F_{тр.к} + F_{тр.с}\ , \qquad (1)$$

где $F_{м}$ – сила тяжести затвора и воды действующей на затвор со стороны верхнего бьефа; $F_{м.с}$ – сила, создаваемая разрывом межмолекулярных связей диффундирующих слоев резины с основанием затвора; $F_{диф}$ – сила разрыва диффузных слоев между основанием кармана сливной плотины и основанием затвора; $F_{тр.р}$ – сила трения грушевидной резины с направляющими кармана при подъеме затвора; $F_{тр.к}$ – сила трения качения колес; $F_{тр.с}$ – сила трения подшипников скольжения.

Эта особенность технологического объекта формируемая в процессе эксплуатации, приводит к возникновению аварийных ситуаций при каждом выполнении подъема затвора с основания кармана сливной плотины [1]. Существующая система электропривода морально устарела, имеет низкий КПД, энергозатратна, так как попытки подъема могут выполняться несколько раз до получения положительного результата.

Существующие системы управления не учитывают весь комплекс факторов, которые являются источником аварийности оборудования в процессе трогания, пуска и торможения:

– увеличение момента сопротивления при трогании и пуске производит к увеличению динамической составляющей усилия в кинематических узлах системы «электродвигатель – трансмиссия – технологический механизм» и как следствие механический износ оборудования;

– увеличение допустимого угла рассогласования в системе при неравнозначном формирования момента сопротивления приводит к режимам стопорения и заклинивания рабочего органа;

– режимы стопорения при пуске и движении рабочего органа по направляющим приводят к износу изоляционных материалов приводных двигателей, тепловых и механических перенапряжений обмотках, нарушении балансирования ротора и т.д.;

– тяжелые условия трогания и пуска ведут к перегрузкам и сокращению работоспособности линий питания

Малый диапазон управляемости отрицательно сказывается на выполнение остальных технологических операций.

Постановка задачи. Система автоматического управления частотно–регулируемого электропривода механизма подъема затвора сливной плотины, должна обеспечивать возможность выполнения предстартовой подготовки и трогания путем создания достаточно большого пускового момента при минимальном значении тока статора, обеспечить возможность позиционирования при перемещении объекта по направляющим кармана, и при необходимости, при установке объекта в рабочее положение, иметь возможность средствами частотного управления снизить колебания объекта при перемещении.

Материалы исследования. В силу физических особенностей, которые происходят при подъёма затвора, предложено условно разделить этот процесс на три этапа: предстартовая подготовка; трогание и пуск; перемещение затвора по направляющим кармана.

При выполнении операции пуска на этапе предстартовой подготовки необходимо выполнить пошаговое разрушение образовавшихся адгезивных слоев основания затвора и основания сливной плотины путем поочередного формирования усилий по подъему левой и правой стороны затвора. Предпусковая подготовка выполняется до появления разрыва межмолекулярных связей в технологическом объекте (затвор – уплотнительная резина – карман) [2]. На первом этапе система управления формирует поочередную подачу пусковых моментов на рабочие привода механизма подъёма. При необходимости пусковые моменты возрастают до начала движения затвора [3].

© О.А. Хребтова, С.А. Сергиенко, 2017

Как только система фиксирует разрушение адгезивных слоев рабочего органа режимы электродвигателя меняются, система приступает к этапу трогания, а именно механизм подъема при достаточном пусковом моменте приводит в движение металлоконструкцию затвора создает достаточный пусковой момент на электроприводах для преодоления момента сопротивления и предполагает выход электроприводов на рабочую характеристику.

При выполнении третьего этапа, электропривода двухдвигательной системы механизма подъёма работают в номинальных режимах и обеспечивают синхронизированный подъем затвора. При этом выполняется симметричное перемещения сторон металлоконструкции затвора по направляющим кармана при необходимости исключая перекосы в кармане и обеспечивая компенсацию неравномерностей моментов сопротивления при движении затвора по направляющим кармана, с обеспечением снижения ударных динамических нагрузок в канатах и кинематики самого электропривода [3].

При этом очевидно, что все операции должны выполняться одной системой привода, которая обеспечивает разные режимы работы для выполнения каждого этапа технологической карты.

Таким образом, создаваемые системы автоматического управления должны соответствовать специальным требованиям:

– выполнять предпусковую подготовку по формированию достаточного пускового момента при трогании затвора из кармана сливной плотины;

– выбирать оптимальный режим работы электропривода технологического механизма;

– при необходимости формировать цикличность включения электропривода для выполнения предстартовой подготовки и трогания;

– контролировать как температурный режимы, так и электромагнитные параметры асинхронной машины для предотвращения аварийных режимов;

– при необходимости определять время работы с значительной перегрузкой по току для создания достаточного пускового момента;

– формировать пошаговые перемещения элементов металлоконструкции затвора по направляющим кармана по заданным координатам;

– осуществлять позиционирование при установке затвора в карман сливной плотины в соответствии с алгоритмами выполнения технологических операций;

– обеспечить безаварийные режимы работы с повышением работоспособности системы электропривода[4]

Интенсивное развитие микросхемотехники позволяет построить автоматизированную систему с мгновенным контролем параметров всего технологического комплекса (датчики усилий, датчики момента и т.д.) и обеспечить формирование таких режимов работы которые обеспечили бы необходимые требования к выполнению качественного технологического процесса.

Система «электропривод механизма подъема – затвор – карман сливной плотины» представляет собой достаточно сложные кинематические пары которые при совместной работе влияют не только на сопряженные соединения, но и на характер работы всей электромеханической системы. В зависимости от свойств элементов и их характеристик в тех или иных условиях эксплуатации, формируется состояние системы в целом. Как рассматривалось в [4], состояние системы нельзя представить в виде определенной математической зависимости. Статические и динамические параметры каждого элемента системы описываются весовыми коэффициентами, которые определяют свойства системы, однако степень информативности их различна и имеет стохастический характер [2]. Математическим аппаратом, позволяющим полноценно учесть и отразить признаки нескольких состояний, является теория случайных множеств.

Применение теории нечетких множеств позволяет в полной мере отразить влияние всех экспертов, которые определяются в соответствии с величинами датчиков состояния системы и интенсивности их приращения, при использовании метода экспертных оценок, по сравнению с генерацией оценки на основе «мнения большинства», который формируется как сумма весов значений экспертов. В то же время применение теории нечетких множества (фаззилогики) не исключает возможности «четкой» оценки состояния технологического механизма экспертной системы в процессе подъема [5].

При диагностике состояний системы нечеткие оценки позволяют отобразить плавность и непрерывность перехода системы из состояния в состояние и преодолеть противоречия, когда у системы есть признаки сразу нескольких состояний. Например, ток приводных двигателей достиг максимума, соответственно пусковой момент является максимальный характеризующий условие начала трогания, а перемещения затвора отсутствует, характеризующий невыполнение процесса трогания. В работе [4] разработана экспертная система (ЭС) на базе нечеткой логики для механизма подъема затвора сливной плотины с обеспечение выбора параметров питающего напряжения [6] и с учетом особенностей формирования момента сопротивления технологического механизма [2]. Рассмотрен вариант выполнения трогания и пуска беспрерывно за один цикл до полного преодоления момента сопротивления, и начала движения технологического механизма. Результаты математического моделирования при пуске в один цикл ЭС приведены на рис. 1. – рис. 3.

Такой режим при затяжном трогании может привести к возникновению аварийных ситуаций за счет перегрева обмоток статора асинхронной машины, нарушения целостности кинематических соединений в трансмиссии механизма или обрыва троса.

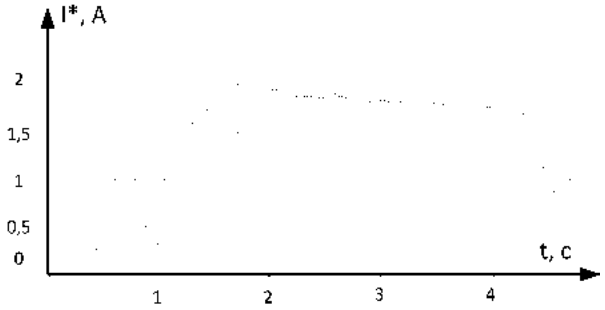


Рис. 1. Действующее значение тока системы электропривода механизма подъема

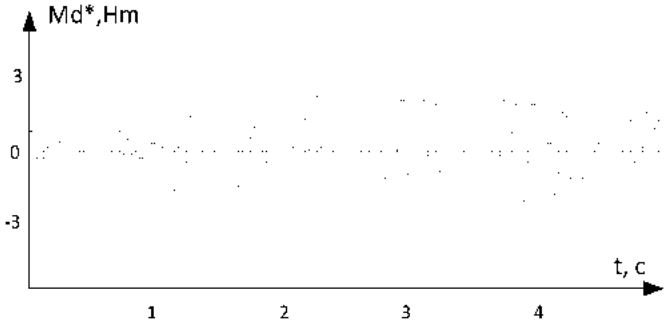


Рис. 2. Электромагнитный момент асинхронного двигателя

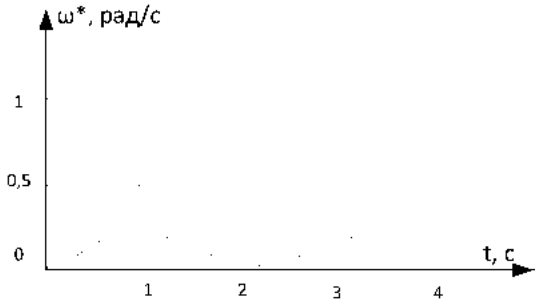


Рис. 3 Угловая скорость барабана технологического механизма

Кроме того, как показал анализ процессов, происходящих при выполнении трогания затвора с основания кармана сливной плотины, эффективнее всего выполнять разрушения адгезивных слоев пошаговым приложением усилий к сторонам затвора [2]. Поэтому для предотвращения аварийных ситуаций предложено усовершенствовать не только разработанную ранее ЭС но применить алгоритм пошагового формирования прикладываемых момент к сторонам затвора с контролем температурного режима работы асинхронной машины и времени формируемого импульса момента при минимальном значении тока статора [3]. Математическая модель ЭС приведена на рис. 4.

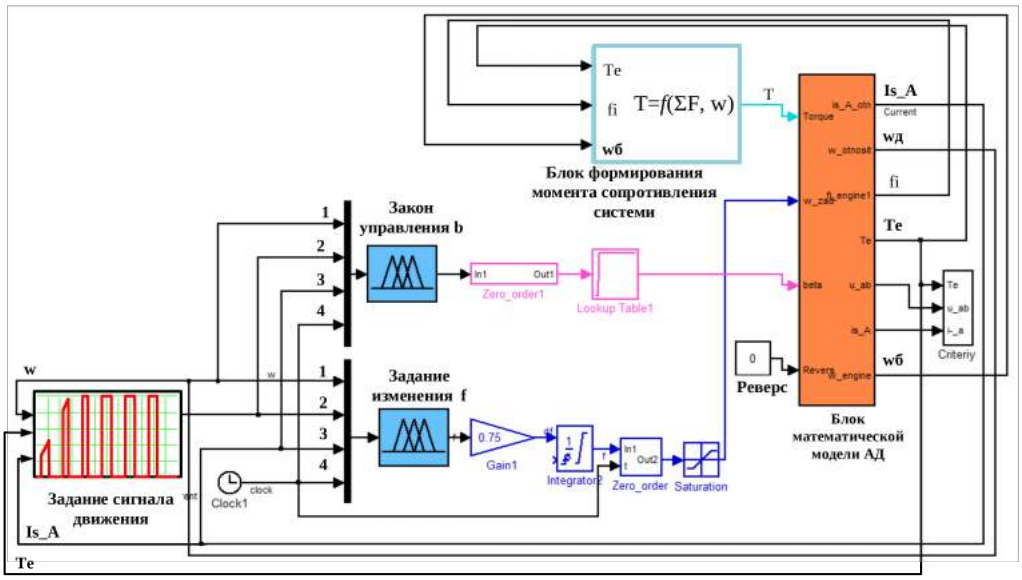


Рис. 4. Математическая модель экспертной системы управляемого трогания в программной среде Matlab

Предложения экспертная система помимо существующих уже блоков фаззи–логики для определения частоты питающего напряжения и выбора закона частотного управления в зависимости от значения параметра блока формирования момента сопротивления системы, который формирует усилие сопротивления в зависимости от входных сигналом электромагнитного момента (T_e), угловой скорости барабана подъемного механизма ($\omega_б$) и частоты вращения электромагнитного поля АД (f_i) по математической зависимости $T = f(\sum F, \omega)$, дополнена блоком задания сигнала движения. В данном блоке формируются импульсы подачи момента и паузы с контролем температуры нагрева обмоток статора косвенным методом на базе математических зависимостей предложенных в [3].

В модели реализован режим трогания в циклическом виде с заранее рассчитанными временными значениями импульсов прикладываемых моментов и пауз. При необходимости время импульсов может ограничиваться при превышении температуры нагрева. Следует отметить, что ЭС формирует повышения пускового момента с каждым последующим импульсом при ограничении тока статора, подбирая амплитуду и частоту питающего напряжения по эвристическим правилам, заложенным в блоках фаззи–логики.

Для выполнения сравнительного анализа характеристик частотно−регулируемого электропривода в исходной и модернизированной ЭС условия работы должны совпадать. Поэтому в предложенной ЭС режим трогания смоделирован для одного привода двухдвигательной системы и состоит из нескольких импульсов формируемого момента трогания, количество которых определяется или началом движения системы, или пределом температурного нагрева, даже если движение отсутствует. Результаты математического моделирования разработанной ЭС приведены на рис. 5 – рис.11. Для упрощения анализа на каждом рисунке представленных характеристик приведен сигнал задания скорости (U_z).

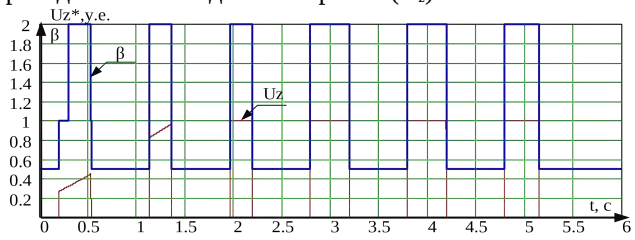


Рис. 5. Задание скорости (Uz) и показателя степени частотного управления (b)

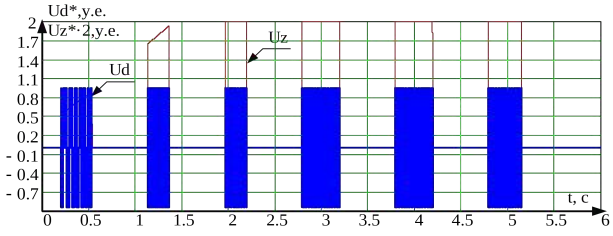


Рис. 6. Формирование напряжения при трогании системы с фаззи–логикой

Напряжение задания формируется с плавным разгоном технологического механизма для обеспечения выборки канатов и зазоров трансмиссии механизма (рис. 5. U_z^*). В соответствии и изменением момента сопротивления меняется (рис. 5. β) в законе частотного управления $U / f^{1/\beta} = const$. Следуя этим условиям формируются параметры питающего напряжения (рис. 6. U_d^*).

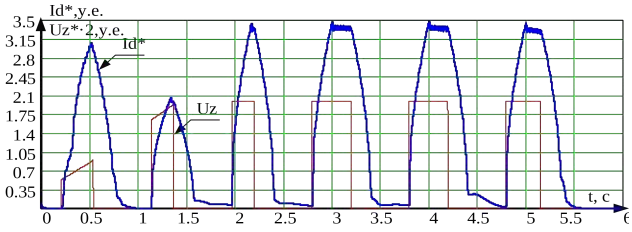


Рис. 7. Действующие значения ток статора

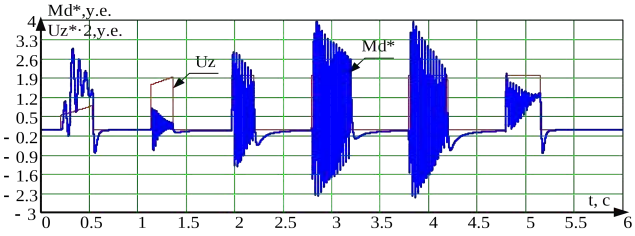


Рис. 8. Формирование момента двигателя

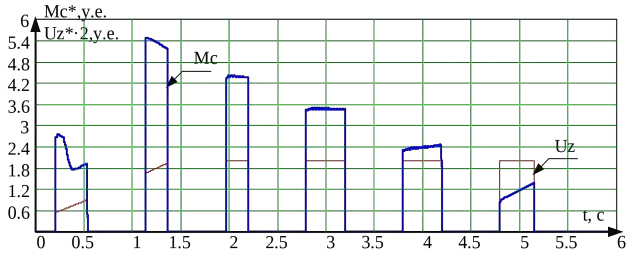


Рис. 9. Момент сопротивления механизма

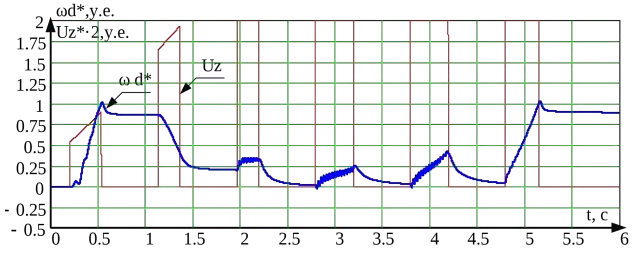


Рис. 10. Угловая скорость двигателя

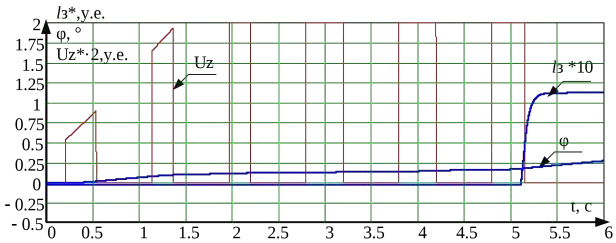


Рис. 11. Угол поворота вала барабана лебедки и перемещение стороны затвора при трогании

На первом импульсе трогания, при выборке зазоров пусковой ток достигает $3I_н$ (рис.7 I_d^*), как и мгновенное значение момента, превышает номинальный почти в 2 раза (рис. 8 M_d^*). Механизм начинает разгон (рис. 10. ω*) происходит поворот вала примерно на 0,5° (рис. 8), момент сопротивления имеет резкий спад (t = 0,4 с.) что соответствует началу движения кинематических пар самого привода (рис. 6. M_c^*).

После натяжении каната значения переменных тока и момента имеют минимальное значение, так как попытка трогания выполняется при номинальных параметрах АД. Движение двигателя прекращается, так как момент сопротивления превышает расчетное в 5 раз. Следующая попытка трогания формируется с моментом, превышающим паспортное значение в зависимости от решения ЭС по эвристическим правилам, которые в ней записаны.

Как видно из рис. 7, рис. 8 с каждой последующей попыткой значение пускового момента, как и значение тока увеличиваются. Каждая последующая попытка трогания уменьшает момент сопротивления технологического механизма, разрушая адгезивные соединения рабочего органа с рабочей средой. На последней попытке происходит начало движения технологического механизма (рис. 11. *l*з) и система останавливает выполнение алгоритма трогания. Дальше ЭС переходит к выполнению программы по синхронному перемещению сторон затвора по направляющих кармана сливной плотины.

Как видно из приведенных графиков модернизированная система выполняет пуск на 1 с. дольше. Однако при анализе токовых характеристик видно, что среднее значение тока за период выполнения трогания в пошаговом режиме составляет $1{,}04I_{н}$, что почти 2 раза меньше чем начальной ЭС, хотя значение амплитуды за импульс могли превышать исходные в 1,7 раза Аналогичная ситуация и с пусковым моментом значение которого при пошаговом режиме превышает исходное в 1,45 раза. Это объясняется повышением пускового момента при каждом последующем импульсе. Как видно из скоростных характеристик при использовании пошагового режима трогания снижаются также и динамические нагрузки в кинематических парах трансмиссии электропривода за счет снятия напряжения в точках соприкосновения вращающихся частей, что снижает износ элементов механизма и повышает его работоспособность.

Выводы: Обоснованно применения теории нечетких множеств для реализации экспертной системы автоматического управления двухдвигательным электроприводом, позволяющей расширить возможности пусковой системы на базе частотно–регулируемого электропривода и эффективно использовать специальные алгоритмы предстартовых операций с целью повышения эффективности выполнения рабочей операции технологическим механизмом.

Модернизированная экспертная система управления обеспечивает трогание, пуск и работу механизма подъема при изменении момента сопротивления в процессе выполнения предстартовой подготовки в пошаговом режиме. Разрушения адгезивных слоев рабочего органа при этом характеризуется меньшими затратами электроэнергии. При этом время выполнения трогания увеличивается 20%, что для данного технологического механизма не имеет значение. Так же модернизированная система выполняет контроль температурных режимов и формирует ток в зависимости от параметров нагрева обмоток статора асинхронной машины. Модернизации ЭС происходит за счет применения специально разработанного алгоритма и не требует значительных материальных и технических средств.

Предложенная структура интеллектуальной системы управляемого трогания может быть использована для различных технологических механизмов, где момент сопротивления при трогании превышает рабочее значение в несколько раз и имеет нелинейный характер.

Список литературы: 1. Хребтова О.А. Особенности трогания кранового электропривода подъема затвора сливной плотины / О. А. Хребтова, А. И. Гладырь // Вестник национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Тематический выпуск № 30 «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – 2009. – 250 с. **2.** Хребтова О.А. Дослідження властивостей системи електропривода механізму підйому затвору зливної греблі / О. А. Хребтова, С. А. Сергієнко // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу – Кременчук: КрНУ, 2012. – Вип. 3/2012 (19). – 660 с. **3.** Хребтова О.А. Управление трогением асинхронного электропривода грузоподъемного механизма / О. А. Хребтова, В. В. Ченчевой, А. И. Гладырь // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2014. – Вип. 3/2014 (27). – С. 27–35. **4.** Хребтова О.А. Електропровід механізму підіймання затвора зливної греблі з керованним процесом рушання / О. А. Хребтова, С. А. Сергієнко // Вісник вінницького політехнічного інституту. Науковий журнал №2 (131). –2017.– 112 с. **5.** Золотухин А. Б. Применение теории нечетких множеств к количественной и качественной оценке риска / А. Б. Золотухин, У. Гудместад // International Journal of Offshore and Polar Engineers (IJOPE). – 2002. – т. 12, № 4 – С. 288–296. **6.** Хребтова О.А. Определение момента асинхронного двигателя при трогании / О. А. Хребтова, В. В. Ченчевой, В. А. Огарь // Електромеханічні і енергозберігаючі системи: щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2013. – Вип. 4/2013 (24). – 106 с.

Bibliography (transliterated): 1. Khrebtova, O.A. and Gladyr, A.I. (2009), "Peculiarities of starting the crane electric drive of the lifting of the gate of the drain dam", Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta "Kharkovskiy politekhni-cheskiy institut", no. 30, 250 p. (in Russian) **2.** Khrebtova, O.A. and Sergienko, S.A. (2012), "Studying the properties of the system electric winders shutter drainage dam", Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy. Tematychnyy vypusk "Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriya i praktyka" naukovo-vyrobnychoho zhurnalu, Vol. 3, no. 19, 660 p. (in Ukrainian) **3.** Khrebtova, O.A., Chenchevoy, V.V.. and Gladyr, A.I. (2014), "Control of starting of an asynchronous electric drive of a load-lifting mechanism", Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy, shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, Vol. 4, no. 27, 106 p. (in Russian) **4.** Khrebtova, O.A. and Sergienko, S.A. (2017), "Elektroprovid mechanism for lifting the shutter drainage dam kerovannym pick-up process", Bulletin of Vinnytsia Polytechnic Institute. Scientific journall, Vol. 2, no. 131, 112 p. (in Ukrainian). **5.** Zolotukhin A. B end Goodmestad W. "Application of the theory of fuzzy sets to quantitative and qualitative risk assessment", International Journal of Offshore and Polar Engineers (IJOPE). - 2002. - Vol. 12, no. 4 - p. 288-296. **6.** Khrebtova, O.A., Chenchevoy, V.V. and Ogar, V.A. (2013), "Determination of the moment of an asynchronous motor at the touching", Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy, shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, Vol. 4, no. 24, 106 p. (in Russian).

Поступила 15.06.2017

УДК 621.34-52

В. П. СТЯЖКІН, канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;
В. І. ТЕРЯЄВ, канд. техн. наук, доц., Національний технічний університет України «КПІ»;
С. І. ГАВРИЛЮК, аспірант, Інститут електродинаміки НАНУ, Київ

ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДІВ ЧАСТОТНОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ ДУГОСТАТОРНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ АНТЕН СУДНОВИХ НАВІГАЦІЙНИХ РЛС

Вступ. Суднові навігаційні РЛС використовуються для визначення координат і параметрів руху різних надводних і берегових об'єктів, берегової лінії та інших перешкод, здатних відбивати радіохвилі, які випромінює і приймає антена. Це дозволяє забезпечити безпеку мореплавання в обмежених умовах видимості, безпечне розходження суден, визначення місця судна по відомим береговим або плавучим орієнтирам.

Одним з головних механізмів будь-якої РЛС є антена, обертання якої здійснюється електроприводом (ЕП). ЕП суднової РЛС повинен забезпечити високу стабільність швидкості обертання при різкозмінному вітровому навантаженні, хитавиці судна та в несприятливих кліматичних умовах. Також до електроприводу РЛС висувається ряд вимог, таких як надійність, технічний ресурс роботи понад 20 років, ремонтоздатність, висока точність відпрацювання в секторному режимі, коли в межах одного оберту змінюється швидкість, та інші.

В [1,2] показано доцільність застосування дугостаторного асинхронного двигуна (ДАД) для суднових навігаційних РЛС, статор якого складається з декількох індукторів, а ротор виконаний у вигляді феромагнітного диску з короткозамкненою обмоткою. Основними перевагами ЕП на базі ДАД є простота і надійність, виключення редуктора із кінематичного ланцюга, можливість інтегрування в існуючі РЛС та збільшення потужності за рахунок селективного включення індукторів в роботу. Водночас дугостаторний двигун має ряд особливостей та недоліків – м’які механічні характеристики за рахунок збільшеного повітряного проміжку, низькі коефіцієнти корисної дії та потужності, крайові ефекти, викривлення картини поля, насичення магнітопровода.

Застосування стандартного закону частотного керування для ДАД в нижній частині діапазону регулювання призводить до посилення його недоліків – різкого зменшення критичних зусиль та жорсткості механічних характеристик [3]. **Метою статті** є розробка нових модифікованих методів частотного керування, які враховують особливості дугостаторних двигунів.

Постановка задачі. Особливості характеристик ДАД пов'язані зі специфікою електромагнітних процесів, які викликані розімкнутим магнітопроводом, а також ефектами «входу–виходу» електромагнітного поля, зумовленими переходом елементарних провідних контурів вторинного елемента (ВЕ) з крайової зони в активну і з активної – в крайову [4].

Розімкненість магнітопровода ДАД призводить до відхилення від синусоїдальної форми розподілу потоку в ярмі та індукції в повітряному зазорі. Спотворення картини магнітного поля погіршує тягові та енергетичні характеристики машини. Через нерівномірність розподілу поля уздовж машини котушки обмоток різних фаз знаходяться у неоднакових магнітних умовах, що призводить до асиметрії ЕРС у фазах обмотки індуктора. Це тягне за собою виникнення асиметрії фазних струмів при живленні машини від джерела із симетричною системою напруг. ДАД мають великий повітряний проміжок, що пояснюється особливістю їх конструкції. Ефект послаблення магнітного поля у збільшеному зазорі, а також по товщині ВЕ називається товщинним. Він призводить до збільшення намагнічувального струму ДАД у порівнянні зі звичайними обертовими двигунами. Вторинне магнітне поле, обумовлене струмами вторинного елемента, значно впливає на сумарний магнітний потік в зазорі машини. Навіть при русі ВЕ з синхронною швидкістю відносно поля, в ньому виникають струми і втрати, викликані наявністю границь індуктора, тобто явищами «входу–виходу». Виникаючі при цьому зусилля можуть бути як гальмівними, так і рушійними [4].

Особливості роботи ДАД, обумовлені реакцією ВЕ, отримали назву вторинного поздовжнього крайового ефекту, а особливості, що мають місце при відсутності реакції вторинної частини – первинного крайового ефекту. В цілому сукупність розглянутих особливостей електромагнітних процесів у машинах з роз'єднаними магнітопроводами отримала назву поздовжнього крайового ефекту (ПКЕ). Найбільший вплив мають ПКЕ, особливо для ДАД з малим числом полюсів і великим значенням відношення реактивності намагнічуючого контуру до приведеного вторинного опору – електромагнітної добротності машини. Це призводить до появи додаткових складових струмів і вторинних втрат біля країв осердя, подальшого зниження ККД і тягового зусилля машини [4].

Зазначені вище особливості електромагнітних процесів ДАД необхідно приймати до уваги при розробці та дослідженні законів керування ним. Можна сформулювати наступні критерії вибору методу керування ДАД, які враховують його конструктивні особливості та умови використання для електропривода РЛС:

- переважна робота на низьких швидкостях та частотах;
- необхідність збільшення жорсткості механічної характеристики та критичного моменту, особливо в нижній частині діапазону регулювання;
- врахування впливу насичення магнітного ланцюга ДАД при синтезі алгоритмів методів керування;

© В.П. Стяжкін, В.І. Теряєв, С.І. Гаврилюк, 2017

▪ застосування методів регулювання, які не потребують безпосереднього керування складовими магнітного потоку;

▪ енергозбереження в умовах обмежених енергоресурсів джерела живлення;

▪ забезпечення полоси пропускання привода, достатньої для відпрацювання пульсуючого знакозмінного моменту навантаження РЛС.

У зв'язку з обмеженою технологічною можливістю зменшення зубцевого кроку та полюсного ділення ДАД та відсутністю можливості використання редуктора, єдиним способом отримання низьких робочих швидкостей для ДАД є живлення напругою зниженої частоти. Тому буде доцільно розглянути методи частотного керування АД і визначити границі їх застосованості відносно ДАД.

Матеріали досліджень. Класифікація основних методів частотного керування представлена на рис. 1 [3].

Розглянемо можливості застосування існуючих методів частотного керування [3, 5] для дугостаторного асинхронного електропривода.

Компенсація впливу активного опору індуктора (*IR*–компенсація). При скалярному керуванні АД на частотах в діапазоні 0÷10 Гц реактивний опір його обмоток зменшується ($X_L = 2\pi fL$) і відповідно зменшується спад напруги на індуктивності, а вплив активної частини опору відносно збільшується. Це призводить до ослаблення магнітного поля і, як наслідок, зменшення жорсткості механічної характеристики та перевантажувальної здатності двигуна. Рівняння електричної рівноваги індуктора записується за другим законом Кірхгофа:

$$U_1 = E_1 + I_1 r_1 = E_1 + \Delta U, \qquad (1)$$

де $\Delta U = I_1 r_1$ – додаткова напруга, необхідна для компенсації спаду напруги на активному опорі індуктора.

Рис. 1 Класифікація методів частотного керування АД

Даний метод дозволяє регулювати кутову швидкість АД з критичним моментом і статизмом, близькими до природної механічної характеристики в діапазоні близько 10:1. Для забезпечення більшої жорсткості характеристики і діапазону регулювання необхідно застосовувати зворотній зв'язок за швидкістю.

Через завищений повітряний проміжок ДАД у порівнянні з АД доводиться суттєво збільшувати намагнічуючу силу обмоток статора, щоб подолати великий магнітний опір зазору. В результаті цього магнітна система ДАД знаходиться у насиченому стані. Як наслідок ще більше зменшується питома доля реактивних опорів статора і ротора у порівнянні з відповідними активними опорами. Тому можна говорити про доцільність застосування методу *IR*–компенсації для ДАД, однак потрібно враховувати вплив крайових ефектів.

Компенсація впливу повного опору індуктора (*IZ*–компенсація). Для компенсації спаду напруги на обмотках АД збільшують вхідну напругу залежно від навантаження.

Метод включає наступні модифікації [5]:

компенсація в скалярній формі:

$$\Delta u_1 = \Delta u_{1\alpha} = i_1 z_1 = i_1 \sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma ном}\alpha)^2}, \qquad (2)$$
$$\Delta u_{1\beta} = 0;$$

компенсація в векторній формі:

$$\Delta u_1 = i_1 z_1 \Rightarrow \begin{matrix} \Delta u_{1\alpha} = i_{1\alpha} r_1 - i_{1\beta} x_{1\sigma ном}\alpha \\ \Delta u_{1\beta} = i_{1\beta} r_1 - i_{1\alpha} x_{1\sigma ном}\alpha \end{matrix}. \qquad (3)$$

де i_1 – струм обмотки статора, r_1 – активний опір обмотки статора, $x_{1\sigma ном}$ – індуктивність розсіювання обмотки статора, $\alpha = f_1 / f_н = \omega_1 / \omega_н$ – частота струму статора.

Принциповою відмінністю режиму *IZ*–компенсації є відсутність насичення магнітопроводу при будь-яких частотах і навантаженнях, тому що напруга кола намагнічування підтримується постійною і рівною напрузі в режимі холостого ходу.

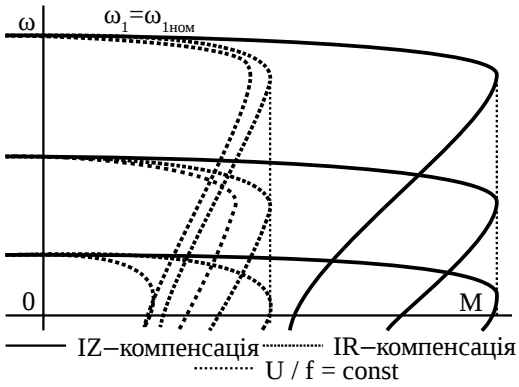


Рис. 2 Механічні характеристики АД при різних модифікаціях частотного керування

Для стабілізації потоку у всьому діапазоні зміни частоти і моменту необхідно збільшувати напругу живлення приблизно в два рази, що не завжди можливо в силу технічних характеристик двигуна. Щоб стабілізувати електромагнітний потік необхідно вимірювати напругу чи струм статора або потік в повітряному проміжку, що дещо ускладнює реалізацію даного метода. Для підвищення жорсткості характеристик та одержання більшого діапазону регулювання використовують зворотний зв'язок за швидкістю.

Метод компенсації впливу повного опору індуктора може застосовуватися і для ДАД за умови врахування крайових ефектів. Оскільки в ДАД переважний вплив на характеристики двигуна має активна складова опору статора, а даний метод значно складніший у реалізації, більш доцільно буде застосовувати метод компенсації активного опору індуктора. На рис. 2 представлені механічні характеристики АД при застосуванні частотного керування з *IR*- та *IZ* – компенсацією [5].

Використання натуральної орієнтації по вектору потокозчеплення ротора ґрунтується на представленні АД в динамічній формі з використанням другого методу Ляпунова.

Формування заданого потокозчеплення статора дозволяє модифікувати механічні характеристики частотно-

керованого АД залежно від заданої кутової швидкості. Значення заданого потоку двигуна, при якому перевантажувальна здатність зберігається на номінальному рівні, дорівнює [6]:

$$\psi^* = \psi^*_н \sqrt{\frac{\omega^* p_н z\left(\alpha_1^2 + \omega_{0н}^2\right)}{\omega_{0н} z_н \left(\alpha_1^2 + \left(\omega^* p_н\right)^2\right)}} \quad , \tag{4}$$

де коефіцієнт $\alpha_1 = r_1 / L_1$; ω^*, ψ^* – задані значення кутової швидкості і модуля потокозчеплення статора; $p_н$ – число пар полюсів; z, $z_н$ – повні опори; $\psi^*_н$ – номінальне потокозчеплення, $\omega_{0н}$ – швидкість холостого ходу.

Даний метод дозволяє підтримувати значення критичного моменту частотно–керованого АД на номінальному рівні шляхом формування заданого потокозчеплення статора залежно від заданої кутової швидкості. Реалізація даного методу керування може бути здійснена без використання спеціалізованих датчиків регульованих координат на основі спостерігачів. В той же час внаслідок насичення магнітопроводу ДАД складові магнітного потоку стають малокерованими, що ускладнює реалізацію даного метода.

Компенсація ковзання. В АД має місце ефект ковзання – відставання швидкості обертання ротора від магнітного поля, що створюється обмотками статора. При чому цей ефект присутній і в режимі реального холостого ходу, а зі збільшенням навантаження його величина зростає. Режим компенсації ковзання полягає у зміні частоти живлення АД в залежності від навантаження на валу, тобто, фактично від струму статора. Даний метод дозволяє підвищити жорсткість механічної характеристик АД та збільшити діапазон регулювання швидкості до значення 20:1. Може застосовуватися у поєднанні з іншими методами, наприклад, з *IR*–компенсацією.

Для ДАД режим компенсації ковзання полягає в усуненні похибки робочого ковзання при одночасній компенсації впливу кінцевих ефектів і активного опору індуктора. З цією метою у рівняння динаміки ДАД та схему заміщення вводиться функція $f(Q)$, яка враховує вплив кінцевих ефектів на основі моделі Данкана [7, 8]:

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q}; \; Q = \frac{lR_2}{vL_2}; \tag{5}$$

де l – довжина індуктора; v – швидкість ВЕ; r_2, L_2 – активний опір та індуктивність вторинного елемента. Для роботи алгоритму керування ДАД необхідне вимірювання швидкості, коефіцієнта потужності, струму індуктора, а також відомості про активний опір і індуктивність індуктора та активний опір вторинного елемента.

Після огляду різних модифікацій методу частотного керування для АД можна зробити висновок, що для ДАД доцільно буде застосовувати комбіновані методи, які враховують розглянуті вище його конструктивні особливості.

Для побудови функціональної схеми комбінованого частотного керування ДАД скористаємося залежностями для стандартного АД. Такий підхід можна пояснити тим, що в алгоритмі керування ДАД буде застосовано метод компенсації впливу активного опору обмотки статора r_1, а також компенсація крайових ефектів на основі моделі Данкана. Механічна характеристика АД при відсутності компенсації опору обмотки статора представляється у вигляді уточненої формули Клосса [5]:

$$M = 2M_k \cdot \left[\left(1 + \frac{r_1}{r_2}\right) / \left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2 s_k \frac{r_1}{r_2}\right) \right] \quad , \tag{6}$$

де $s_к$ – критичне ковзання, $M_к$ – критичний момент, r_2 – активний опір обмотки ротора, приведений до обмотки статора.

За наявністю компенсації впливу опору обмотки статора приймемо $r_1 = 0$. Тоді для ДАД залежність (6) прийме спрощений вид:

$$M = 2M_k \cdot \left[1 / \left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}\right) \right] \quad , \tag{7}$$

Якщо у формулу (7) замість M і $M_к$ підставити номінальні значення $M_н$, $s_н$, то можна отримати вираз для розрахунку критичного ковзання [5]:

$$s_к = s_н \left(\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}\right) \quad ; \tag{8}$$

де $\lambda = M_к / M_н$ – перевантажувальна здатність двигуна.

Для рушійного режиму роботи формула (8) матиме вид:

$$s_к = s_н \left(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1}\right) \quad ; \tag{9}$$

Критичному ковзанню $s_к$ відповідає електрична частота ВЕ:

$$f_2 = f_{1н} s_к \quad ; \tag{10}$$

Враховуючи (7) і (10), f_2 можна переписати:

$$f_2 = f_{1н} s_к \left(\left(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1}\right)\right) \quad ; \tag{11}$$

Механічний момент на валу ДАД можна визначити за співвідношенням:

$$M_c = \frac{P}{\omega} \quad , \tag{12}$$

де P – активна потужність, яка передається від індуктора до вторинного елемента через повітряний проміжок; ω – фактична кутова швидкість ротора ДАД.

Потужність P можна представити у вигляді [8]:

$$P = 3U_1 I_1 \cos\varphi(1 - f(Q)) - I_1^2 r_1 \; ; \quad (13)$$

де U_1, I_1 - фазні напруга і струм індуктора, cosφ коефіцієнт потужності, r_1 активний опір статора

Оскільки в системі ЕП РЛС використовується зворотній зв'язок за швидкістю, (5) можна переписати:

$$Q = \frac{lR_2}{vL_2} = \frac{lR_2}{\omega R_Д L_2} \quad , \qquad (14)$$

де $R_д$ – радіус дуги двигуна.

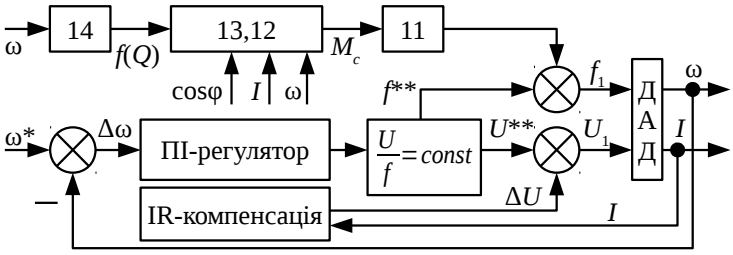


Рис. 3 Функціональна схема частотного керування ДАД

На основі (1,7÷14) була побудована функціональна схема комбінованого методу частотного керування ДАД з урахуванням крайових ефектів та з компенсацією активного опору індуктора, представлена на рис. 3. Вихідною величиною є кутова швидкість ω, яку потрібно підтримувати на заданому рівні, що реалізується на базі звичайного ПІ-регулятора. Оскільки для ЕП навігаційних РЛС ключовими вимогами є висока стабільність швидкості та точність визначення кутового положення [2], використання зворотнього зв'язку за швидкістю є необхідним. Напруга та частота з індексами (**) являються сформованими величинами за законом $U / f = const$. У верхній частині схеми, цифрами всередині блоків, вказані номери формул, які розраховуються.

Для реалізації даного алгоритму окрім кутової швидкості ротора, потрібно вимірювати фазні струми та напруги індукторів. Щоб розрахувати потужність за формулою (13) потрібно знати коефіцієнт потужності *cosφ*. Його можна визначити шляхом вимірювання часу переходу синусоїди струму та напруги через нуль, або розрахувати аналітичним методом з формули потужності. Також необхідно знати активний та індуктивний опір індукторів та ВЕ (ротора).

Висновки. В статті проведено аналіз ефективності застосування існуючих методів частотного керування для дугостаторного електропривода суднової навігаційної РЛС. Представлено критерії вибору методу частотного керування, спираючись на специфіку ДАД та вимоги до РЛС. В ДАД мають місце крайові ефекти, обумовлені розімкнутим магнітопроводом, насиченням магнітопроводу, збільшеним повітряним проміжком, ефекти «входу–виходу» електромагнітного поля, які призводять до викривлення картини магнітного поля в зазорі, асиметрії струмів у фазах індукторів і, як наслідок, до зменшення енергетичних та експлуатаційних показників електропривода. Тому при синтезі законів керування ДАД необхідно враховувати його конструктивні, а відповідно і електромеханічні особливості. Було запропоновано функціональну схему частотного керування для ДАД з урахуванням крайових ефектів та з компенсацією активної складової опору обмоток статора.

Список літератури: 1. *Волков І.В.* Безредукторная электромеханическая система с дугостаторным электроприводом для радиолокационной станции. *Волков І.В., Стяжкин В.П., Милько Р.Э., Доманский Г.В.* // Електротехнічні комплекси та системи / Тематичний випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика".- Київ, 2011. – Випуск 03 (79). – С. 248-252. **2.** *Стяжкін В.П.* Автоматизована система керування безредукторними електроприводами суднових навігаційних РЛС / *В.П. Стяжкін, С.І. Гаврилюк* // Електроніка та зв'язок. Науково-технічний журнал. – Київ: Том 21, №4 (93), 2016. **3.** *Теряєв В.І.* Особливості частотного керування лінійними асинхронними електродвигунами // *В.І. Теряєв, М.В. Михайлов, М.А. Хитько*. - Доповіді за матеріалами Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. – Київ: "Політехніка", 2014. – с. 248-249. **4.** *Сарапулов Ф.Н.* Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения / Ф.Н. Сарапулов, С.Ф. Сарапулов, П. Шымчак. Екатеринбург: Изд-во УГТУ-УПИ, 2001. - 236 с. **5.** *Усольцев А.А.* Частотное управление асинхронными двигателями // А.А. Усольцев; СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с. **6.** *Пересада С.М.* Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 2: результаты тестирования. *Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Онанко А.Ю.* // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип. 2/2011 (14). – С. 17 – 21.* **7.** *J. Duncan.* Linear induction motor equivalent circuit model. *J. Duncan.* // Proc. Inst. Elect. Eng. B—Elect. Power Appl., vol. 130, no. 1, pp. 51–57, Jan. 1983. **8.** *Теряєв В.І.* Алгоритм скалярного керування лінійним асинхронним двигуном із компенсацією впливу кінцевих ефектів / *В.І. Теряєв, М.О. Островерхов* // Електротехнічні та комп'ютерні системи. Науково-технічний журнал. – Київ: "Техніка", 2011. - с.32-34.

Bibliography (transliterated): 1. *Volkov I.V.* Bezreduktornaya elektromehanucheskaya sustema s dugostatornyum elektropruvodom dlya raduolokatsuonnoy stantsuu. *Volkov I.V., Stiazhkin V.P., Mylko R.E., Domanskyi H.V.*// Elektrotekhnichni kompleksy ta systemy / Tematychnyi vypusk "Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriia i praktyka". – Kyiv, 2011. – Vypusk 03 (79). – S. 248-252. **2.** *Stiazhkin V.P.* Avtomatyzovana systema keruvannia bezreduktornymy elektropryvodamy sudnovyh navihatsiinyh RLS // *V.P. Stiazhkin, S.I. Gavryluk* // Elektronika ta zviazok. Naukovo-tekhnichnyi zhurnal. – Kyiv: Tom 21, №4 (93), 2016. **3.** *Teryaev V.I.* Osoblyvosti chastotnoho keruvannia liniinymy asynkhronnymy elektrodvyhunamy / *V.I.Teryaev, M.V.Mykhailov, M.A.Khytko.* – Dopovidi za materialamy Mizhnarodnoi naukovo-tekhnichnoi konferentsii molodykh uchenykh, aspirantiv i studentiv. Suchasni problemy elektroenerhotekhniky ta avtomatyky. – Kyiv: «Politekhnika», 2014. – s. 248-249. **4.** *Sarapulov F.N.* Matematycheskye modely luneynux unduktrornuh mashyn na osnove skhem zameshchenyia // *F.N. Sarapulov, S.F. Sarapulov, P.Shumchak.* Ekaterynburh: Yzd-vo UHTU-UPY, 2001. - 236 s. **5.** *Usoltsev A.A.* Chastotnoe upravlenye asynhronnumy dvyhateliamy / *A.A. Usoltsev*; SPb: SPbHU YTMO, 2006. – 94 s. **6.** *Peresada S.M.* Obobshchennuy alhorytm chastotnoho upravlenuya asynkhronnumy dvyhatelyamy. Chast' 2: rezultatu testyrovanuya. *Peresada S.M., Kovbasa S.N., Onanko A.Yu.* // Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy. – Kremenchuk: KrNU, 2011. – Vyp. 2/2011 (14). – C. 17 – 21. **7.** *J. Duncan.* Linear induction motor equivalent circuit model. *J. Duncan.* // Proc. Inst. Elect. Eng. B—Elect. Power Appl., vol. 130, no. 1, pp. 51–57, Jan. 1983. **8.** *Teryaev V.I.* Alhorytm skaliarnoho keruvannia liniinym asynkhronnym dvyhunom iz kompensatsiieiu vplyvu kintsevykh efektiv / *V.I. Teryaev , M.O. Ostroverkhov* // Elektrotekhnichni ta kompiuterni systemy. Naukovo-tekhnichnyi zhurnal. – Kyiv: «Tekhnika», 2011. - s. 32-34.

Надійшла 19.06.2017

УДК 621.313.332

N. ZACHEPA, assistant, Kremenchuk National University;
IU. ZACHEPA, assoc. prof., Kremenchuk National University.

VIRTUAL GAGE FOR ANALYSIS OF ENERGY CONVERSION QUALITY IN ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

Problem statement. Uninterrupted power supply is a very important issue today, especially in cases where technically impossible or economically inefficient use centralized power.

As most universal autonomous power supply using electromechanical generators, which are complex energy system that is characterized by non-linear elements and devices of accumulation.

Emergency situation and disruptions of energy systems can lead to substantial consequences for industrial and municipal enterprises [1]. Refers to the root causes of increasing voltage on the findings of the stator windings, which can lead to breakdown of isolation and the emergence of a multiphase generator short circuits. Dangerous for the isolation voltage increase is a consequence of the disappearance of the magnetic flux of the stator and increased reaction speed of rotation of the unit that occurs when disconnecting the load.

In this regard recently become increasingly popular autonomous diesel generator complex (DGC), in which the non-contact three-phase AC generator. Currently, the most commonly used synchronous generator (SG). Asynchronous generators (AG) compared with synchronous have a simple and reliable design, lower weight and cost in the range of powers to 100 kW [2]. However, the widespread use of DGC AG remain poorly understood issues determining handling capacity of the latter, qualitative and quantitative measures of generated energy.

To the sustainability of AG is necessary to provide two conditions – the presence of controlled sources of reactive mechanical energy [3]. First performed by setting the capacitor, second – implementation AG mechanical connection with a diesel engine internal combustion (DE) or other sources of mechanical energy. When determining the handling capacity of the generator focuses on the choice of regulator capacitive excitation current and the number of degrees capacitor. At the same time to minimize the weight and dimensions valuesand increased mobility DGC characterized comparability capacity of DE and AG respective excitation systems, which also sets strict conditions on the stability of the prime mover and the quality and energy produced generator.

Electricity for both autonomous and stationary sources characterized by three parameters: frequency, voltage and form of the curve. Frequency of voltage characteristic are active power balance required for normal functioning of the consumer, and active power generated by the electric power source.

If the active power, which is produced sources not less than the required electric power receivers, the frequency of the voltage in electricity the system is 50 Hz. In case of shortage of active power frequency voltage in the system is reduced and reached steady state at reduced frequency. Voltage in DGC with AG is a measure of the balance of reactive power. If the system there is a storage of reactive power, the voltage at consumers is less than nominal, while its excess – voltage higher than the nominal value. Reactive power is conventionally divided into generated and consumed. Reactive power in DGC with AG generated – reactive power capacitors. Consumption of reactive power – reactive power induction motors or synchronous machines excited enough as major consumers connected to the terminals of the generator. In view of the above, are actual research process quality indicators autonomous power generation energy sources at the AG. The purpose is to develop indicators overseer energy modes asynchronous generator based on virtual models in the software environment LabVIEW.

Experimental part and results obtained. The most convenient methods of energy processes in different modes autonomous generator complex based on an analysis of the electrical signals, including analysis of the spectra of instantaneous power [2]. The most convenient methods of energy processes independent modes of generator complex based on an analysis of the electrical signals, including analysis of the spectra of instantaneous power [5]. Effective use of this approach should make the equation balance capacity or energy electrical elements of the complex.

The balance of power is the result Telledzhena theorem: The sum of the product of voltage and current of all branches of the circuit which satisfy Kirchhoff's laws equal zero [5]. The product of $U_i(t)\cdot I_i(t)$ is an instant-power $P_i(t)$ of i branch [6] therefore the sum capacity of all branches of the circle is zero. For DGC with AG balance of power are as follows: The amount of power produced AG, is the amount of power consumed by all connected users, which in turn and create branch circuit. In general block diagram of battery power generating units (BPGU) is shown in Fig. 1, comprising: a primary source of mechanical energy (SoME) converter electricity – asynchronous generator (AG) with capacitive excitation system (CES) and power consumers of electricity: single-phase and three-phase alternating current and direct current connectivity through the rectifier. Block control devices contains three groups of sensors.

For analog signals phase voltages a nd currents at the output of the generator serve as sensors VS1–VS3 and CS1–CS. Using sensors VS4–VS6, CS4–CS6 and VS7–VS9, CS7–CS9 ear needed depending on the time of electrical quantities SoME and at the clamps of consumer. Analog to Digital Converter (ADC) transmits the data from the sensors to formation block power of signal (FBPS) function of FBPS is getting signals of instantaneous power [5÷6] as sum of current input signals and abuse of appropriate sensors, converted to Fourier series [7].

© N. Zachepa, Iu. Zachepa, 2017

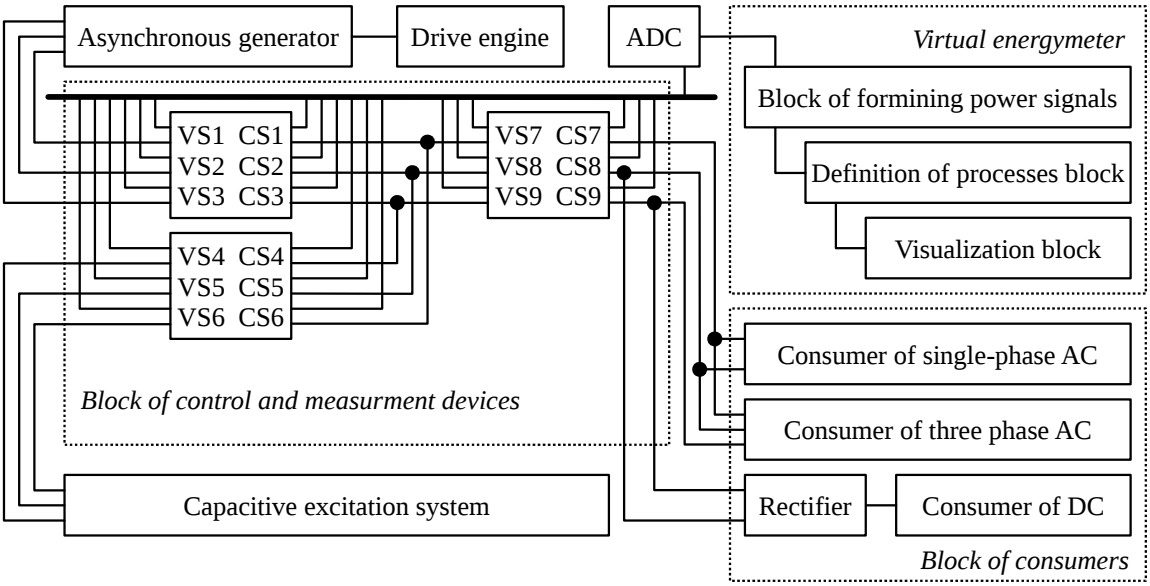


Figure 1 – Block of diagram autonomous energy management plant

Block formation signal power and block identification of indicators energy processes (BIIEP) output for results directly through the power of visualization are part of energy gage which analyzes general quality indicators of electric power at all cell transformation. Definition of indicators of energy processes in AYE performs block DEPB, it enables explore the complex indicators of the voltage $U(t)$, current $I(t)$, and their multiplication, power $P(t)$, namely: Harmonious composition of, effective and average value coefficients distortion signals [8].

Algorithm evaluation processes in an autonomous energy conversion power generating installation is based on the mathematical tools of instantaneous power method, under which the EG is, in general shown in Fig. 2.

Initially performed reading time sensor signals voltage $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$ and currents $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ and representing time signals in frequency as the sum of orthogonal components [9].

For three–phase system of field harmonic voltage and current signals phase A generator can be represented dependencies form:

$$\begin{aligned} u_A(t) &= \sum_{n=1}^{N} U_n \cos(\Omega_n t - \phi_n) = \sum_{n=1}^{N} U_{na} \cos(\Omega_n t) + \sum_{n=0}^{N} U_{nb} \sin(\Omega_n t); \\ i_A(t) &= \sum_{m=1}^{M} I_{na} \cos(\Omega_m t - \psi_m) = \sum_{m=0}^{M} I_{ma} \cos(\Omega_m t) + \sum_{m=0}^{M} I_{mb} \sin(\Omega_m t), \end{aligned} \quad (1)$$

where n, m – number of harmonic voltage and current: N, M – number of harmonic components of voltage and current, φ , ψ – phase angles of voltage and current signals ; Ω_n , Ω_m – angular frequency change of voltage and current signals; $U_{na} = U_n \cos \varphi_n$, $U_{nb} = U_n \sin \varphi_n$ orthogonal cosine and sine components of the signal voltage; $I_{ma} = I_m \cos \psi_m$, $I_{ma} = I_m \sin \psi_m$ – orthogonal cosine and sine components of the signal current.

Presentation time function of power phase A with (1) as a harmonic ortohonal components according to $pA(t) = uA(t) \cdot iA(t)$ will look:

$$p_A(t) = \sum_{k=1}^{K} P_{k0} + \sum_{k=1}^{K} P_{ka} \cos(\Omega_k t) + \sum_{k=1}^{K} P_{kb} \sin(\Omega_k t) \quad ; \quad (2)$$

where $\sum_{k=1}^{K} P_{k0}$ – total permanent component power; $\sum_{k=1}^{K} P_{ka}$ – cosine component of total capacity; $\sum_{k=1}^{K} P_{kb}$ – the total sinus component of power; Ω_k – circular frequency of k harmonic power ($\Omega_k = | \Omega_n \pm \Omega_m |$); k – number of harmonic components of power.

The total capacity of the three–phase system supplied to the stator winding of the generator capacity is the sum of individual phases:

$$p(t) = p_A(t) + p_B(t) + p_C(t) \quad , \quad (3)$$

where p_B, p_C – time function facilities phases B and C.

Analysis of energy processes executed on the virtual laboratory complex (VLC) [10, 11]. Research autonomous power sources based on asynchronous generator with capacitive excitation, that developed in LabVIEW graphical programming environment [12÷16].

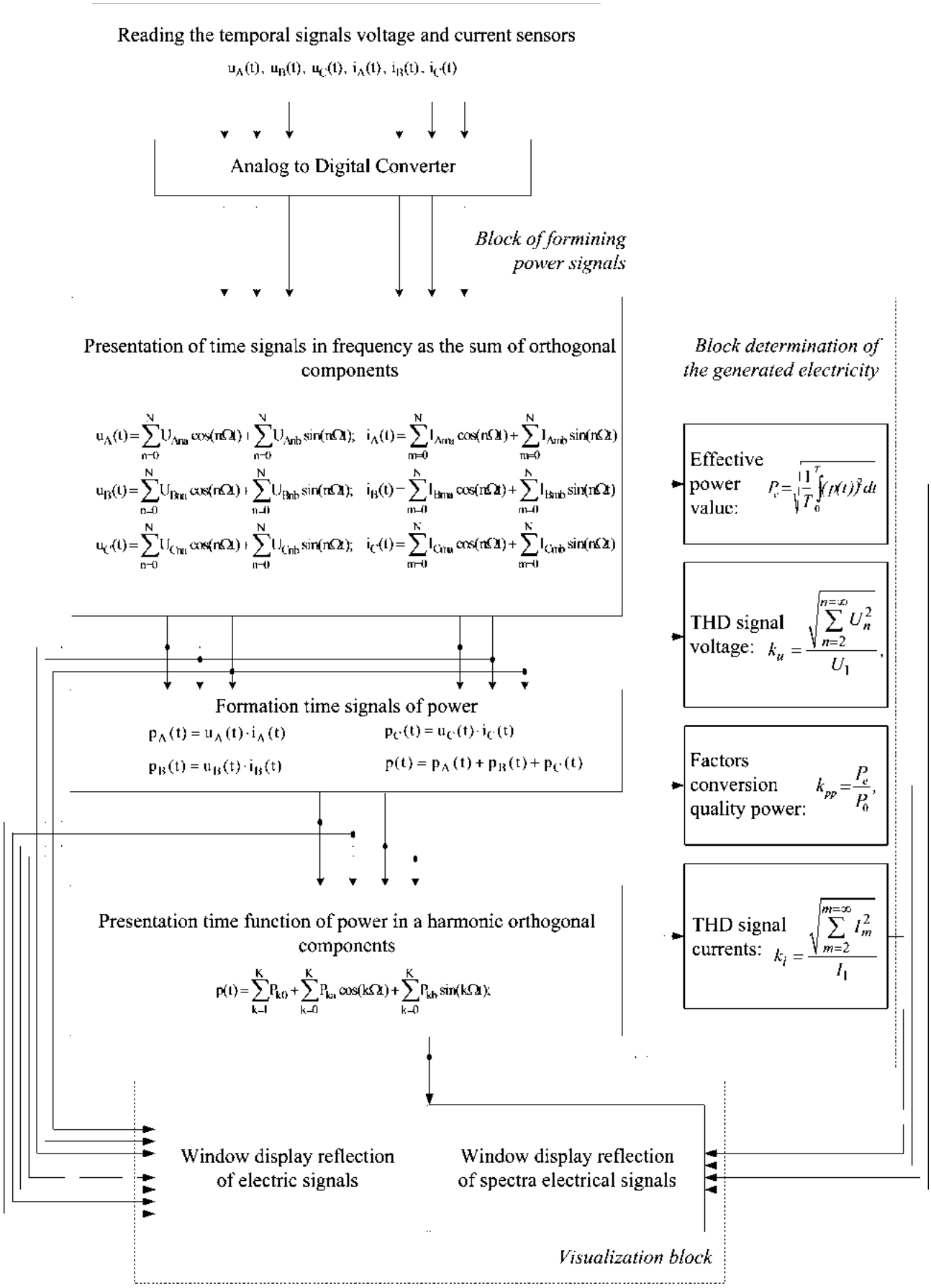


Figure 2 – Algorithm evaluation process energy conversion in the autonomous power generation complex

On the top are displayed in real time depending on changes in signal phase voltages $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$, currents $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$, powers $p_A(t)$, $p_B(t)$, $p_C(t)$, and the curve of the total electric power $p(t)$ that is supplied to the generator stator (fig. 3).

Also on the panel displays numeric coefficients of nonlinear distortion signal current and voltage, and for the power displayed: effective power value, utilization of active and reactive power, nonlinear coefficient of signal power.

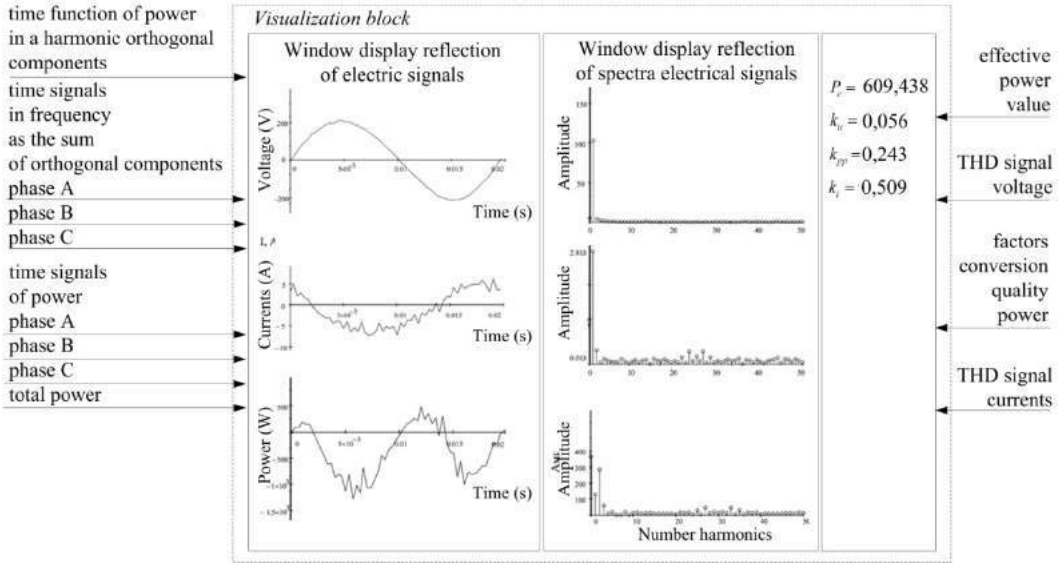


Figure 3 – Display of electrical signals and their spectrum

Designed power warden is a software block whose functionality is the analysis of energy processes in different modes autonomous generator complex.

As mathematical tools used method of instantaneous power, allowing maximum display processes of generation and energy recovery between the power source and the consumer. Defining performance energy conversion processes electrical signals is to obtain dependence of voltage and current and their product – instantaneous power, and the definition of permanent and alternating sinus and cosine components of power effective values of instantaneous power. Research energy processes arising in the power system, allows assessing the quality of energy conversion.

Bibliography (transliterated): 1. Toroptsev, N. F. Asinhronnye generatory dlya avtonomnykh elektroenergeticheskikh ustanovok. Moscow: Energoprogress, 2004. Print. **2.** Zubkov Yu. D. Asinkhronnyye generatory s kondensatornym vozbuzhdeniyem. Kazakhstan: Alma-Ata, 2004. Print. **3.** Grigorash, O. V. "Modern condition and prospects of application of asynchronous generators in the autonomous power." Promyshlennaya energetika, No. 3. 1995. 29–32. Print. **4.** Lukutin, B. V. and Sipaylov, G. A. Ispolzovaniye mekhanicheskoy energii vozobnovlyayemykh prirodnykh istochnikov dlya elektrosnabzheniya avtonomnykh potrebiteley. Frunze: Izd. «Ilim», 1987. Print. **5.** Rodkin D.I. "Sostavlyayushchiye mgnovennoy moshchnosti poligarmonicheskikh signalov." Elektrotekhnika, No. 3. 2003. 39–44. Print. **6.** Rodkin D.I. "Osobennosti primeneniya energeticheskogo metoda identifikatsii dvigateley peremennogo toka pri psevdopoligarmonicheskikh signalakh." Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy, Kremehchuk, KrNU, No. 5. 2009. 7–20. Print. **7.** Rodkin D.I. "Energo Protsessy v trekhfaznoy dvigatel'noy nagruzke s nesinusoidal'nym napryazheniyem pitaniya." Problemy stvorennya novykh mashyn i tekhnolohiy: naukovi pratsi KDPU, No. 1. 1998. 23–35. Print. **8.** Korenkova T.V., Kravec A.M., Serdyuk A.A., Boyko M.B., Mokryy A.Yu. "Struktura ênergonablyudatelya v sostave fizicheskoy modeli êlektrogidravlicheskogo kompleksa." Elektromekhanichni ta enerhetychni systemy, metody modelyuvannya ta optymizatsiyi. Zbirnyk naukovykh prats′ XII Mizhnarodnoyi naukovo-tekhnichnoyi konferentsiyi molodykh uchenykh i spetsialistiv, Kremenchuk, April 10–11. 2014. 77–78. Print. **9.** Zagirnyak M.V., Rodkin D.I., Korenkova T.V. "Otsenka protsessov energo preobrazovaniya s ispol'zovaniyem sostavlyayushchikh mgnovennoy moshchnosti." Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy, Kremehchuk, KrNU, No. 4. 2013. 152–167. Print. **10.** Zachepa Yu.V., Zachepa N.V. and Sergiyenko, S.A. "Software and logical complex for research of diesel generator sets with asynchronous generators." Vísnik Natsíonalnoho tekhníchnoho unívesitetu «Kharkívskiy polítekhníchniy ínstitut», No. 12.1121. 2015. 330–333. Print. **11.** Zachepa, Yu.V. "Mathematical model of autonomous power supplies generated on the basis of diesel generator." Elektromekhaníchní í energozberígayuchí sistemy: shchokvartalniy naukovo-virobnichiy zhurnal, No. 1.29. 2015. 26–37. Print. **12.** Trevis, Dzh. LabView dlya vsekh. Moscow: DMK Press; PriborKomplekt, 2005. Print. **13.** Yevdokimov, Yu.K. and Kirsanov, A.Yu. "Organization of a typical remote automated laboratory using LabVIEW-technology in a technical college." Obrazovatelnyye, nauchnyye i inzhenernyye prilozheniya v srede LabVIEW i tekhnologii National Instruments: Sb. trudov Mezhdunarodnoy konferentsii, Moscow. November 14–15 (2006): Available at: http://www.ict.edu.rux/lib /index.php?id_res=3630. **14.** Batovrin, V.K. and Bessonov, A.S. LabView: praktikum po osnovam izmeritelnykh tekhnologiy: uchebnoye posobiye dlya vuzov. Moscow: DMK Press, 2005. Print. **15.** Batovrin, V.K., Bessonov, A.S. and Moshkin, V.V. "Experience in the development of open educational resources based on virtual instrumentation." Otkrytoye obrazovaniye, No. 5. 2009. 117–124. Print. **16.** Petrov M.N. and Belekhov M.N. "Building a virtual interface meter Postroyeniye interfeysa virtualnogo izmeritelnogo pribora." Vestnik Novgorodskogo gosudarstvennogo universiteta. No. 23. 2003. 96–99. Print.

Received 19.06.2017

УДК 622.625.28-83

А. Б. СЁМОЧКИН, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
В. А. ФЕДОТОВ, ст. преп., Криворожский национальный университет;
Л. В. СМЕНОВА, ст. преп., Государственная академия железнодорожного транспорта, Харьков.

О СТРОЕНИИ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ФУНКЦИИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ШАХТНЫХ ЭЛЕКТРОВОЗОСОСТАВОВ ДЛЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ВАГОНЕТОК

Введение. В последнее десятилетие в Украине возобновлены ожидаемые горнорудной промышленностью научно-изыскательские работы по созданию новых видов и типов шахтных электровозов и, что особенно важно, на базе современных энергоэффективных тяговых электромеханических комплексов (ТЭМК) с автоматизированными системами управления (АСУ) [1-4].

Актуальность исследований. Уровень функционирования АСУ ТЭМК во многом определяется конструкцией алгоритма управления. Последний, в свою очередь, должен предполагать реакцию системы на поведение ТЭМК во всех режимах функционирования. Как установлено, ТЭМК шахтных электровозов, работающих в железорудных шахтах более 50% времени цикла движения электровозосоставов находятся в переходных неустановившихся режимах функционирования. Естественно, что эти режимы вызывают нежелательные колебания всего электромеханического комплекса, которые влияют на динамику поведения состава, а, следовательно, и на ТЭМК, и, безусловно, должны быть учтены путем их минимизации самой системой в соответствии алгоритма управления. Для этого эти колебания, а точнее их динамику, необходимо оценить.

Материал исследований. В условиях большинства отечественных железорудных шахт в составе электровозосоставов используются вагонетки типа ВГ-4.5. Изначально, ранее, эти вагонетки конструктивно оборудовались сцепными устройствами с стальными витыми пружинами. В последствии эти конструкции были подвергнуты дальнейшей доработке, которая заключалась в замене пружин на резиновые демпферы, что естественно повлекло за собой изменение жесткости сцепных устройств, а следовательно, и динамики поведения состава. Как показали «рамочные» исследования последствие такой замены привело к изменению поведения электровозосостава особенно в периоды пуска и торможения [5].

В более ранних исследованиях [6] величина жесткости витой пружины сцепного устройства принималась на уровне 100000 Н/м, Указанная величина исходила из условия, что при усилии 10 кН деформация пружины достигала величины 0,1 м, то есть:

$$C=\frac{F}{x}=\frac{10000}{0,1}=100000 \text{ Н/м}. \quad (1)$$

Оценим приблизительно значение параметров резинового демпфера. Известно, что резиновый демпфер имеет форму в виде диска толщиной 10 см и диаметром 20 см. Марка резины и ее свойства неизвестны. Но мы располагаем полной документацией немецкой фирмы GMT, которая специализируется исключительно на производстве резинотехнических изделий для промышленности, в частности, крановых буферов. Крановые буфера выбраны не случайно, они так же, как буфера вагонеток, могут подвергаться постоянным упругим ударам, и физико-химический свойства, такие как упругость и износостойкость, с высокой долей вероятности будут близки как для крановых буферов, так и для сцепных устройств вагонеток. Так, ниже приведено описание наиболее подходящего для наших случая, кранового буфера с фундаментной плитой. Материал – эластомер: – натуральный каучук (НК), устойчив к старению, применим при температуре от –30° С до +70° С, твёрдость – 70 ± 3°по Шору А.

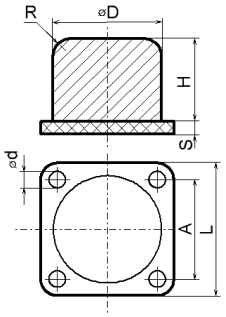


Рис. 1 Геометрические размеры буфера

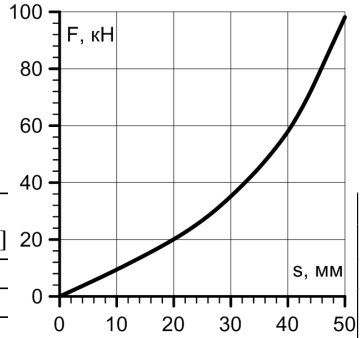


Рис. 2 Графические характеристики демпфирования:

Таблица 1 – Ряд артикулов крановых буферов с фундаментной плитой

Артикул	*D* [мм]	*H* [мм]	*L* [мм]	*A* [мм]	*d* [мм]		
554901	40	34	50	40	5,5		
554902	50	42	63	50	6,5		
554903	63	53	80	63	6,5		
554904	80	66	100	80	9		
554905	100	84	125	100	9		
554906	125	104	160	125	11		
554907	160	131	200	160	11	32	6
554908	200	166	250	200	13	40	6
554909	250	208	315	250	13	50	8

© А.Б. Сёмочкин, В.А. Федотов, Л.В. Сменова, 2017

Из таблицы 1 выбираем наиболее подходящий (по толщине) артикул 554906, у которого толщина примерно соответствует нашему случаю (H = 104 мм), но диаметр заметно отличается – 125 мм (0,125 м), то есть опорная площадь буфера составит:

$$S=\frac{\pi\cdot R^2}{2}=\frac{\pi\cdot 0{,}125^2}{2}\approx 0{,}0122\ \text{м}^2. \quad (2)$$

Опорная площадь буфера вагонетки составит:

$$S=\frac{\pi\cdot 0{,}2^2}{2}\approx 0{,}063\ \text{м}^2, \quad (3)$$

Это примерно в 5 раз больше, чем площадь выбранного нами артикула.

Так как характеристика демпфирования артикула известна (показана на рис. 2), то становится ясным, что при увеличении площади буфера в 5 раз характеристика демпфирования сожмется по оси абсцисс в 5 раз, то есть испытательное усилие 100 кН приведет к деформации не 50 мм, а уже 10 мм.

Полученную при сжатии характеристику аппроксимируем по точкам выражением второго порядка.

Составим таблицу точек для аппроксимации (таблица 2).

Таблица 2 – Точки аппроксимации

$S_{кон}$, мм	0	2	4	6	8	10
$S_{нач}$, мм	0	10	20	30	40	50
$F_{исп}$, кН	0	10	20	36	58	100

Получим выражение для силы упругости резины:

$$F=1{,}412+0{,}559\cdot s+0{,}897\cdot s^2 \quad (4)$$

Коэффициент упругости приблизительно (если линеаризовать характеристику упругости, будет равен:

$$C=\frac{F}{s}=\frac{100000}{0{,}01}=10000000\ \text{Н/м}. \quad (5)$$

Оценим, как изменится характер переходных процессов электровозосостава из 4 вагонеток с электровозом при увеличении жесткости при переходе с пружинных на резиновые амортизаторы.

К сожалению, как показано далее, значительное увеличение жесткости резинового амортизатора практически неизбежно приводит к высоким ударным значениям упругого усилия при столкновении вагонеток. В нашем случае единственный очевидный способ снизить силу ударов – максимально снизить величину скорости электровоза. Очевидно, что за это приходится расплачиваться возрастание времени передвижения вагонетки.

Для моделирования переходных процессов при заданных условиях использовался пакет прикладных программ Matlab. Структура модели представлена на рис. 3.

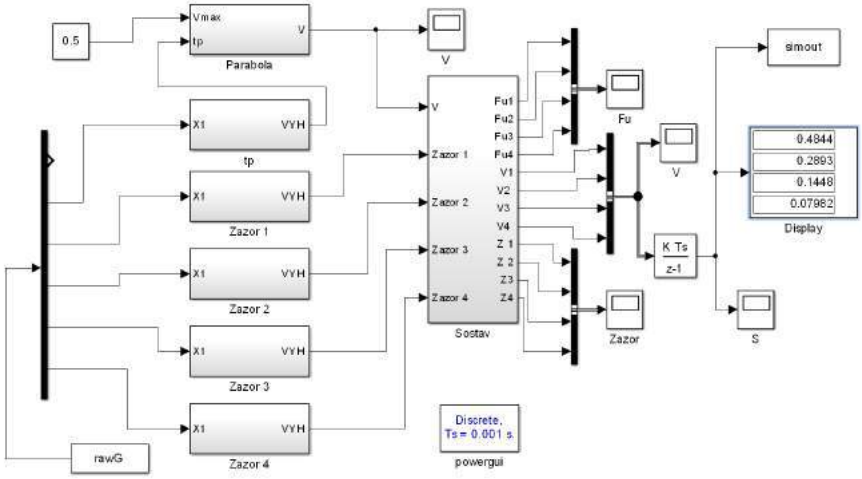


Рис. 3 Структура модели для исследования переходных процессов и планирования экспериментов.

Допустим для примера, что электровоз двигался с небольшой скоростью 0,05м/с произвольных 22 секунды, по тахограмме скорости, показанной на рис. 4. Тогда скорость соответственно первой, второй, третьей и четвертой вагонеток электровозосостава, будут изменяться, соответственно, как это изображено на рис. 5÷8.

Несмотря на хаотическое на первый взгляд движение вагонеток, графики их перемещения обладают достаточно высокой степенью геометрического порядка (рис. 13). При этом согласно рис. 9÷12 следует отметить, что упругие усилия в сцепках вагонеток по амплитуде спадают от «головы» до «хвоста» электровозосостава. Амплитудные значения в первой сцепке достигают величины в 40 кН, что не более чем в два раза превышает номинальное значение тяги электровоза (25 кН), что вполне допустимо в практике.

Оценим возможность точного перемещения вагонеток с помощью теории планирования экспериментов на примере разгрузки вагонеток в опрокидывателе. Ясно, что точность нужна будет в передвижении всего лишь одной вагонеток из электровозосостава, а именно той, что идет под разгрузку. Точное перемещение всех остальных вагонеток оценивать нет смысла. Другими словами, нам нужно получить функцию управления (отклика) для первой вагонетки из состава полностью груженых 4-х вагонеток, для второй вагонетки из состава с пустой первой вагонеткой, для третьей из состава с первыми двумя пустыми вагонетками, и так далее.

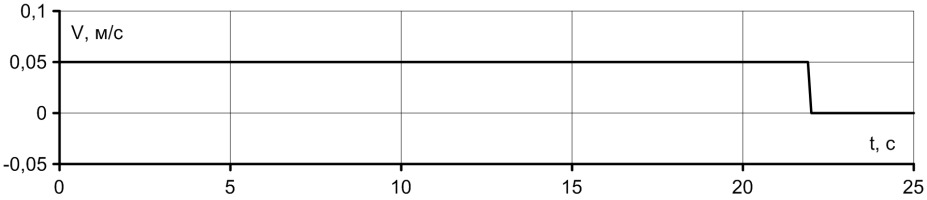


Рис. 4. График скорости электровоза

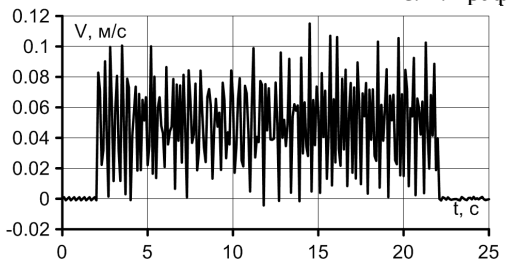


Рис. 5. Скорость первой вагонетк

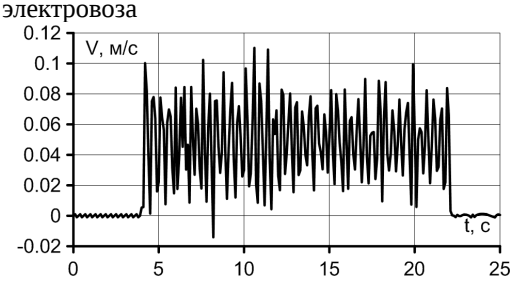


Рис. 6. Скорость второй вагонетки

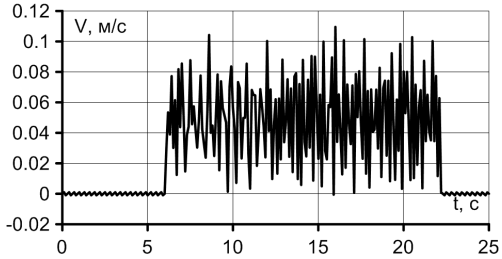


Рис. 7. Скорость третьей вагонетки

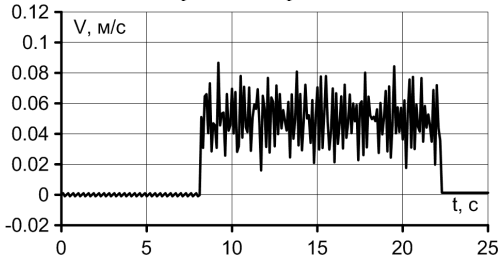


Рис. 8. Скорость четвертой вагонетки

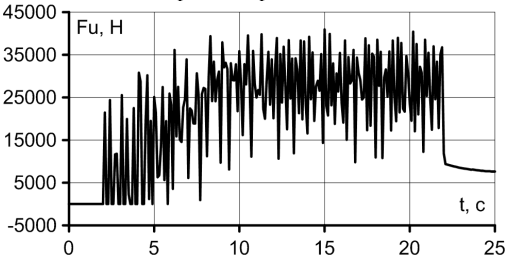


Рис. 9. Упругое усилие в первой сцепке

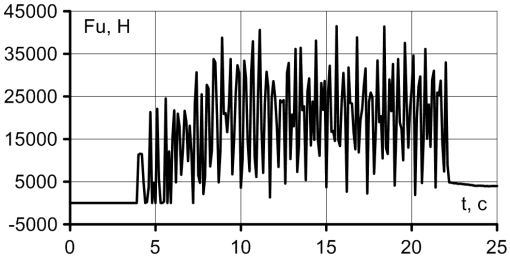


Рис. 10. Упругое усилие во второй сцепке

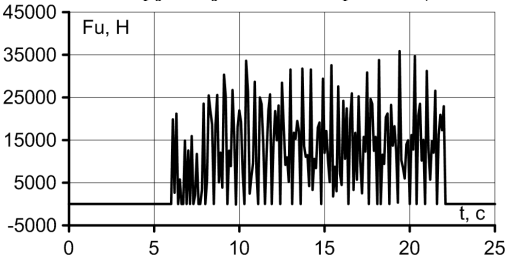


Рис. 11. Упругое усилие в третьей сцепке

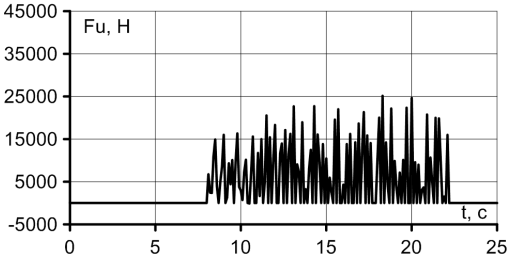


Рис. 12. Упругое усилие в четвертой сцепке

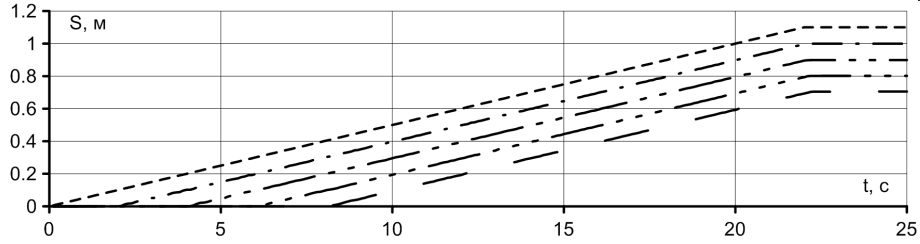


Рис. 13. Перемещение вагонеток с электровозом

Используя методики теории планирования экспериментов, с помощью модели рис. 4 получены все необходимые функции отклика (управления) для пятифакторного эксперимента (факторами которого являются время перемещения электровоза и начальные зазоры в сцепных устройствах состава). При этом скорость движения электровоза была принята неизменной – 0,05 м/с, разгон и торможение электровоза идет импульсно, величина перемещения вагонеток задается временем перемещения в диапазоне 10÷34 с, диапазон изменения зазоров во всех сцепках ±0,1 м.

В качестве примера получена полная управляющая функция для второй вагонетки (с первой пустой вагонеткой):

$$S_2 = 0{,}8999 + 0{,}388\,Tp + 0{,}065\,Z_1 + 0{,}065\,Z_2 + 0{,}0001\,Z_3 - 0{,}000079\,Z_4 + 0{,}0001\,Tp^2 - 9{,}2\cdot10^{-5}\,Z_1^2$$
$$-8{,}5\cdot10^{-5}\,Z_2^2 + 2{,}2\cdot10^{-5}\,Z_3^2 - 5{,}7\cdot10^{-5}\,Z_4^2 + 0{,}0001\,TpZ_1 + 2{,}9\cdot10^{5}\,TpZ_2 + +0{,}0001\,TpZ_3 - 0{,}0001\,TpZ_4 \quad (6)$$
$$+6{,}1\cdot10^{5}\,Z_1Z_2 + 2{,}7\cdot10^{5}\,Z_1Z_3 + 0{,}0001\,Z_1Z_4 + 0{,}0002\,Z_2Z_3 - 6\cdot10^{5}\,Z_2Z_4 + 9{,}3\cdot10^{5}\,Z_3Z_4$$

Для этой функции максимальная ошибка позиционирования по сравнению с экспериментальными данными составляет – 0,2 см, средневзвешенная – 0,06 см. Если упростить это громоздкое выражение, отбросив малозначащие члены, согласно методики теории планирования экспериментов, то мы получим следующее простейшее выражение:

$$S_2 = 0{,}8999 + 0{,}388\,Tp + 0{,}065\,Z_1 + 0{,}065\,Z_2 \quad (7)$$

Для полученного выражения максимальная ошибка составит – 0,3 см, средневзвешенная – 0,068 см, то есть использование простейшего выражения, практически не ухудшит точность позиционирования по сравнению с полным выражением управляющей функции. Аналогично были получены все остальные три управляющие функции для остальных трех вагонеток (таблица 3).

Таблица 3 – Управляющие функции

	1-я вагонетка	2-я вагонетка	3-я вагонетка	4-я вагонетка
Функция управления (отклика)	S_1 = 0.9988+ +0.388·Tp+ 0.065·Z_1	S_2 = 0.8998+ +0.388·Tp+ +0.065·Z_1+0.065·Z_2	S_3 = 0.8018+ +0.388·Tp+0.065·Z_1 +0.065·Z_2+0.065·Z_3	S_4 = 0.7038+0.387·Tp +0.065·Z_1+0.065·Z_2+ +0.065·Z_3+0.065·Z_4
Максимальная ошибка позиционирования	0,05 см	0,3 см	0,26 см	0,3 см
Средневзвешенная ошибка позиционирования	0,03 см	0,068 см	0,11 см	0,143 см
Максимальная величина перемещения	1,45	1,42 м	1,38 м	1,35

Между тем, для реализации точного позиционирования вагонеток необходимо знать начальные величины зазоров сцепок, что является серьезным недостатком, так как предусматривает дополнительную установку датчиков положения или расстояния, что крайне нежелательно в условиях железорудных шахт.

Для реализации точного перемещения вагонеток от привода требуется только точное поддержание требуемой величины «ползучей» скорости. Вполне возможно использовать для этого и устаревшие системы релейно-контакторного управления, если настроить первую ступень скорости на указанную величину скорости.

Рассмотрим, как меняются зазоры в сцепках при транспорте вагонеток электровозом на ползучей скорости. Из графика (рис. 14) видно, что электровоз передвигает вагонетки практически с полностью натянутыми сцепными устройствами, чему свидетельствуют пульсации зазоров около значения 0,1 м (именно этому значению соответствует полностью выбранный зазор). Интересно отметить, что при останове электровоза со скорости 0,05 м/с зазоры для первых двух сцепок составляют около 0,1007 м, для третьей сцепки 0,1 м, и для четвертой сцепки 0,095 м. То есть, в первых двух сцепках резиновые амортизаторы остались слегка сжатыми, в третьей сцепке зазор полностью выбран без деформации резинового демпфера, а в четвертой сцепке возникает легкая слабина зазора на уровне 0,005 м (0,5 см). Это подтверждается графиками упругих усилий в сцепках (рис. 15).

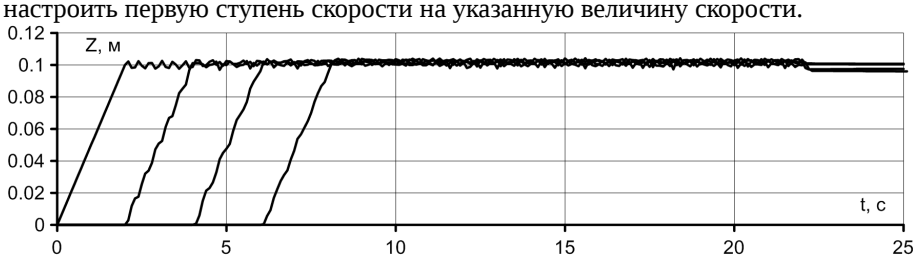


Рис. 14 Величины зазоров в сцепных устройствах при ползучей скорости электровоза

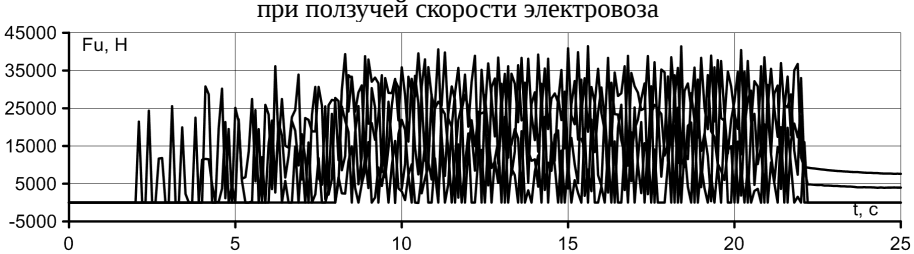


Рис. 15 Величины упругих усилий в сцепках

Видно, что действительно, для первых двух сцепок начиная с 30-й секунды упругое усилие остается на уровне 7 кН, а для третьей и четвертой сцепок упругого усилия нет, что очевидно. Так как при останове электровоза с «ползучей» скорости зазоры сцепок остаются все практически в области значений около 0,1 м, очевидно, что при следующем перемещении электровоза можно принять все начальные условия на том же уровне - около 0,1 м.

Проверим, насколько изменится точность позиционирования вагонеток, если все зазоры считать предварительно натянутыми (то есть 0,1 м), и упругие усилия в них – нулевыми. При этом примем в дальнейшем при моделировании, что диапазон начального разброса по зазору составит от 0,095 до 0,101 м. Аналогичным путем, с помощью теории планирования экспериментов, получим все четыре характеристики управления (таблица 4).

Таблица 4 – Функции управления

	1-я вагонетка	2-я вагонетка	3-я вагонетка	4-я вагонетка
Функция управления (отклика)	$S_1 = 1.098+$ $+0.388 \cdot Tp$	$S_2 = 1.096+$ $+0.388 \cdot Tp$	$S_3 = 1.095+$ $+0.387 \cdot Tp$	$S_4 = 1.096+$ $+0.387 \cdot Tp$
Максимальная ошибка позиционирования	0,02 см	0,47 см	0,54 см	0,55 см
Средневзвешенная ошибка позиционирования	0,02 см	0,27 см	0,3 см	0,39 см
Максимальная величина перемещения	1,5 м	1,5 м	1,5 м	1,5 м

Оценив данные, представленные в таблице 4, можно сделать дальнейшее упрощение. Так как разница между 1,098 и 1,095 м составляет всего 0,003 м (3 см), то если такая ошибка будет на критична при позиционировании, то для всех вагонеток можно использовать единую управляющую функцию вида:

$$S_{1,2,3,4} = 1{,}0925 + 0{,}3875\,Tp\ . \qquad (8)$$

Другими словами, ясно, что при столь маленькой скорости перемещения электровоза не имеет значения вес и количество вагонеток. Имеет значение только тяговые возможности электровоза – стабильность поддержания скорости и способность создавать достаточную силу тяги. Увеличить скорость электровоза невозможно – при столь жестких резиновых демпферах резко возрастут величины упругих ударов в сцепках.

Выводы: 1. Проводимые в практике эксплуатации электровозосоставов рудных шахт изменения конструкций сцепных устройств вагонеток заменой пружинных на резиновые демпферы резко увеличило величину упругих ударов, что приведет к снижению сроков службы сцепок и значительно повысит возможность точного управления системой управления ТЭМК электровоза позиционированием вагонеток. **2.** Достижение требуемого уровня точного позиционирования вагонеток под разгрузкой возможно осуществлением с помощью единственной управляющей функции. При этом электровоз должен «вытянуть» состав, чтобы предварительно выбрать зазоры в сцепках. **3.** Ползучую скорость электровоза возможно реализовать и на устаревших релейно-контакторных системах, настроив соответствующим образом первую ступень командоконтроллера. Правда при этом значителен расход электроэнергии и нестабильность скорости движения электровоза. **4.** Избежать такой ситуации можно путем «вытягивания» зазоров электровозосостава на ползучей скорости электровозосостава. При этом движение электровозосостава должно начинаться с ползучей скорости, пока не «вытянутся» все зазоры. **5.** Наличие датчиков положения вагонеток или расстояния между вагонетками при их точном позиционировании не требуется, что является значительным достоинством системы автоматизации. Остается проблема – каким образом определить, на какое расстояние следует передвинуть вагонетку. В качестве решения возможен вариант останова вагонетки по сигналу ее прибытия на точку разгрузки, без использования функции управления. Как показывают модельные исследования – выбег с такой низкой скорости не реален. **6.** Исходя из полученных результатов, можно предположить, что вышеизложенную идею управления можно использовать для шахтных электровозосоставов состоящих из любого количества вагонеток, вплоть до максимально допустимых по технологии – восьми.

Список литературы: 1. Материалы сайта www.amplituda.com.ua. **2.** *Синчук О. Н.* Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов. Научное издание / *О. Н. Синчук, И. О. Синчук, Н. Н. Юрченко, А. А. Чернышов, О. А. Удовенко, О. В. Пасько, Э. С. Гузов* – К.: ІЕД НАН України 2006. – 252 с. **3.** *Синчук О.Н., Шокарев Д.А., Скапа Е.И., Гузов Э.С., Караманиц Ф.И.* Синергетический тяговый асинхронный электротехнический привод для контактно-аккумуляторного двухосного электровоза // Електромеханічні та енергозберігаючі системи. - 2011. - Вип.4(16). – С.65-68. **4.** *Степаненко В.П.* Особенности организации локомотивной откатки с использованием комбинированных электровозов. Научное сообщение ИГД им. Скочинского./Горная механика, рудничный транспорт, техническое обслуживание и ремонт ГШО. –М.:,1988. С.130-138. **5.** *Синчук О.М.* Шахтный электровозный транспорт. Теория, конструкции, электрооборудование / *О.Н. Синчук, Э.С. Гузов, В.Л. Дебелый, Л.Л. Дебелый*; под ред. докт. техн. наук, проф. *О.Н. Синчука*. – Кривой Рог - Донецк: ЧП Щербатых А. В., 2015. – 296 с. **6.** *Синчук О.Н., СёмочкинА.Б., Федотов В.А.* Оценка влияния факторов на предельную величину ударного усилия в сцепном устройстве при перемещении пары «электровоз-вагонетка» при различных способах управления электровозом // Вестник НТУ "ХПИ" – Выпуск 12 (1121) - Харьков, 2015. – С.251-256.

Bibliography (transliterated): 1. www.amplituda.com.ua. **2.** Sinchuk O. N. *Kombinatorika preobrazovateley napryazheniya sovremennyih tyagovyih elektroprivodov rudnichnyih elektrovozov. Nauchnoe izdanie* / O. N. Sinchuk, I. O. Sinchuk, N. N. Yurchenko, A. A. Chernyishov, O. A. Udovenko, O. V. Pasko, E. S. Guzov – K.: IED NAN Ukrayini 2006. – p. 252. **3.** Sinchuk O.N, Shokarev D.A., Skapa E.I., Guzov E.S., and Karamanits F.I. *Sinergeticheskiy tyagovyiy asinhronnyi elektrotehnicheskiy privod dlya kontaktno-akkumulyatornogo dvuhosnogo elektrovoza* [Synergistic Asynchronous Traction Drive for Electrical Contact and Battery Electric Biaxial], (2011), Elektromehanichni ta energozberigayuchi sistemi, Kremenchuk, Ukraine, KNU, Vip. 4/2011 (16), pp. 65-68. **4.** Stepanenko V.P. *Osobennosti organizatsii lokomotivnoy otkatki s ispolzovaniem kombinirovannyih elektrovozov. Nauchnoe soobschenie* IGD im. Skochinskogo./Gornaya mehanika, rudnichnyiy transport, tehnicheskoe obsluzhivanie i remont GShO. – M.:,1988. pp.130-138. **5.** Stepanenko V.P. *Nauchnye soobshcheniya* IGD im. Skochinskogo. Gornaya mekhanika, rudnichnyy transport, tekhnicheskoe obsluzhivanie i remont GShO (Transactions of the Skochinsky Institute of Mining. Rock mechanics, mine transport, mining equipment maintenance and repair), Moscow, 1988, pp. 130–138. **6.** Sinchuk O.N., SyomochkinA.B., Fedotov V.A. *Ocenka vliyaniya faktorov na predel'nuyu velichinu udarnogo usiliya v scepnom ustrojstve pri peremeshchenii pary «ehlektrovoz-vagonetka» pri razlichnyh sposobah upravleniya ehlektrovozom* // Vestnik NTU "HPI" – Vypusk 12 (1121) - Har'kov, 2015. – S.251-256.

Поступила 29.05.2017

УДК 621.314

J. ZAŁĘSKI, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
P. KAPUSTA, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
P. MŁODZIKOWSKI, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
V. V. BILONOZHKO, PhD, Zaklad energoelektroniki «TWERD», Torun, Poland;
B. L. KOPCHAK, PhD, Associate Professor, National University «Lvivska Polytechnika», Ukraine

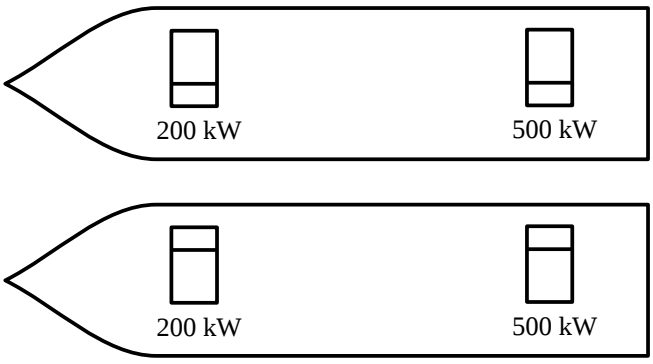
APPLICATION OF A MFC1000ACR FREQUENCY CONVERTER IN A MARINE VESSEL PROPULSION SYSTEM

Introduction. Designed and built by Zakład Energoelektroniki «TWERD», a set of four power electronic frequency converters of MFC1000AcR type with total capacity of 1.4 MW was applied to power four motors (main and maneuvering drives) of a research catamaran named «Oceanograf» and built at «Nauta SA» shipyard for the purposes of the Institute of Oceanography of Gdansk University in 2016. The ship is intended for biological, chemical, geological, magnetic and seismic research of the Baltic Sea environment. It is also suitable for boat fishing and plankton hunting [1,2].

The MFC1000AcR frequency converter is a modern modular four-quadrant device with water cooling, which enables configuration of inputs / outputs number and type. The converter incorporates 10 digital inputs 0 / (15…24) V, Rin ≥ 3 kOm and, if necessary, can further exploit up to 30 inputs via multiplexers (6 per one slot) [3].

The purpose of this work is to do research into working conditions of frequency converters set in the ship control system as well as to provide research procedures, required for obtaining permits and certificates of Polish Ship Register and carried out at the request of «TWERD» in Marine Engineering Laboratory in Gdynia.

Materials of the research. Four frequency converters of 2 × 500 kW and 2 × 200 kW capacity, located in cubicles with additional auxiliary devices, were used on the ship. Each of the four frequency converters exchanges information with the power control system (PCS) of the ship. The system has been developed by Praxis Automation Technology B.V. The system automatically determines the power level for each converter, which makes it possible to maneuver and automatically maintain ship's location according to GPS signals by using electric motors placed on the bow of the ship (fig. 1).



a) b)

Fig.1. The exterior of «Oceanograf» ship (a) and placement of motor drives (b) [1,2]

A set of each frequency converter consists of two three−phase two−stage converters (fig. 2):
− converter of network AC / DC (3) and control board (7);
− converter of DC / AC supplies of the electric drive motor (5) with control board (8);
− intermediate DC link (4).

Intermediate DC link (4) is placed between the converters. Power supply voltage is fed to AC / DC network converter via LCL−filter (1) and causes battery capacitor charging of intermediate DC link. The charge is provided by a resistor limiter rectifier (6).

At first power supply voltage is supplied to the unit of an initial charge through K2 relay. When a DC voltage reaches the normalized value, control board turns on K1 relay and turns off K2. Control board 9 is responsible for the work of the converter as a whole, provides connection with external objects by using signals from the input/output and control panel (10). The converter and additional auxiliary devices are installed in the cubicle, shown in fig. 3.

© J. Załęski, P. Kapusta, P. Młodzikowski, V.V. Bilonozhko, B.L. Kopchak, 2017

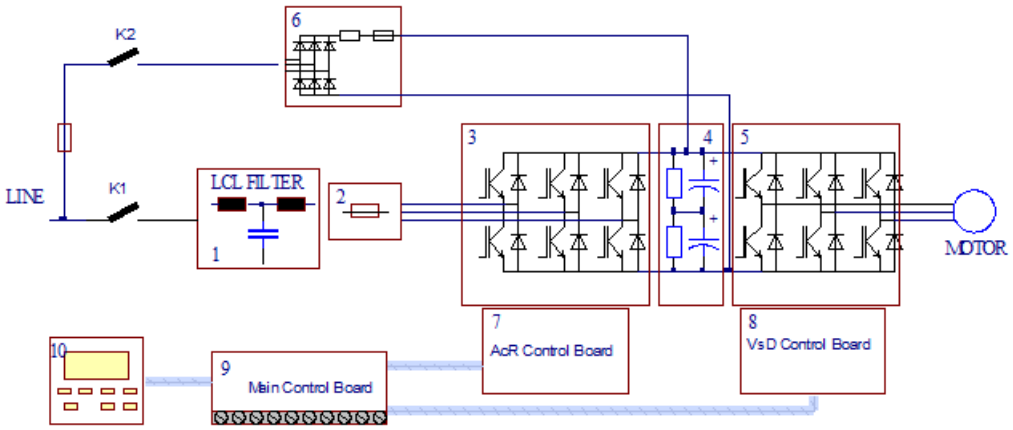


Fig. 2. A simplified block diagram of a converter

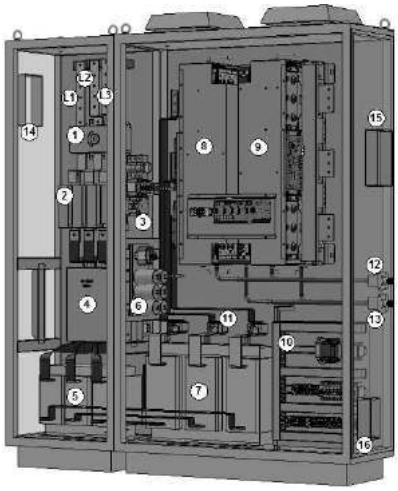


Fig. 3. Cubicle with the converter and additional elements 500kW

The following elements are installed in the 500 kW–power cubicle:

L1, L2, L3 – input bus line;
1 – disconnector,
2 – K1main switch,
3 – K2 initial charge switch;
4 – RFI filter;
5,6,7 – LCL filter;
8 – AcR converter;
9 – MFC1000AcR converter;
10 – automation and protection block board;
11 – F1, F2, F3 rapid fuses;
12, 13 – cooling connecting;
14 – EMS framework for input cables;
15 – EMS frame for output (motor) cables;
16 – EMS frame for control signals cables.

Testing for permission to use frequency converters in the system of the ship was conducted in the research Laboratory of Marine Engineering in Gdynia [4,5,6,7] and included the following experiments:

1. Climate tests (in accordance with the norms PN-EN 60068-2-1:2009 Test by the environment. Part 2-1 «Cold» part 2-2 «Dry, hot», part 2-3 «Wet, hot, cycle».

In «Wet, hot, cycle» tests a powered device placed in a climate chamber is exposed to +55°C high temperature, with humidity being not lower than 95% for 3 hours. The upper temperature value was maintained for 9 hours at a humidity of 93%. Later the temperature was reduced to +25°C for 6 hours at a humidity of not less than 95%. The device was powered under such conditions for 6 hours, after which it was switched off and the cycle was repeated. Device functions were tested within the first cycle for the last two hours at a temperature of +55°C, and insulation was checked after 8-hour testing.

During «Dry, hot» test relative humidity was maintained at a level lower than 50%, the temperature was increased to 70°C with 1°C / min speed. The device was powered under these conditions for 8 hours to provide constant temperature of all components of the device and then the device was powered for another 2 hours at the aforementioned conditions.

During «Cold» test the device was switched off. The temperature in the climatic chamber was set at +5°C with the speed of 1°C / min. The device was powered under these conditions for 8 hours to provide constant temperature of all components of the device and then for another 2 hours at the aforementioned conditions. After the first hour the device was switched on to have its functioning verified, after which the device was off again.

2. Mechanical tests (resistance to mechanical influences) (following the requirements of norms PN-EN 60068-2-6: 2008 Test by the environment. Part 2-6: Test Fc: Vibration (sinusoidal). Testing was conducted for operating factors on the facility in three mutually perpendicular directions for X, Y, Z axes (Fig. 4). The tests were performed in the frequency range from 2,0 Hz to 13,2 Hz on a vibration stand, which maintained oscillations with constant amplitude of displacement d = 1 mm. Constant amplitude of oscillations acceleration a = 0,7g. was maintained in the frequency range from 13,2 Hz to 100,0 Hz. Speed of changing the frequency was equal to 1 octave per minute. The effects of vibration on the device functioning were not observed during the test. Afterwards, the device was subjected to vibration at the frequency of 30Hz within 90 minutes in each of three perpendicular planes.

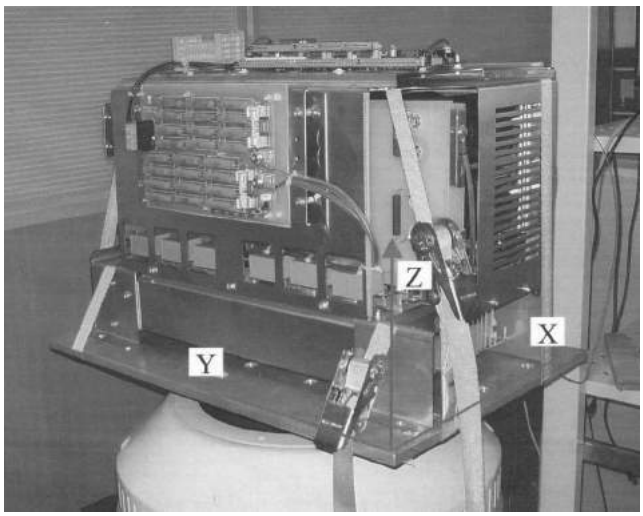


Fig. 4. Converter on vibration stand

3. For the purposes of electromagnetic compatibility testing there were performed measurements of the emission of electromagnetic disturbances conducted in the frequency range from 150 kHz to 30 MHz (in accordance with the norms PN-EN 55016-2-1) to measure the level of harmonic and interharmonic voltage.

Figure 5 shows demo results of testing the range of voltage disturbances on power terminals in the frequency range of 150 kHz – 30 MHz. Acceptable level is marked with a red line (1). Given the level of background level indicated on the graph as AVG Tlo (4), the results can be classified as acceptable. Performed measurements of harmonic and inter harmonic voltage levels showed that maximum relative harmonic content in the first 50 harmonics is 2,03%, while the maximum rate of harmonic content from 51 to 200 harmonics is 0,96%. The above results were classified as positive.

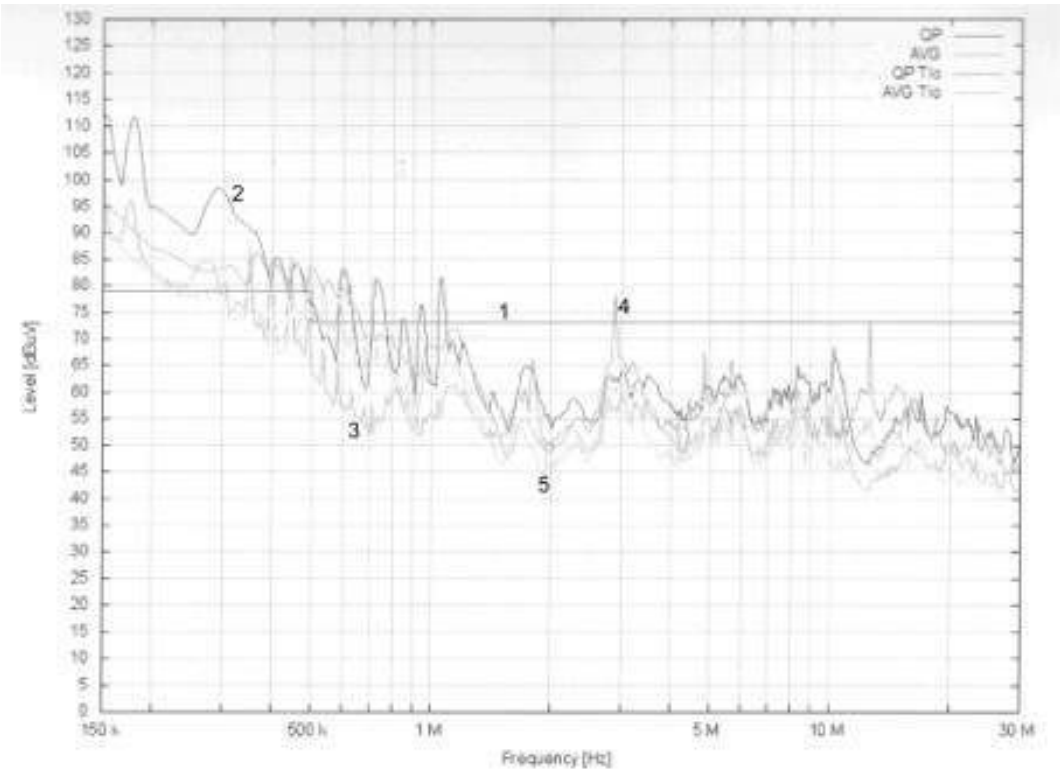


Fig. 5. The levels of voltage disturbances at the power terminals in the frequency range from 150 kHz to 30 MHz for L1 with 100% load of two stern motors and two bow motors [6]:
1 – acceptable level, 2 – QP (quasi-peak voltage disturbances), 3 – AVG (average level voltage disturbances), 4 – QP Tlo (quasi-peak background voltage disturbances), 5 – AVG Tlo (average level of background voltage disturbances)

The converter was also tested for radiation of electromagnetic disturbances at frequencies of 10 kHz-30 MHz (in accordance with PRS 11/P p 2.21 requirements) – Fig. 6.

The converter was also tested for resistance to impulses in the frequency range of 150 kHz-80 MHz and resistance to low frequency disturbances of 50 Hz-10 kHz. The studies were conducted properly on the basis of requirements of PN-EN 61000-4-5: 2010 PN-EN 61000-4-6: 2009 norms and the publication of the Polish Register of Shipping (PRS) (PRS 11/P p.218 p.2.17, p.2.19).

After receiving a permit from the PRS Twerd company employees participated in extensive hours-long testing with varying load sample which reflects the research expedition, with the goal to test cooling system of the converters as well as to test the electrical power supply system of the ship.

Conclusions: 1. Practical application of four MFC1000AcR converters with total capacity of 1.4 MW to power four motors (main and maneuvering drives) of a ship has been demonstrated. **2.** Climatic, mechanical and electromagnetic compatibility tests of frequency converters in the control system of a ship, conducted in accordance with the above-described research procedures, have displayed full compliance of all the requirements.

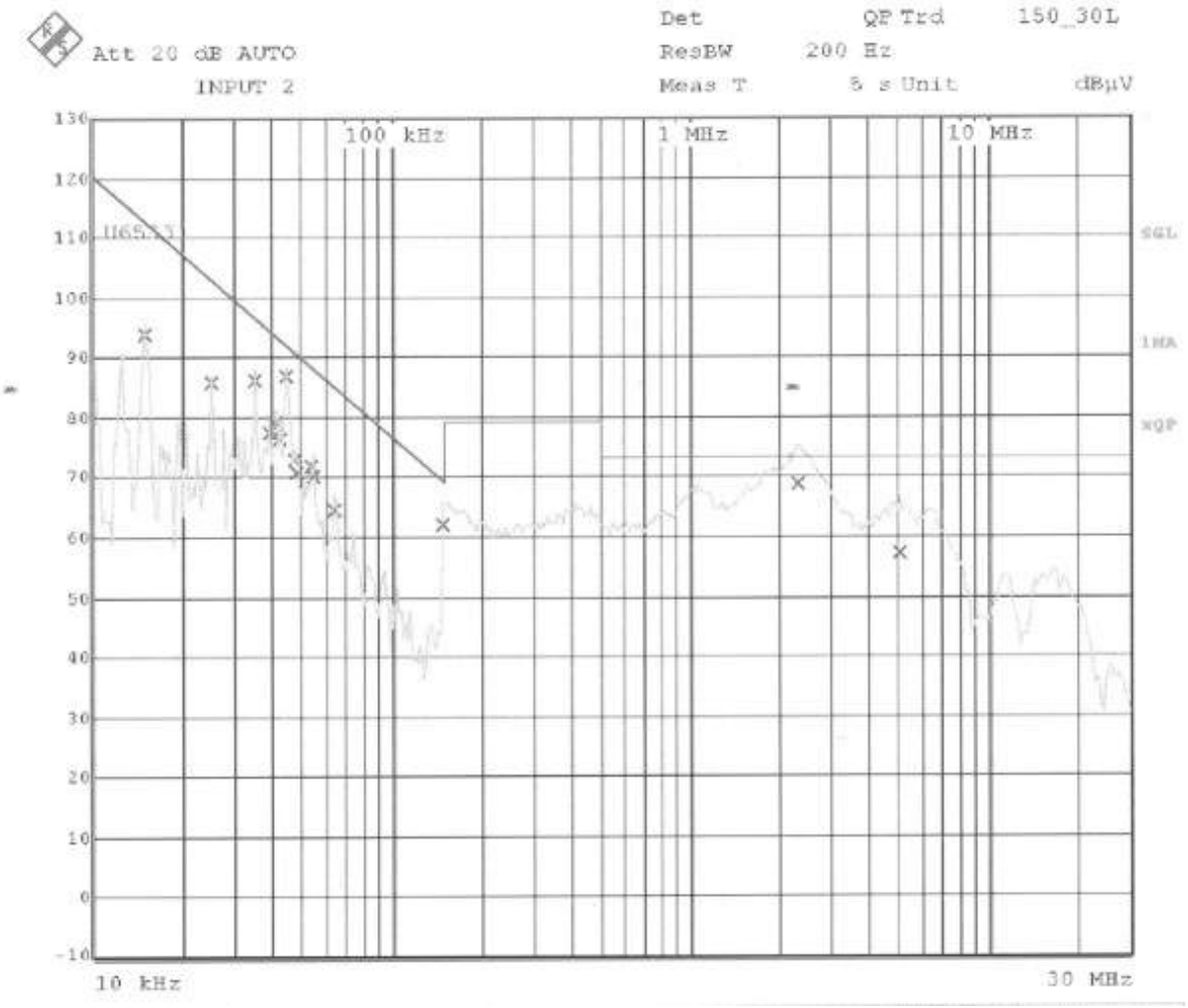


Fig. 6. Measurement of electromagnetic disturbances at frequencies from 10 kHz-30 MHz [7]

Список літератури: **1.** Statek «Oceanograf» [Електронний ресурс]. – Режим доступу : http://www.ocean.ug.edu.pl/pages/pl/o-instytucie/statek-oceanograf.php **2.** *Charążka T.* Przekształtniki do zasilania pędników okrętowych. [Електронний ресурс] // Rynek elektryczny 12/2016. – Режим доступу : http://www.rynekelektryczny.pl/2016/12/14/zespol-przeksztaltnikow-energoelektronicznych-o-mocy-14-mw-do-zasilania-pednikow-okretowych/ **3.** ZAKLAD ENERGOELEKTRONIKI «TWERD» [Електронний ресурс]. – Режим доступу : http://www.twerd.pl **4.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/099/16 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **5.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/058/15 Badania Odporność urządzenia na narażenia mechaniczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **6.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/059/15 Badania Klimatyczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia **7.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/505/15 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia

Bibliography: **1.** Statek «Oceanograf» [Electronic resource]. – Access mode: http://www.ocean.ug.edu.pl/pages/pl/o-instytucie/statek-oceanograf.php **2.** *Charążka T.* Przekształtniki do zasilania pędników okrętowych. [Electronic resource] // Rynek elektryczny 12/2016. – Access mode: http://www.rynekelektryczny.pl/2016/12/14/zespol-przeksztaltnikow-energoelektronicznych-o-mocy-14-mw-do-zasilania-pednikow-okretowych/ **3.** ZAKLAD ENERGOELEKTRONIKI «TWERD» [Electronic resource]. – Access mode: http://www.twerd.pl **4.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/099/16 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **5.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/058/15 Badania Odporność urządzenia na narażenia mechaniczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia. **6.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/059/15 Badania Klimatyczne. Przemiennikowy zespół napędowy Typu PZN-MFC1000-AcR-45kW-M / P. Stencel, A. Tratwal // Laboratorium Wibroakustyki, Odporności Udarowej i Pól Magnetycznych OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia **7.** *Stencel P.* Sprawozdanie Nr BL/005/505/15 Badania Kompatybilności Elektromagnetycznej Szafy Sterowaniczo-Zasilające Elektrycznego / P. Stencel, A. Kaczmarek // Laboratorium Kompatybilnosci Elektromagnetycznej OBR Centrum Techniki Morskiej S.A. Gdynia

Received 31.05.2017

УДК 629.424.4

В. Н. ШАМАРДИНА, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;
С. М. ЛЕМЕШКО, ст. научн. сотр. ГП «Завод «Электротяжмаш», Харьков.

МОДЕЛИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН В УСЛОВИЯХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НА МАНЕВРОВЫХ ТЕПЛОВОЗАХ С ПООСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ТЯГИ

Введение. Для тяговой электропередачи (ТЭП) переменно-постоянного тока четырехосного маневрового тепловоза ТЭМ23В рассматриваются как перспективные следующие варианты. Первый вариант: локомотив оснащен двумя дизелями Cummins одинаковой мощности 2×400 кВт или разной мощности – на 200 и 400 кВт [1]. Пример: создание в 2013 г. компанией «ТМХ Балтия» на базе «Вильнюсского локомотиворемонтного депо» (Литва) [2] опытного образца шестиосного маневрового тепловоза ТЭМ33. Разработана ТЭП в кооперации с электротехническими компаниями «CZ LOKO a.s» (Чехия, система управления ТЭП), «EVPÚ a.s.» (Словакия, тяговые и вспомогательные преобразователи) и «Электротяжмаш» (Украина, тяговый генератор с системой возбуждения). С дизелем Cummins QST30-L2 в 2016 г. произведено два маневровых локомотива ТЭМ28. Характеристики дизеля позволяют существенно увеличить вес поездов при манёврах в парках и на горках по сравнению с эксплуатируемыми серийными локомотивами типа ТЭМ18, а также снизить расход топлива в тяговом режиме работы на 30…50 %, а в режиме холостого хода – до 45 %.

Второй вариант: тепловоз с одним дизелем Wärtsilä W4L20LA (Финляндия) мощностью 800 кВт (1088 л.с.) и силовой установкой в составе тягового (ТГ) ГС572У2 и вспомогательного генератора (ВГ) ГС1100У2. Ключевая особенность такого варианта – наличие поосного регулирования тягового усилия, а также исключение ослабления возбуждения ТЭД. Это первый маневровый локомотив с поосным регулированием. Обоснование индивидуального управления тяговыми электродвигателями (ТЭД) для маневровых тепловозов приведено в [9,10]. О тепловозах без ослабления возбуждения в литературе сведений не найдено.

Материалы и результаты исследований. I.Анализ ключевых особенностей тяговой электропередачи.

В первую очередь, требуют решения следующие задачи:

1. Разработка системы автоматического управления (САУ) для ТГ и ВГ и системы поосного регулирования (ПР) для ТЭД на базе четырехканального тягового управляемого выпрямителя. Для такой САУ актуален синтез ПИД-регуляторов, адаптивных к изменению нагрузки, частоты вращения и других параметров ТЭП. САУ может быть настроена на расчетные и экспериментальные характеристики ТГ и ТЭД [12]. Синтез выполняется с учетом электромеханических и тепловых моделей электрических машин (ЭМ). Система ПР касательной силы тяги обеспечивает выравнивание нагрузок, в сочетании со следящим внешним каналом управления напряжением ТГ это снижает вероятность возникновения и развития нестационарных процессов в электромеханической системе (ЭМС) тепловоза по задающему и возмущающему воздействиям.

2. Обеспечение требуемых тяговых и скоростных характеристик при полном возбуждении ТЭД, исключая ослабление возбуждения ТЭД. В основном маневровые тепловозы работают с низкими скоростями до 30…40 км/ч, в продолжительном режиме тяги – на скоростях 7...13 км/ч (конструкционная скорость в диапазоне 80…100 км/ч). Обеспечение полной мощности дизеля во всем диапазоне скоростей является не всегда целесообразным. Приведем анализ параметров ТГ четырехосного маневрового тепловоза ТЭМ103 с ТЭД типа ЭД133К с двумя ступенями ослабления возбуждения [4]. Штатное выпрямленное напряжение ТГ – 660 В, при скорости 80 км/ч реализуется сила тяги 2 тс. Сохранение полной мощности тепловоза на этой скорости, но без ослабления возбуждения ТЭД, вынуждает применить ТГ с напряжением питания 1200 В, это увеличило бы его массу на 50…70 %. Если не требуется сохранение полной мощности тепловоза в диапазоне скоростей (0…100 км/ч), ТГ имеет меньшие габариты. На железных дорогах при маневрах скорость движения не более 60 км/ч, поэтому целесообразно поддержание полной мощности обеспечить для диапазона (0…60 км/ч). Отсутствие ослабления возбуждения повышает коммутационную способность ТЭД, исключает броски моментов ТЭД при переходах, провоцирующие возникновение боксования.

3. Определение компоновки ТЭД. При проектировании ТЭП возможно последовательно-параллельное соединение ТЭД и параллельное. Для реализации поосного регулирования с каналами выравнивания коэффициентов тяги по осям тепловоза принят вариант параллельного соединения ТЭД с питанием от ТГ через две выпрямительные установки. Каждая выпрямительная установка состоит из двух несимметричных управляемых трёхфазных мостов якорных преобразователей с общими катодными (КГ) и раздельными анодными группами (АГ), к каждой из которых подключён один ТЭД. Такая схема характеризуется малой величиной пульсаций выпрямленного напряжения и малыми потерями от высших гармонических составляющих фазного тока ТГ.

II. Математическое описание ТГ. В качестве ТГ применен генератор типа ГС572, разработанный для маневрового тепловоза ТЭМ19 с газопоршневой силовой установкой. ТГ представляет собой двенадцатиполюсную синхронную машину с независимым возбуждением и явно выраженными полюсами ротора [6]. Обмотка статора выполнена в виде двух трехфазных звезд, смещенных друг относительно друга на 30 эл. градусов, отсутствует демпферная обмотка.

© В.Н. Шамардина, С.М. Лемешко, 2017

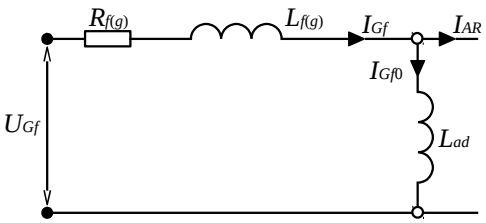
Таблица 1 – Электрические параметры тягового генератора ГС572

Наименование параметра	Параметры ТГ в режиме тепловозов	
	ТЭМ19	ТЭМ23В
Мощность на клеммах, кВт	800	760
Напряжение линейное, В	160 / 310	160 / 420
Ток фазный, А	2×1600 / 2×830	2×1520 / 2×580
Частота вращения, об/мин	1000	1000
Число фаз	6	6
Частота напряжения, Гц	100	100
Напряжение выпрямленное, В	210 / 400	210 / 510
Ток выпрямленный, А	3800 / 2000	3560 / 1480
Ток выпрямленный пусковой в течение 2 минут, А	5700	4520

Для синтеза регуляторов предложены линеаризованные модели ТГ (табл. 2) в режимах работы тепловоза: тяговый при полном возбуждении, испытательные режимы нагрузки на водяной реостат (НВР) и на тормозные резисторы (НТР) и режим электродинамического торможения (ЭДТ). Тормозные резисторы в режиме ЭДТ подключаются к якорям ТЭД, обмотки возбуждения (ОВ) соединены последовательно и подключены к выпрямительной установке (ВУ). Последовательно с ОВ ТГ и встречно выходу тиристорного преобразователя возбуждения ТГ подключается выпрямительная установка, образуя жесткую отрицательную обратную связь по напряжению ТГ для обеспечения динамически устойчивой работы САУ в режиме ЭДТ.

В табл. 2 приведены передаточные функции (ПФ) для ТГ (выходная координата – выпрямленное напряжение), полученные при допущениях: не учитывается влияние вихревых токов в магнитопроводе ТГ, гистерезис и активное сопротивление статорной обмотки; звезды обмотки статора имеют одинаковые параметры.

Таблица 2 – Определение передаточных функций ТГ

Схема замещения	Режим работы	Передаточная функция ТГ
	Тяговый (полное возбуждение)	$K_G\frac{1+T_l p}{(1+T_G p)\cdot(1+T_{G1} p)}$ (1)
	Испытательный (НВР, НТР)	$K_G\frac{1}{1+T_G p}$ (2)
	ЭДТ	$K'_G\frac{1+T_{f(g)} p}{(1+T'_G p)\cdot(1+T'_{G1} p)}$ (3)

Для (1): $K_G=\frac{nK_f}{R_{f(g)}(1+K_l)}$, $K_l=\frac{nK_f K_{AR}}{R_l}$, $T_G,T_{G1}=\frac{A}{2}\left[1\pm\sqrt{1-\frac{B^2}{(A/2)^2}}\right]$, $A=T_{f(g)}+\frac{T_{ad}+T_l}{1+K_l}$, $B^2=\frac{T_{d0}T_l}{1+K_l}$.

Для режима с нагрузкой на реостат (2): $K_G=\frac{nK_f}{R_{f(g)}(1+K_l)}$, $T_G=T_{f(g)}+\frac{T_{ad}}{(1+K_l)}$.

Для режима ЭДТ (3): $K'_G=\frac{1}{1+1/K_G}$, $T'_G,T'_{G1}=\frac{A_1}{2}\left[1\pm\sqrt{1-\frac{B_1^2}{(A_1/2)^2}}\right]$, $A_1=\frac{A}{1+K_G}+\frac{T_{f(g)}}{1+1/K_G}$, $B_1^2=\frac{B^2}{1+K_G}$,

где n – частота вращения ТГ, $Rf_{(g)}$, $Lf_{(g)}$ – сопротивление и индуктивность ОВ, L_{ad} – индуктивность реакции якоря по продольной оси, I_{Gf0} – ток намагничивания (ток возбуждения в режиме холостого хода (х.х.)), I_{AR} – ток реакции якоря, K_f – коэффициент, определяемый по характеристике х.х. ТГ, K_{AR} – коэффициент реакции якоря, определяемый по нагрузочным характеристикам $U_d = \varphi(I_{Gf}, I_d)$, T_{d0} – постоянная времени ОВ при разомкнутой обмотке статора.

ЭМ, представленная двухфазной моделью в системе координат d, q, вращающейся со скоростью ротора, предполагает управление проекциями вектора напряжения статора либо целесообразна при моделировании и анализе нестационарных переходных процессов, время протекания которых более чем на порядок больше периода напряжения питания ВУ. Упрощенная модель с учетом нелинейности характеристик х.х. и нагрузочных характеристик ТГ приведена на рис. 1.

III. Математическое описание ТЭД. На тепловозах магистральных (2(3)ТЭ116У,-Д,-Р,-М, 2(3)ТЭ25К,-М) и маневровых (ТЭМ103, ТЭМ-ТМХ, ТЭМ7, ТЭМ9, ТЭМ14, ТЭМ28) для привода колесных пар широко используется ТЭД постоянного тока ЭД133 (табл. 3) [11].

При синтезе регуляторов, обеспечивающих тепловозную, предельную тормозную, а также промежуточные характеристики на позициях контроллера машиниста, выходная координата ПФ линеаризованной модели ТЭД – ток. Анализ нештатных переходных процессов осуществляется на базе системы уравнений ТЭД с выходной координатой – частота вращения. Модель ТЭД и ЭМС «электрооборудование – экипаж – рельсы» позволяет исследовать разгон тепловоза с составом без боксования и при нестационарных режимах боксования и юза.

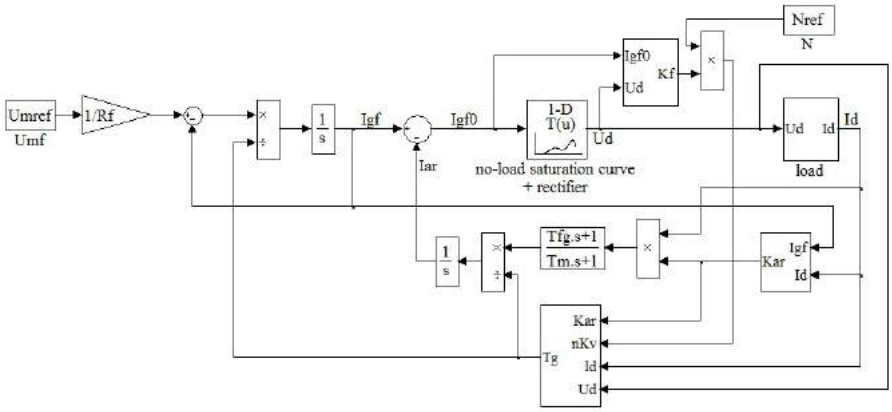


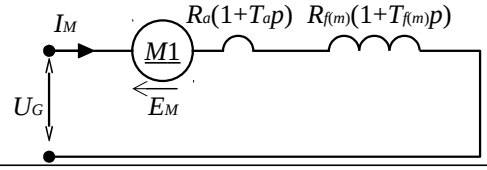
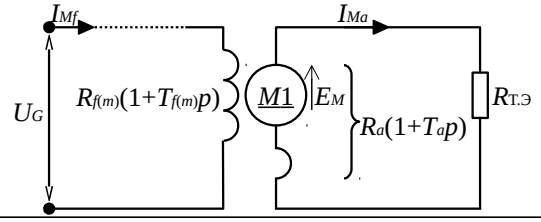
Рис. 1 – Нелинейная модель ТГ с выпрямителем и нагрузкой на ТЭД

При этом необходимо обеспечить получение информации о высших гармонических составляющих электромеханических координат.

Таблица 3 – Электромеханические параметры ЭД133(А, Б, К)

Наименование параметра	Номинальный режим	Параметры ТЭД в режиме тепловозов		
		ТЭМ9КИ, ТЭМ14	ТЭМ103	ТЭМ23В
Мощность на валу, кВт	414	172	103	156
Напряжение, В	506 / 780	228 / 510	172 / 330	213 / 510
Ток, А	890 / 577	890 / 398	725 / 380	890 / 370
Частота вращения, об/мин	600 / 2320	250 / 2320	205 / 1860	240 / 2320
КПД, %	91,8	84,4	82,2	82,1
Момент на валу, Нм	6592	6592	4800	6592
Ток максимальный, А	1130	1160	1035	1120

Таблица 4 – Определение передаточных функций ТЭД

Схема замещения	Режим работы	Передаточная функция ТГ
	Тяговый (полное возбуждение)	$W_M = K_M \frac{1}{1+T_l p}$ (4)
	ЭДТ	$\begin{cases} W_{M.f} = K_M \frac{1}{1+T_{f(m)} p} \\ W_{M.a} = \frac{K_M}{1+T_{f(m)} p} \cdot \frac{K_{Ma}}{1+T_{aн} p} \end{cases}$ (5)

В режиме тяги ПФ (4): $K_M = \frac{1}{R_l}$, $T_l = \frac{L_d}{(mR_l)}$, $R_l = \frac{U_G / I_G}{\chi_f} + \frac{R_d}{m}\left(1 - \frac{1}{\chi_f}\right)$, $L_d = L_a + L_{ip} + \frac{W_f}{N/2a} \cdot \frac{E/n}{\chi_f I_{Mf}}$, где R_l – сопротивление нагрузки ТГ, R_d, L_d – сопротивление и индуктивность обмоток якоря, дополнительных полюсов и ОВ ТЭД, χ_f – коэффициент жесткости нелинейной характеристики $\frac{E}{n} = \varphi(I_{Mf}, I_M)$.

В режиме ЭДТ (5): по ПФ для тока возбуждения $K_M = \frac{1}{mR_{f(m)}}$, по ПФ для тока якоря $K_{Ma} = \frac{1}{\chi_f} \cdot \frac{I_{Ma}}{I_{Mf}}$; $T_{aн} = \frac{R_a}{R_{Т.Э}} \cdot T_a$, где R_a – сопротивление якоря и дополнительных полюсов ТЭД, $R_{Т.Э}$ – эквивалентное сопротивление цепи тормозных резисторов, m – число параллельно соединенных ТЭД.

Нелинейную модель ТЭД (рис. 2) получим, используя расчетные или экспериментальные характеристики ТЭД (скоростные характеристики $n = \varphi(I_M)$ при $P_{КЛ}$ = const или при U_M = const, кривые намагничивания $\frac{E}{n} = \varphi(F_{MF})$, нагрузочные характеристики ТЭД $\frac{E}{n} = \varphi(I_{MF}, I_M)$.

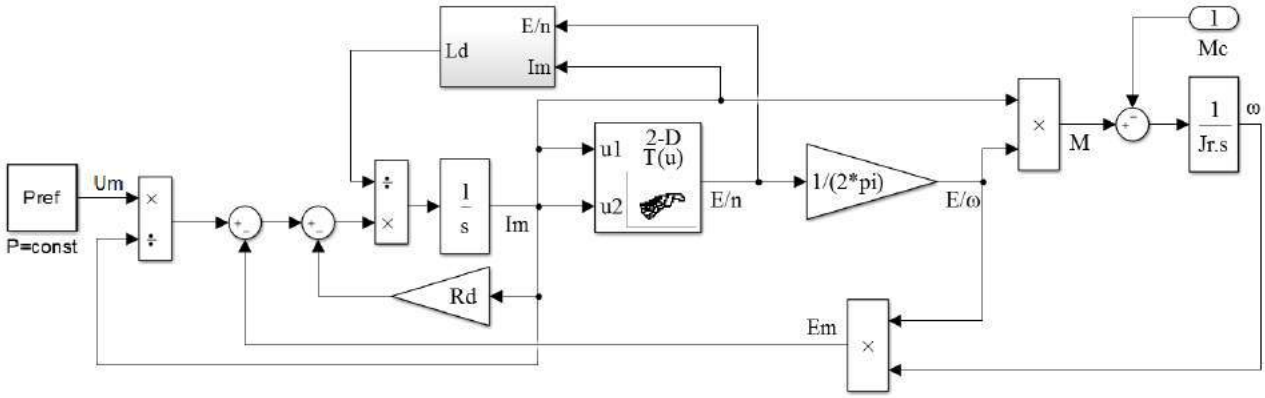


Рис. 2 – Нелинейная модель ТЭД последовательного возбуждения

Выводы. В ходе анализа ключевых особенностей маневрового тепловоза ТЭМ23В обозначены основные параметры тягового электрооборудования, позволяющие выполнить требования по построению ТЭП и обеспечению тягово-тормозных характеристик тепловоза и ЭМС электропередачи. Синтезированы и представлены линеаризованные математические модели ТГ и ТЭД, удобные для расчетов регуляторов многоканальной системы автоматического управления. Для исследования качественных переходных процессов совместно с тяговой выпрямительной установкой и преобразователем возбуждения ТГ предложены нелинейные модели ЭМ.

Список литературы: 1. *Шамардина, В. Н.* Анализ схемы электропередачи тепловоза с двумя дизелями и общей тяговой нагрузкой [Текст] / В. Н. Шамардина, Г. И. Яровой, С. М. Лемешко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – Київ : Техніка. – 2014. – № 15 (91). – С. 136–139. – ISSN 2221-3937. **2.** *Карянин, В. И.* Знакомьтесь: тепловоз ТЭМ33 [Текст] / В. И. Карянин // Локомотив. – 2015. № 3. – С. 38–39. – ISSN 0869-8147. **3.** *Тарасов, А. Н.* Знакомьтесь: тепловоз ТЭМ14 [Текст] / А. Н. Тарасов // Локомотив. – 2011. № 10. – С. 36–37. – ISSN 0869-8147. **4.** *Никоненко, Д. В.* Электропередача маневрового тепловоза ТЭМ-103 с электрическим тормозом [Текст] / Д. В. Никоненко, Г. И. Яровой // Електромашинобуд. та електрообладн. – 2006. – Вип. 66. – С. 153–154. – ISSN 0132-392X. **5.** *Шугаев, А. Н.* Тепловоз ТЭМ18В с дизелем Wartsila [Текст] / А. Н. Шугаев // Локомотив-информ. – 2012. № 8 (74). – С. 10–11. – ISSN 1994-2338. **6.** *Васюков, Е. С.* Маневровый газотепловоз ТЭМ19 [Текст] / Е. С. Васюков // Локомотив-информ. – 2013. № 11 (89). – С. 25–26. – ISSN 1994-2338. **7.** *Колесник, И. К.* Электропередачи тепловозов на переменно-постоянном токе [Текст] / И. К. Колесник, Т. Ф. Кузнецов, В. И. Липовка и др. – М.: ИКЦ «Академ-книга», 2005. – 156 с. – ISBN 5-94628-209-3. **8.** *Соколовский, Г. Г.* Электроприводы переменного тока с частотным регулированием [Текст] : учеб. для студ. высш. учеб. заведений / Г. Г. Соколовский ; М. : Академия, 2006. – 265 с. – ISBN 978-5-7695-4505-4. **9.** *Шамардина, В. Н.* Повышение противобоксовочных свойств маневрового тепловоза средствами группового управления двигателями тяговой электропередачи [Текст] / В. Н. Шамардина, С. М. Лемешко // Зб. наук. праць XVII Міжн. наук.-техн. конф. [«Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика»], Кременчук, 17-19 трав. 2016 р. / МОН України, КрНУ [та інші]. – Кременчук : КрНУ, 2016. – Вип. 1/2016 (4). – С. 119–122. – ISSN 2221-5160. **10.** *Лемешко, С. М.* Повышение противобоксовочных свойств маневрового тепловоза средствами индивидуального управления двигателями тяговой электропередачи [Текст] / С. М. Лемешко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – Київ : Техніка. – 2016. – № 22 (98). – С. 49–55. – ISSN 2221-3937. **11.** *Шайда, В. П.* Пути модернизации тягового двигателя постоянного тока ЭД133 для привода колесных пар тепловозов [Текст] / В. П. Шайда, Е. С. Рябов, Я. А. Сябрук // Тези доп. 23-ї Міжнар. наук.-практ. конф. "Інформаційні технології : наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я" (MicroCAD–2015), 20-22 травня 2015 р. – Харків : НТУ "ХПІ", 2015. – Ч. 2. –С. 123. **12.** *Шамардина, В. Н.* Синтез регуляторов тяговой электропередачи маневрового тепловоза [Текст] / В. Н. Шамардина, С. М. Лемешко // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. − № 4(1). − С. 123–128. − ISSN 2074-272X.

Bibliography (transliterated): 1. Shamardina, V. N., G. I. Yarovoy and S. M. Lemeshko. "Analiz skhemy elektroperedachi teplovoza s dvumya dizelyami i obshchey tyagovoy nagruzkoy." *Elektrotekhnichni ta komp"yuterni systemy* 15 (91) (2014): 136–139. Print. **2.** Karyanin, V. I. "Znakom'tes': teplovoz TEM33." *Lokomotiv* 3 (2015): 38–39. Print. **3.** Tarasov, A. N. "Znakom'tes': teplovoz TEM14." *Lokomotiv* 10 (2011): 36–37. Print. **4.** Nikonenko, D. V. and G. I. Yarovoy. "Elektroperedacha manevrovogo teplovoza TEM-103 s elektricheskim tormozom." *Elektromashynobuduvannya ta elektroobladnannya*. No. 66. 2006. 153–154. Print. **5.** Shugaev, A. N. "Teplovoz TEM18V s dizelem Wartsila." *Lokomotiv-inform* 8 (74) (2012): 10–11. Print. **6.** Vasyukov, E. S. "Manevrovyy gazoteplovoz TEM19." *Lokomotiv-inform* 11 (89) (2013): 25–26. Print. **7.** Kolesnik, I. K., et al. *Elektroperedachi teplovozov na peremenno-postoyannom toke*. Moscow: Akadem-kniga, 2005. Print. **8.** Sokolovskiy, G. G. *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym regulirovaniem. Dlya studentov vysshikh uchebnykh zavedeniy*. Moscow: Akademiya, 2006. Print. **9.** Shamardina, V. N. and S. M. Lemeshko. "Povyshenie protivoboksovochnykh svoystv manevrovogo teplovoza sredstvami gruppovogo upravleniya dvigatelyami tyagovoy elektroperedachi." *Zb. nauk. prats' XVII Mizhn. nauk.-tekhn. konf. "Problemy enerhoresursozberezhennya v elektrotekhnichnykh systemakh. Nauka, osvita i praktyka"*. Kremenchuk: KrNU, 2016. 119–122. Print. **10.** Lemeshko, S. M. "Povyshenie protivoboksovochnykh svoystv manevrovogo teplovoza sredstvami individual'nogo upravleniya dvigatelyami tyagovoy elektroperedachi." *Elektrotekhnichni ta komp"yuterni systemy* 22 (98) (2016): 49–55. Print. **11.** Shayda, V. P., E. S. Ryabov and Ya. A. Syabruk. "Puti modernizatsii tyagovogo dvigatelya postoyannogo toka ED133 dlya privoda kolesnykh par teplovozov." *Tezy dop. 23-yi Mizhnar. nauk.-prakt. konf. "Informatsiyni tekhnolohiyi : nauka, tekhnika, tekhnolohiya, osvita, zdorov'ya" (MicroCAD–2015)*. Kharkiv: NTU "KhPI", 2015. 123. Print. **12.** Shamardina, V. N. and S. M. Lemeshko. "Sintez regulyatorov tyagovoy elektroperedachi manevrovogo teplovoza." *Elektrotekhnika i elektromekhanika* 4 (1) (2016): 123–128. Print.

Поступила 30.05.2017

УДК 620.179.14

Б. М. ГОРКУНОВ, докт. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
С. Г. ЛЬВОВ, канд. техн. наук, доц., НТУ «ХПИ»;
А. А. ТИЩЕНКО, канд. техн. наук, ст. преп., НТУ «ХПИ»;
АББАСИ ЖАББАР, аспирант, НТУ «ХПИ».

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ БЕСКОНТАКТНЫМ МЕТОДОМ

Введение. В ассортименте продукции, выпускаемой промышленностью, важное место занимают ферромагнитные материалы, контроль физико-механических свойств которых является актуальной задачей потому, что именно прочностные свойства определяют надежность и долговечность изделий. В связи с этим, важное значение приобретает разработка и исследование методов и устройств для определения механических параметров материалов и изделий. При этом, наиболее важными являются неразрушающие методы контроля, при которых используется корреляционная связь между механическими и электромагнитными параметрами ферромагнитных материалов. На современном этапе широкое развитие получили электромагнитные методы и устройства для определения механических напряжений и деформации материалов изделий, а также измерение силы, давления, веса, момента и т.д.

Практический интерес представляет дальнейшее развитие методов в направлении расширения диапазона контроля механических напряжений, упрощение расчетных функций преобразования, которые объединяют механические параметры изделия с выходными сигналами датчика, повышение точности и чувствительности.

В этом плане важным результатом является то, что появляется возможность прогнозирования границ текучести и прочности материала без его разрушения. В работе экспериментально определены функциональные связи параметров сигналов первичного преобразователя с механическими напряжениями в пластине [1-3].

Цель статьи. Исследовать возможности применения бесконтактного метода определения предельно допустимого значения механического напряжения без разрушения металлического изделия.

Материалы и результаты исследований. На рис. 1 показана схема экспериментальной установки для измерения механических напряжений при растяжении образцов механическим устройством. Схема включает в себя генератор синусоидальных сигналов Г, вольтметры В1-В3, трансформаторный электромагнитный проходной преобразователь с двумя обмотками W_1 и W_2 образец О и образцовое сопротивление R_0, вспомогательный (опорный) преобразователь, для измерения фазы сигнала фазометром Ф.

Амплитудный метод. С помощью генератора Г устанавливают определенное значение частоты и амплитуды намагничивающего тока, регистрируемого путём измерения вольтметром В1 падения напряжения на сопротивлении R_0, и по нему определяют ток I_m, а значит и напряженность поля. С помощью вольтметра В2 определяют величины э.д.с измерительной обмотки Е и E_0 при наличии и отсутствии образца О в преобразователе. Частоту и амплитуду намагничивающего тока в процессе растяжения того или иного образца поддерживают постоянными. В схеме использовались генератор Г3 - 118, вольтметры типа Ф 534.

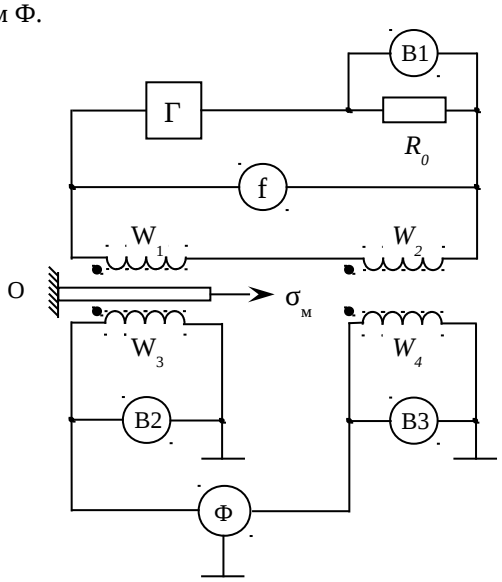


Рис. 1 Схема устройства для измерения механических напряжений амплитудным и переменно-частотным методами

Эксперименты проводились на образцах, выполненных из нержавеющей стали ЭП-450 и железа рафинированного типа ЖР.

Геометрические параметры образца из стали ЭП-450: $h = 3.58 \cdot 10^{-3}$ м; $d = 3.8 \cdot 10^{-4}$ м; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м. Размеры образца из ЖР: $h = 3.58 \cdot 10^{-3}$ м; $d = 4.84 \cdot 10^{-4}$ м; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м. Параметры преобразователя, размещённого на образце ЖР: $W_1 = 120$; $W_2 = 52$; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м; на образце ЭП-450: $W_1 = 675$; $W_2 = 56$; $l = 50 \cdot 10^{-3}$ м.

Максимальное амплитудное значение намагничивающего тока составляло 0,17 А, что соответствовало наибольшей внешней напряженности магнитного поля $H_0 \approx 400$ А/м.

Оба образца перед экспериментами проходили отжиг (для ЖР температура отжига $t = 750$°С, время отжига 45 минут); для ЭП-450 сначала проводили закалку при $t = 1150$°С в течение 45 минут с быстрым охлаждением, а затем – отпуск при $t = 730$°С за 1 час.

Начальные значения относительной магнитной проницаемости μ_r и удельной электрической проводимости σ рассматриваемых образцов измеряли баллистическим и мостовым методами при отсутствии механических напряжений в образцах. При этом для образцов из стали ЭП-450 $\mu_{r0} = 60$ и $\sigma = 0{,}14 \cdot 10^7$ См/м, а из ЖР $\mu_{r0} = 70$ и $\sigma = 0.84 \cdot 10^7$ См/м.

© Б.М. Горкунов, С.Г. Львов, А.А. Тищенко, Аббаси Жаббар, 2017

Эксперименты проводились при следующих дискретных значениях частоты зондирующего поля: 10; 8; 6 кГц. Механические напряжения $\sigma_м$ изменялись в пределах от $\sigma_м = 0$ Мпа вплоть до разрушения образца.

Хотя между измерительной обмоткой и образцом существует небольшой воздушный зазор, воздействие магнитного потока в таком зазоре на результаты измерений э.д.с E весьма мало, поскольку основной вклад в эту э.д.с даёт магнитный поток в образце (за счёт большого значения μ_r).

На рис. 2 представлены экспериментальные зависимости нормированных значений э.д.с E/E_0 от механических напряжений, возникающих в двух образцах ЭП-450 и ЖР (см. кривые 1 и 2 при различных частотах зондирующего образец магнитного поля).

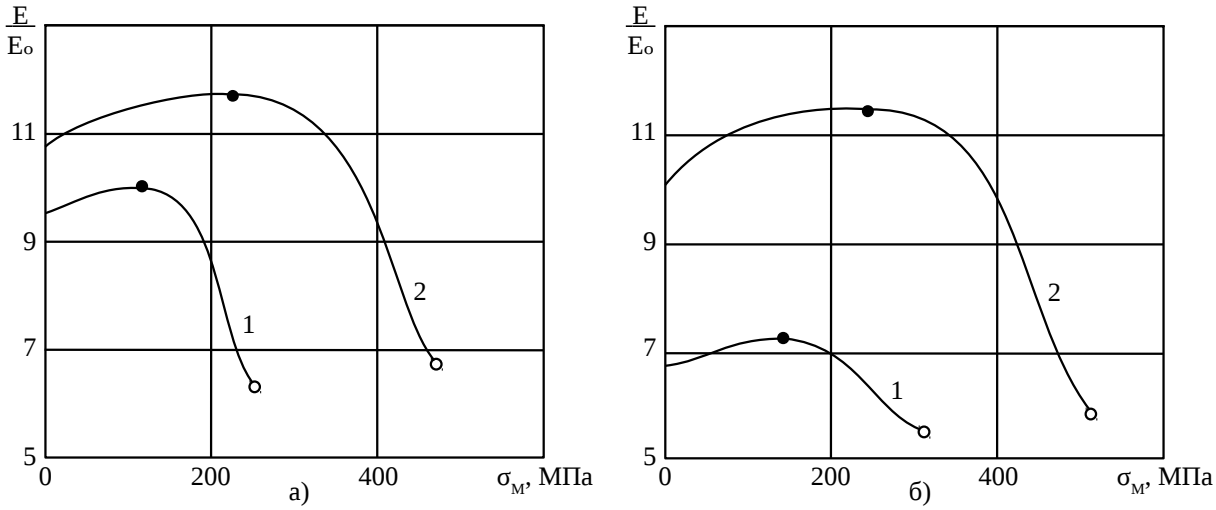


Рис. 2 Зависимость нормированных значений э.д.с преобразователя от механических напряжений в пластинах для образца из стали ЭП-450 (1); для образца типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Фиксированное значение тока (0,12 А) позволило получить указанные амплитудные значения напряжённости магнитного поля и μ_r, соответствующие участкам кривых индукции (эти участки для данных сталей близки к линейным). При этом, максимальные значения магнитной проницаемости $\mu_{r\,max}$ составляют для образца из ЖР – 620, а для образца из ЭП-450 – 810.

Известно [2], что механическое напряжение в ферромагнитных сталях и сплавах в существенной мере изменяет магнитную проницаемость μ_r, а величина σ практически остаётся неизменной (в пределах малого изменения размеров образца). Учитывая этот факт, можно перестроить экспериментальные зависимости нормированной э.д.с E/E_0 для разных величин $\sigma_м$ при известных геометрических параметрах преобразователя в зависимости μ_r от $\sigma_м$. Величины удельной электрической проводимости использовали те, что были измерены мостовым методом.

На рис. 3 показаны зависимости μ_r от $\sigma_м$, соответствующие тем же режимам работы преобразователя, что и на рис. 2. Различие кривых для одного и того же образца при разных фиксированных значениях частоты связаны с анизотропией магнитных свойств в сечении образца, вызванные искажением кристаллической структуры образца такой механической обработкой, как штамповка. Известно, что штамповка является наиболее сильнодействующим фактором, влияющим на искажение кристаллической структуры материала образцов. В связи с этим, по-видимому, используемый режим отжига не полностью нормализует магнитные характеристики материалов образцов и оставляет некоторую анизотропию магнитных параметров в сечении изделий. Естественно, найденные величины μ_r являются усреднёнными по определенным глубинам проникновения, соответствующим фиксированным частотам. Таким образом, при наличии анизотропии магнитной проницаемости в сечении образца, рассчитываемые величины μr будут разными для различных частот.

На кривых рис. 2, 3 показаны точки, характеризующие пределы текучести и прочности. Из этого рисунка следует, что по поведению изменения нормированной э.д.с (E/E_0) при изменении $\sigma_м$, можно предсказать прочностные характеристики ферромагнитного материала, прошедшего отжиг по указанному режиму. Самое большое различие между значениями E/E_0 для исследуемых образцов наступает при f = 6 кГц. Это связано с высокой чувствительностью преобразователя к частоте намагничивающего поля.

Погрешности измерения в основном обуславливались погрешностями определения $\sigma_м$ на разрывном устройстве и частотным диапазоном. При частотах 2 кГц ≤ f ≤ 6 кГц результирующая погрешность указанных параметров не превышала 5%. Чувствительность сигнала преобразователя к механическому напряжению максимальна при f = 6 кГц.

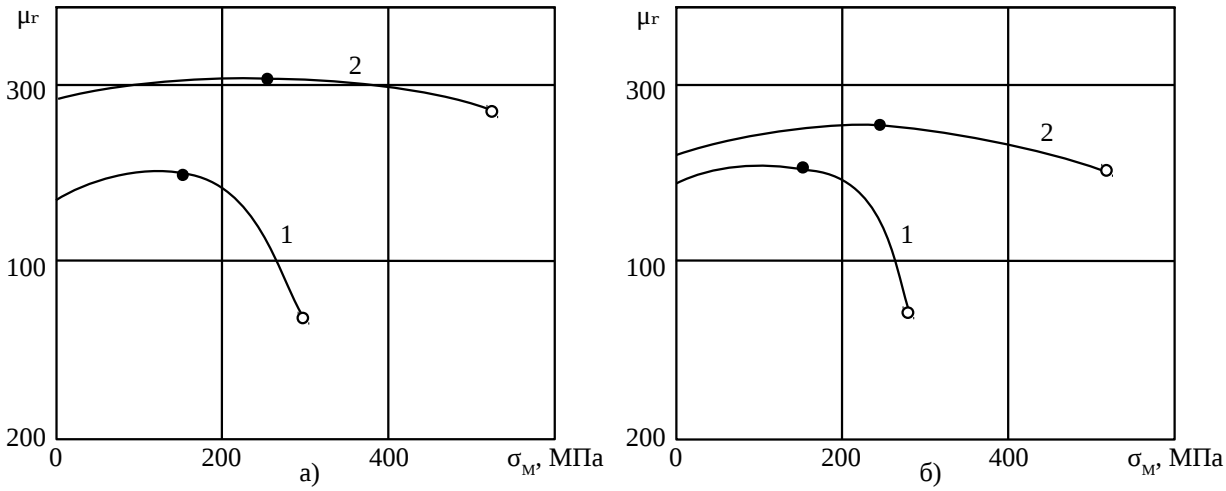


Рис. 3 Зависимость магнитной проницаемости нагружаемых пластин от механических напряжений для образца из стали ЭП-450 (1); для образца типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Фазовый метод. Описание работы схемы (см. рис. 1) при использовании фазового метода аналогично представленному в амплитудном методе. По показаниям фазометра определяется фазовый угол φ э.д.с E преобразователя при изменении $\sigma_м$.

Эксперименты проводились, как и в предыдущем опыте, на образцах, выполненных из ферромагнитной нержавеющей стали ЭП-450 и железа рафинированного типа ЖР. По результатам, полученным в экспериментах, были построены графические зависимости изменения фазового угла от приложенных механических усилий (см. рис. 4), как видно из зависимостей, разрешающая способность этого метода оказалась низкой, особенно на начальном участке, который используется для прогнозирования.

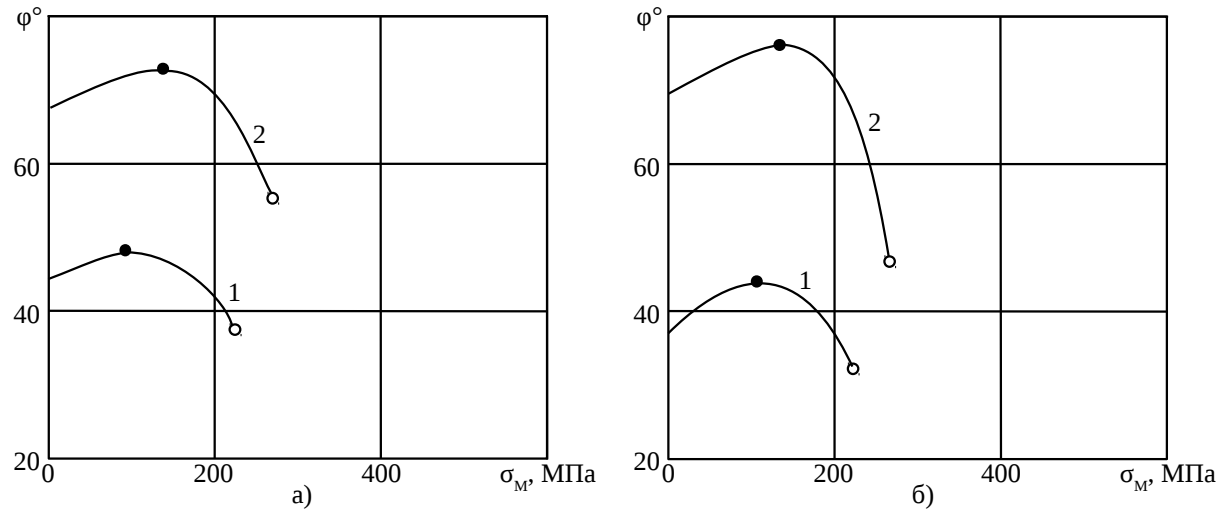


Рис. 4 Зависимость значений фазы э.д.с преобразователя от механических напряжений в пластинах для стали ЭП -450 (1); для материала типа ЖР (2);
а) f = 10 кГц; б) f = 6 кГц; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Переменно-частотный метод. Схему устройства для измерения амплитудным методом механических напряжений рис. 1 можно использовать и для переменно-частотного метода. Однако порядок работы будет несколько другим. С помощью генератора Г устанавливают начальное значение частоты и напряженности (тока) зондирующего поля и фиксируют значение э.д.с Е на из мерительной обмотке, регистрируемое вольтметром В2. В процессе приложения внешней нагрузки изменяются показания вольтметра В2, и за счёт изменения частоты намагничивающего тока добиваемся возврата этих показаний к установленным первоначально.

В экспериментах использовались те же образцы, что при амплитудном и фазовом методах. Механические напряжения $\sigma_м$ менялись в пределах от $\sigma_м = 0$ вплоть до разрушения образца. На рис. 5 представлены экспериментальные зависимости изменения частоты f от механических напряжений, возникающих в двух образцах ЭП-450 и ЖР (см. кривые 1 и 2) при различных значениях E и f.

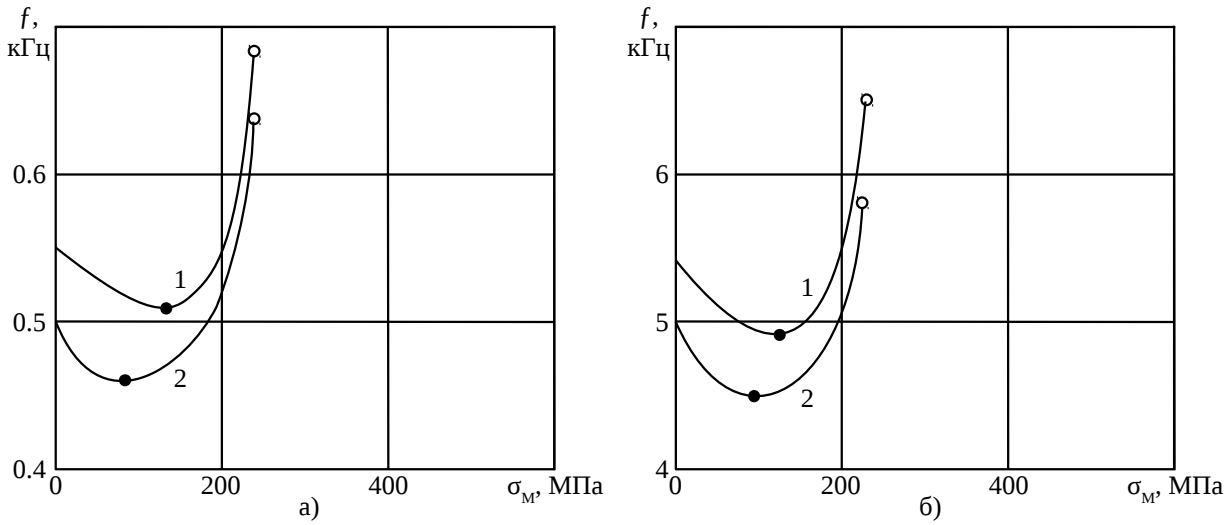


Рис. 5 Зависимость изменения частоты намагничивающего тока f от механических напряжений в пластинах для образца типа ЖР (1); для образца из стали ЭП-450 (2); а) E = 0,08 В; б) E = 0,6 В; ● – предел текучести; ○ – предел прочности

Выводы. Как показал эксперимент, для данных материалов стали ЭП-450, железа рафинированного типа ЖР разрешающая способность фазового метода оказалась недостаточной. В диапазоне изменения механических напряжений $\sigma_м$ от 0 до 100 мПа, фаза э.д.с измерительной обмотки изменилась всего на 6° при частоте намагничивающего тока f = 6 кГц. То есть в среднем при увеличении нагрузки на 1 Мпа разрешающая способность метода оставляет 0.06°. Амплитудный метод имеет разрешающую способность при частоте намагничивающего тока 6 кГц для ЖР ≈ 0.004 В, для ЭП-450 ≈ 0.013 В при изменении механического напряжения на 1 МПа на линейном участке.

Переменно-частотный метод обладает более высокой разрешающей способностью (это видно при сравнении графиков). Например, при поддержании э.д.с измерительной обмотки равным E = 0,6 В, его средняя разрешающая способность при начальной частоте f = 5 кГц составляет 8 Гц на единицу (1 Мпа) изменения приложенного усилия. Но на каждое отдельное измерение затрачивается большее количество времени, чем при амплитудном или фазовом методе.

Из вышеизложенного следует, что метод измерения механических напряжений в плоских ферромагнитных материалах в каждом из случаев зависит от требований, предъявляемых к материалу и технологическому процессу его обработки. Однако для более точного определения $\sigma_м$ следует использовать их попарно, либо все три вместе. При быстротечных процессах (например отжиг), лучше применять амплитудный метод, с помощью которого можно получить значение $\sigma_м$ практически «мгновенно» в любой момент времени. При медленно протекающих процессах (пример старение материала) следует применять переменно-частный метод, так как он обладает высокой чувствительностью к изменениям физико-механических характеристик ферромагнитных материалов.

Поскольку все три метода реализованы практически по одной схеме, то они легко поддаются автоматизации. Амплитудный и фазовый методы удобно использовать в режимах допускового контроля работы преобразователя.

Список литературы: 1. *Горкунов Б.М.* Электромагнитный преобразователь для контроля напряженно-деформированного состояния узлов оборудования электропривода / *Б.М. Горкунов*, *А.В. Кипенский*, *С.Г. Львов* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тем. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу – Кременчук: КрНУ, 2012. – Вип. 3/19. – С.182 –185. **2.** *Бида Г.В.* Неразрушающий контроль механических свойств стального проката (обзор). Контроль прочностных и пластических свойств / *Г.В. Бида* // Дефектоскопия. –2005. –№5. – С.39–53. **3.** Горкунов Б.М. Вихретоковый двухпараметровый контроль ферромагнитных цилиндрических изделий / Б.М. Горкунов, И.В. Тюпа // Вестник НТУ «ХПИ».– 2004. – №5. – С. 93-99.

Bibliography (transliterated): 1. Gorkunov, B.M., A.V. Kipenskiy and S.G. Lvov. "Elektromagnitnyiy preobrazovatel dlya kontrolya napryazhenno-deformirovannogo sostoyaniya uzlov oborudovaniya elektroprivoda." *Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi. Ser.: Problemyi avtomatizirovannogo elektroprivoda*. No. 3.19. 2012. 182–185. Print. **2.** Bida, G.V. "Nerazrushayuschiy kontrol mehanicheskih svoystv stalnogo prokata (obzor). Kontrol prochnostnyih i plasticheskih svoystv." *Defektoskopiya*. No. 5. 2005. 39–53. Print. **3.** Gorkunov, B.M. and I.V. Tyupa. "Vihretokovyiy dvuhparametrovyiy kontrol ferromagnitnyih tsilindricheskih izdeliy."*Vestnik NTU "HPI"*. No. 5. 2004. 93–99. Print.

Поступила 29.05.2017

УДК 621.33

И. В. ОБРУЧ, старш. препод., НТУ «ХПИ»;
Ю. Н. КУТОВОЙ, канд. техн. наук., проф., НТУ «ХПИ».

НЕЙРОСЕТЕВАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ТЯГОВЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ТРАМВАЯ

Введение. Использование трамвая во многих городах Украины (в Киеве, Днепре, Запорожье, Донецке, Одессе, Николаеве, Харькове и др.) обусловлено такими преимуществами этого вида городского транспорта, как высокая провозная способность, низкая себестоимость перевозок, возможность реализации скоростного сообщения сопоставимого со скоростью на железных дорогах и метрополитене, экологическая чистота [1, 2, 3, 4].

В качестве типового электропривода трамвая в настоящее время чаще всего используют привод постоянного тока, построенного по системе «широтно–импульсный преобразователь – двигатель последовательного возбуждения». С появлением тягового асинхронного двигателя АД927А мощностью 50 кВт на номинальную скорость вращения 2660 об/мин и номинальной частоты питающей сети 92 Гц производства ГП завод «Электротяжмаш» (г. Харьков), открывается возможность создания приводов по системе «преобразователь частоты – асинхронный двигатель».

Современные микропроцессорные средства позволяют в качестве систем управления таким электроприводом применить нейросетевую систему управления обеспечивающую целый ряд преимуществ по сравнению с традиционными системами [5, 6, 7], такими как, например, система подчиненного регулирования координат электропривода или система модального управления. Поэтому в данной работе решалась задача синтеза нейросетевой системы управления тяговым приводом переменного тока, построенного по системе «преобразователь частоты – асинхронный двигатель».

Постановка задач исследований. Электропривод трамвая имеет нелинейную нагрузку типа «пара трения». Наличие такой нагрузки, как показано в [8, 9] при определенных сочетаниях параметров системы приводит к возникновению колебательных (автоколебательных) процессов, что недопустимо. Кроме того, ситуация усугубляется тем, что величина коэффициента сцепления зависит от состояния рельсового пути и может носить случайный характер. Поэтому была поставлена задача разработки замкнутой системы управления асинхронным электроприводом трамвая на основе нейронных сетей, которые используют информацию по легко измеряемой координате и исключают колебания в тяговом электроприводе, повышая его демпфирующие свойства.

Материалы исследований. Электропривод трамвая комплектуется 4-мя тяговыми асинхронными электродвигателями АД927А, размещенными на 2-х двухосных тележках, соединенными с колесными парами при помощи редуктора с общим передаточным числом – i_o = 7,36. Питание каждого двигателя осуществляется от индивидуального преобразователя частоты. Структурная схема предлагаемой замкнутой нейросетевой системы управления одним тяговым асинхронным двигателем представлена на рис. 1.

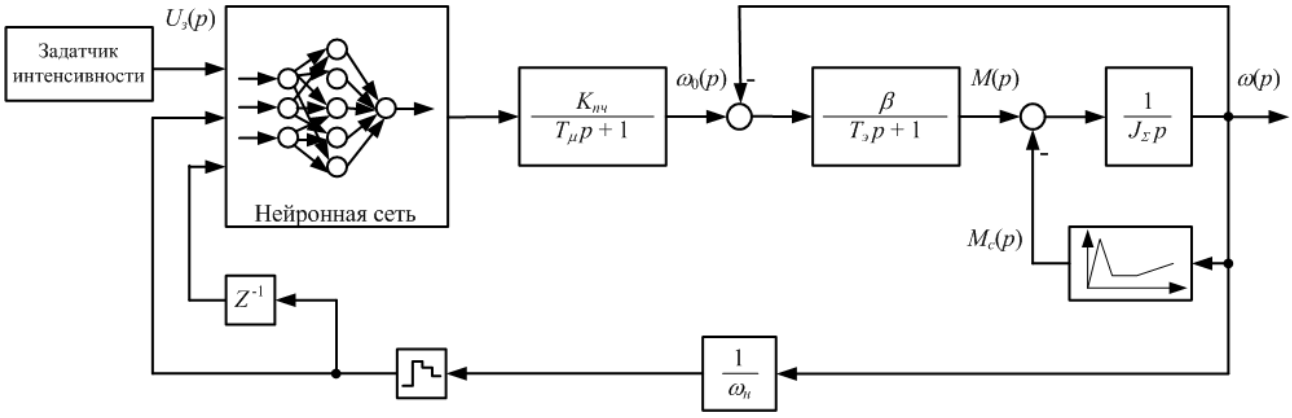
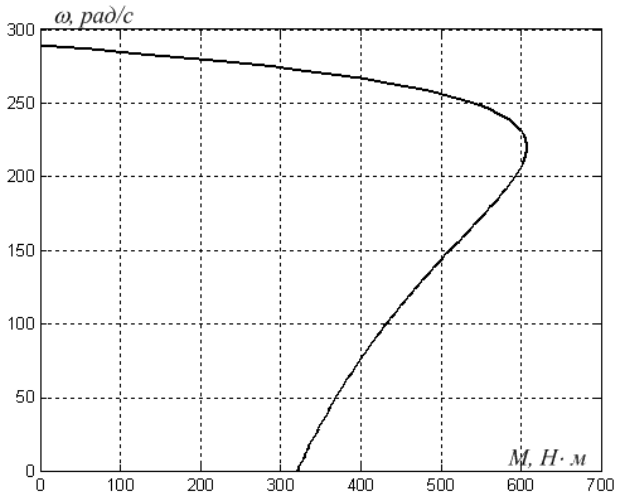


Рисунок 1 – Структурная схема замкнутой нейросетевой системы управления тяговым асинхронным электродвигателем электропривода трамвая

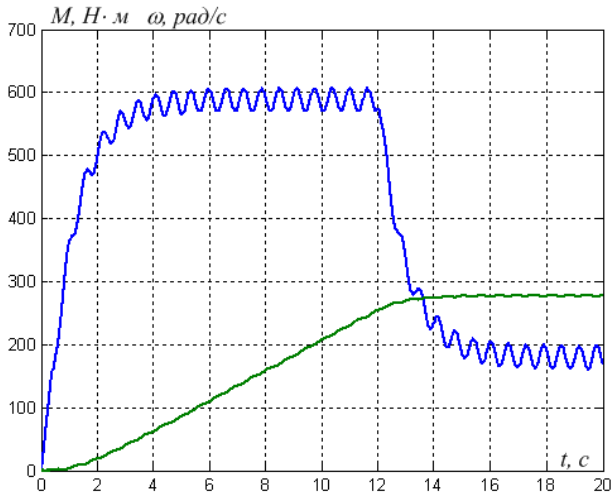
На рис. 2 представлены статическая механическая характеристика тягового асинхронного электродвигателя АД927А (рис. 2а), переходные процессы (рис. 2б), графики изменения линейной скорости (рис. 2в) и ускорения (рис. 2г) при разгоне трамвая от задатчика интенсивности в разомкнутой системе управления. Из анализа представленных графиков видно, что в процессе разгона трамвая до номинальной скорости движения возникают автоколебания момента, скорости и ускорения. Данное явление обусловлено тем, что механическая характеристи-

© И.В. Обруч, Ю.Н. Кутовой, 2017

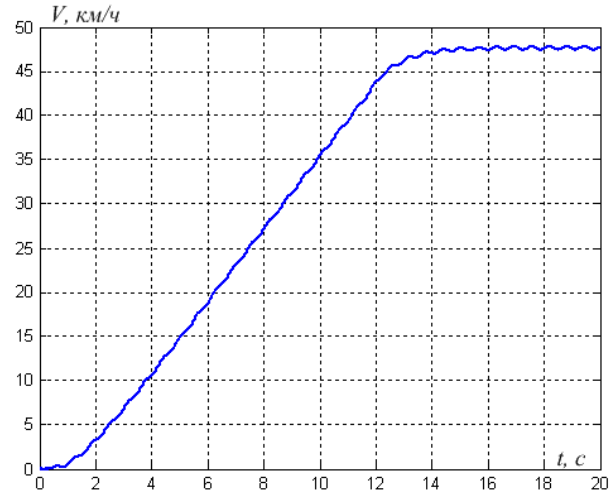
ка нагрузки имеет так называемый «падающий» участок. При нахождении рабочей точки на этом участке возникают автоколебания, в результате чего повышается расход электроэнергии, снижается к.п.д. механизма, увеличивается его износ. Кроме этого, повышение линейного ускорения до величины примерно 1,6 м/с^2 может привести к падению пассажиров трамвая, что недопустимо.



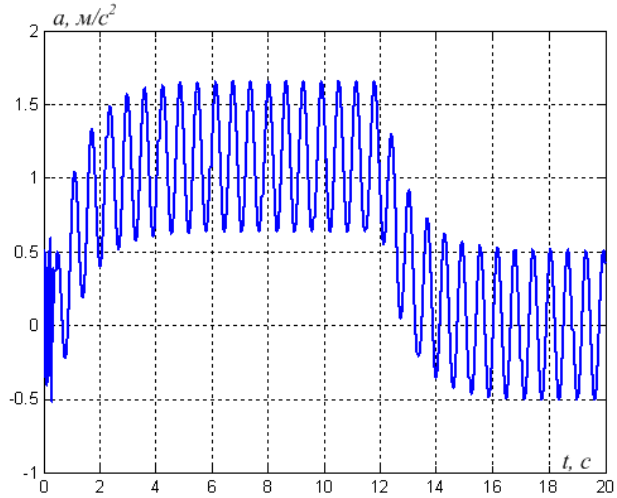
а) статическая механическая характеристика тягового асинхронного двигателя АД927А



б) переходные процессы в тяговом асинхронном двигателе АД927А



в) линейная скорость трамвая



г) линейное ускорение трамвая

Рисунок 2 – Характеристики разомкнутой системы управления тяговым асинхронным электродвигателем трамвая

Для построения замкнутой системы управления (рис. 1) предлагается использовать нейронную сеть типа перцептрон структуры NN3–10–1 с сигмоидальными знакопеременными активационными функциями нейронов скрытого слоя и линейной активационной функцией выходного нейрона. На вход такой нейронной сети подается вектор входного сигнала, состоящий из управляющего сигнала от задатчика интенсивности, необходимого для ограничения координат электропривода, текущего значения сигнала обратной связи по скорости электродвигателя дискретизированного по времени (период дискретизации равен T_0 = 0,01 с) и предыдущего значения сигнала скорости электродвигателя, полученного при помощи цифрового звена чистого запаздывания. Как показали ранее проведенные исследования [10, 11] выбор такой нейронной сети оптимален для управления одномассовыми и двухмассовыми электромеханическими системами. Выходной сигнал нейронной сети используется в качестве сигнала задания частоты питающего напряжения тягового асинхронного электродвигателя, вырабатываемого преобразователем частоты.

Для глобальной оптимизации параметров нейронных сетей требуется использовать метод генетического алгоритма [12]. Рассматривая нейронную сеть как единый набор параметров, генетический алгоритм способен осуществлять ее оптимальную настройку при размерности поискового пространства достаточной для решения большинства практических задач. При этом спектр рассматриваемых приложений гораздо превосходит возможности алгоритма обратного распространения ошибки. Сочетание этих двух вычислительных технологий, искус-

ственные нейронные сети и генетические алгоритмы, рассматривается сегодня как потенциальный источник будущего прогресса в сфере эволюционного моделирования. Кроме присущей ему глобальности, генетический алгоритм, как тренировочная процедура, обладает тем преимуществом по сравнению с алгоритмом обратного распространения ошибки, что он способен тренировать нейронную сеть сразу по выходным характеристикам объекта, а не выходным сигналам нейронной сети. Обучение нейронной сети проводилось по методике, описанной в [10, 11], при этом в качестве критерия оптимизации (F) был выбран интегрально-квадратичный критерий вида

$$F = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N} \left(\frac{1}{t_{max}} \cdot \sqrt{\int_{t=0}^{t_{max}} [(\omega_з - \omega_ф) \cdot t]^2 \, dt} \right) \quad ,$$

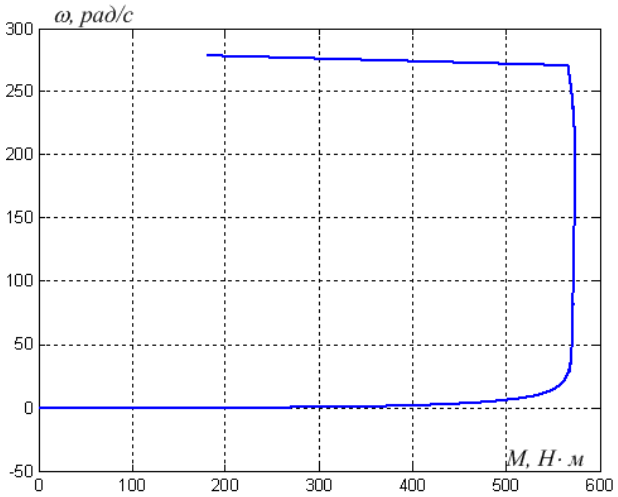
где N – количество тестовых сигналов,

t_{max} – время переходного процесса системы,

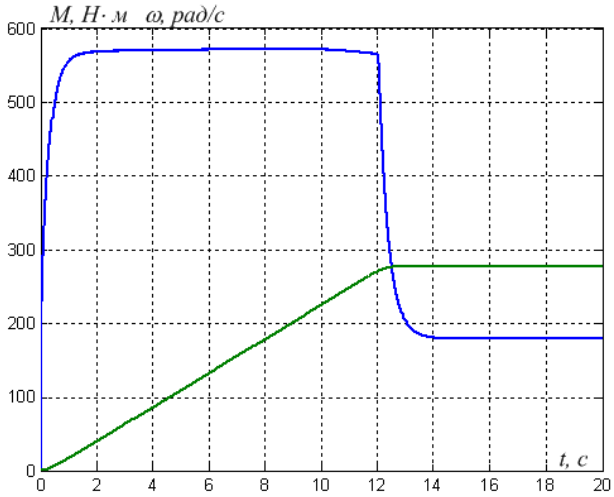
$\omega_з$, $\omega_ф$ – заданное и фактическое значение скорости двигателя,

t – текущее время.

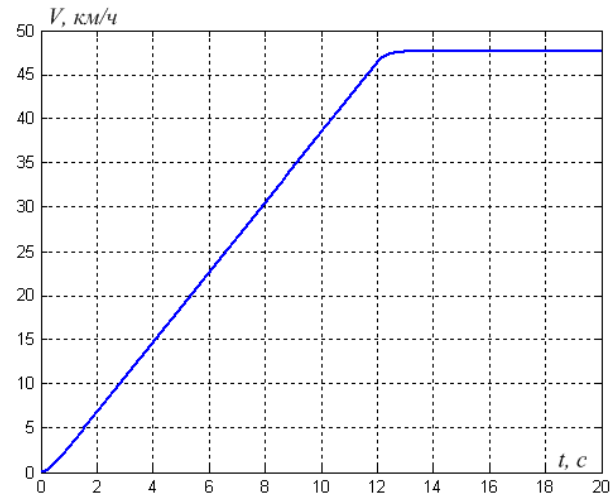
Обучение производилось на персональном компьютере с CPU типа INTEL Core i7 с тактовой частотой 3 ГГц. В качестве тестовых сигналов были выбраны $|\pm 1\ \pm 0{,}8\ \pm 0{,}6\ \pm 0{,}4\ \pm 0{,}2\ 0| \times \omega_н$, где $\omega_н$ – номинальная скорость двигателя. Полное время счета составило 17 мин 21 с, при этом количество вычислений целевой функции – 20000, а минимальное значение критерия – 2,07. На рис. 3 представлены динамическая характеристика тягового асинхронного электродвигателя АД927А (рис. 3а), переходные процессы (рис. 3б), графики изменения линейной скорости (рис. 3в) и ускорения (рис. 3г) при разгоне трамвая от задатчика интенсивности в замкнутой нейросетевой системе управления.



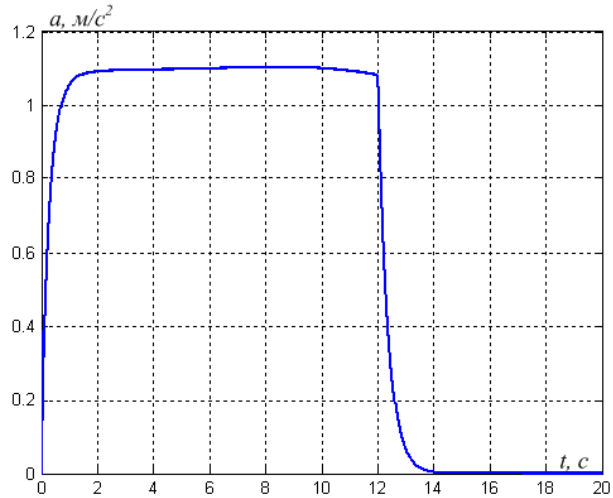
а) динамическая механическая характеристика тягового асинхронного двигателя АД927А



б) переходные процессы в тяговом асинхронном двигателе АД927А



в) линейная скорость трамвая



г) линейное ускорение трамвая

Рисунок 3 – Характеристики замкнутой нейросетевой системы управления тяговым асинхронным электродвигателем трамвая

Выводы. Как видно из полученных графиков (рис. 3) замкнутая система управления тяговым асинхронным электродвигателем трамвая на базе прямонаправленной трехслойной нейронной сети типа «перцептрон» с сигмоидальными знакопеременными активационными функциями нейронов скрытого слоя позволяет исключить возникновение колебательных динамических режимов. Разгон трамвая до номинальной скорости движения происходит за приемлемое время, которое составляет 12 – 13 с, а ускорение при этом не превышает 1,15 м/с^2, что обеспечивает более высокий уровень комфортности пассажиров.

Список литературы: 1. C. N. Pyrgidis. Railway Transportation Systems: Design, Construction and Operation. CRC Press, 2016. p. 156. **2.** Габарда Д. Новые транспортные системы в городском общественном транспорте / Перевод со словацкого канд. техн. наук В. В. Косминой. – М.: Транспорт, 1990. – 216 с. **3.** Tranways & Urban transit. – December 2005. – Vol. 68. – №. 816. **4.** Dr. J. H.E. Reeskamp. Trams. Uitgeverij de Alk, Alkenreeks Beeld-Encyclopedie, № 72. **5.** Вороновский Г. К., Махотило К. В., Петрашев С. Н., Сергеев С. А. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности. – Харьков: Основа, 1997. – 112 с. **6.** Голубев Ю. Ф. Нейросетевые методы в мехатронике. – М.: Изд-во Моск. унта, 2007. – 157 с. **7.** Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. 2-е изд. – М.: Вильямс, 2006. – 1104 с. **8.** Klepikov V. B., Osychev A. V. Self-exited oscillations in electromechanically systems with negative viscous friction. Proc. 4th Intern. Conf. “Uncontinental electromechanical and electrical system”, IEEE-99, St. Petersburg, 1999, pp. 12-28. **9**. Клепиков В. Б. Особенности динамики электромеханических систем с отрицательным вязким трением. “Технічна електродинаміка”, Тем. вып. “Проблеми сучасної електротехніки”. – Київ, 2000, с. 40 – 45. **10.** Обруч И. В. Исследование влияния вида активационной функции на показатели качества регулирования электромеханической системы при нейроконтроллерном управлении / В. Б. Клепиков, И. В. Обруч // Вестник Харьковского государственного политехнического института. – Харьков: ХГПУ, – 2000. – Вып. 113. – с. 369 – 371. **11.** Обруч И. В. Выбор размера скрытого слоя нейроконтроллера при управлении электомеханической системой с отрицательным вязким трением / И. В. Обруч // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». – Харьков: НТУ «ХПИ», – 2001. – Вып. 10. – с. 369 – 371. **12.** De Jong K. A. Genetic Algorithms: A 10 Year Perspective // In: Procs of the First Int. Conf. on Genetic Algorithms, 1985. – pp. 167 – 177.

Bibliography (transliterated): 1. C. N. Pyrgidis. Railway Transportation Systems: Design, Construction and Operation. CRC Press, 2016. p. 156. **2.** Gabarda D. Novye transportnye sistemy v gorodskom obshchestvennom transporte / Perevod so slovatskogo kand. tekhn. nauk V. V. Kosminoi. – M.: Transport, 1990. – 216 s. **3.** Tranways & Urban transit. – December 2005. – Vol. 68. – №. 816. **4.** Dr. J. H.E. Reeskamp. Trams. Uitgeverij de Alk, Alkenreeks Beeld-Encyclopedie, № 72. **5.** Voronovskii G. K., Makhotilo K. V., Petrashev S. N., Sergeev S. A. Geneticheskie algoritmy, iskusstvennye neironnye seti i problemy virtual'noi real'nosti. – Khar'kov: Osnova, 1997. – 112 s. **6.** Golubev Yu. F. Neirosetevye metody v mekhatronike. – M.: Izd-vo Mosk. unta, 2007. – 157 s. **7.** Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. 2-е изд. – М.: Вильямс, 2006. – 1104 с. **8.** Klepikov V. B., Osychev A. V. Self-exited oscillations in electromechanically systems with negative viscous friction. Proc. 4th Intern. Conf. “Uncontinental electromechanical and electrical system”, IEEE-99, St. Petersburg, 1999, pp. 12-28. **9**. Klepikov V. B. Osobennosti dinamiki elektromekhanicheskikh sistem s otritsatel'nym vyazkim treniem. “Tekhnichna elektrodinamika”, Tem. vyp. “Problemi suchasnoї elektrotekhniki”. – Kiïv, 2000, ss. 40-45. **10.** Obruch I. V. Issledovanie vliyaniya vida aktivatsionnoi funktsii na pokazateli kachestva regulirovaniya elektromekhanicheskoi sistemy pri neirokontrollernom upravlenii / V. B. Klepikov, I. V. Obruch // Vestnik Khar'kovskogo gosudarstvennogo politekhnicheskogo instituta. – Khar'kov: KhGPU, – 2000. – Vyp. 113. – s. 369 – 371. **11.** Obruch I. V. Vybor razmera skrytogo sloya neirokontrollera pri upravlenii elektomekhanicheskoi sistemoi s otritsatel'nym vyazkim treniem / I. V. Obruch // Vestnik Natsional'nogo tekhnicheskogo universiteta «Khar'kovskii politekhnicheskii institut». – Khar'kov: NTU «KhPI», – 2001. – Vyp. 10. – s. 369 – 371. **12.** De Jong K. A. Genetic Algorithms: A 10 Year Perspective // In: Procs of the First Int. Conf. on Genetic Algorithms, 1985. – pp. 167 – 177.

Поступила 26.05.2017

УДК 621.331: 621.311.4-047.38

В. Г. СИЧЕНКО, докт. техн. наук, проф., Дніпропетровський національний ун-т залізничного транспорту;
Д. В. МІРОНОВ, аспірант, Дніпропетровський національний ун-т залізничного транспорту.

ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ ОБЛАДНАННЯ ТЯГОВИХ ПІДСТАНЦІЙ

Вступ. На залізницях України в останні роки активно впроваджується швидкісний рух поїздів. При цьому велика робота проводиться в напрямку досягнення більшої економічної ефективності. У зв'язку з цим проводиться оптимізація діяльності підприємств шляхом їх реструктуризації. Але досягти високих економічних показників без розвитку матеріально–технічної бази та підвищення якості її експлуатації неможливо. Удосконалення процесу технічного обслуговування і порядку ведення господарської діяльності передбачають відмову від системи планово–попереджувального ремонту і усунення людського фактору шляхом впровадження систем, що виконують дистанційний автоматизований контроль і діагностування в режимі реального часу і дозволяють виконувати обслуговування об'єктів за їх поточним станом [1].

Прикладом таких систем може слугувати автоматизована система моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій [2]. Дана система призначена для моніторингу фактичного залишкового ресурсу енергетичного обладнання, а також для ведення інформаційної бази даних енергетичного устаткування. Автоматизована система забезпечує виконання наступних функцій:

- ведення інформаційної бази даних показників працездатності та ремонтної статистики обладнання;
- розрахунок і графічне відображення критичного і залишкового ресурсів обладнання;
- розрахунок і графічне відображення ремонтних пріоритетів обладнання;
- формування технічної документації за результатами діагностичних та ремонтних робіт;
- формування відкоригованого графіка ремонтно–профілактичних робіт.

Оцінка доцільності впровадження даної системи та фінансові витрати на її впровадження є важливою задачею з точки зору підвищення економічної ефективності системи технічного обслуговування і ремонту (ТО і Р) обладнання тягових підстанцій (ТП) електрифікованих залізниць.

Мета та завдання. Оцінити ефективність автоматизованої системи моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій, визначити витрати на впровадження даної системи та її строк окупності.

Визначення оптимального об'єму і вартості робіт з ТО і Р обладнання тягових підстанцій. Потребу обладнання у відновленні протягом всього періоду його експлуатації можна забезпечити періодичним виконанням профілактичних оглядів, ремонтів і перевірок, що виконуються у межах послідовних періодично повторюваних ремонтних циклів [3, 4]. Ремонтний цикл – це час роботи обладнання між черговими капітальними ремонтами. Він містить декілька технічних оглядів, поточних ремонтів, а також перевірки, обслуговування і ревізії. Кількість оглядів, ремонтів і перевірок, що входять у ремонтний цикл, а також послідовність їх виконання становлять структуру ремонтного циклу. Структура ремонтного циклу на прикладі швидкодіючого вимикача постійного струму ВАБ-43 представлена на рис. 1.

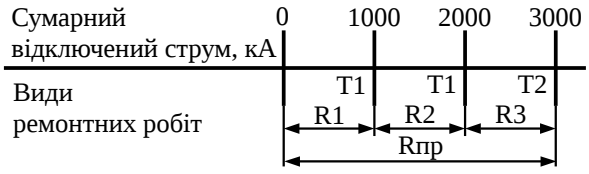


Рис. 1. Структура ремонтного циклу швидкодіючого вимикача постійного струму ВАБ-43:
R1, *R2*, *R3* – міжремонтний ресурс між ремонтами за технічним станом;
Rпр – міжремонтний ресурс між поточними ремонтами

До структури ремонтного циклу входять наступні роботи [5]:

- огляди вимикачів. На тягових підстанціях з постійним обслуговуючим персоналом проводяться щоденно при зміні чергових, а без такого персоналу – в терміни, встановлені головним інженером ЕЧ, але не рідше, ніж раз на 10 днів;
- *T1* – ремонт вимикача за технічним станом. Виконується через 1000 кА сумарного відключеного струму, який визначається за показаннями фіксатора–суматора струму;
- *T2* – поточний ремонт. Виконується через 3000 кА сумарного відключеного струму, який визначається за показаннями фіксатора–суматора струму.

Етап експлуатації обладнання – це один з найважливіших етапів його існування. Від організації технічного обслуговування на цьому етапі і, зокрема, від періодичності проведення технічного обслуговування і ремонтів залежить ефективність його використання. На сьогодні не існує єдиного науково обґрунтованого підходу до цієї проблеми. Виникає нагальна необхідність розробки критеріїв оцінки ефективності ремонтно–діагностичних заходів для електрообладнання тягових підстанцій електрифікованих залізниць. Як критерії оптимізації використовують показники, що їх можна умовно поділити на дві групи: критерії, що прямо не враховують економічні фактори; критерії, що враховують економічні фактори [3]. До першої групи відносять: коефіцієнт готовності; коефіцієнт технічного використання; імовірність безвідмовної роботи на заданому інтервалі; сума простоїв у відмовах і планових ремонтах; випуск продукції за рік. До другої групи критеріїв входять: витрати на експлуата-

© В.Г. Сиченко, Д.В. Міронов, 2017

цію; прибуток від експлуатації; витрати на одиницю часу роботи обладнання; витрати на ремонт і технічне обслуговування, віднесені до одиниці продукції. Вибір того чи іншого критерію оптимальності визначається ситуацією на підприємстві, завданнями, що поставлені перед його керівництвом у даний момент. Очевидно, що раціональною буде така організація технічного обслуговування, для якої від кожної одиниці витрат буде отриманий максимальний ефект. В даній роботі в якості критеріїв оцінки ефективності ремонтно–діагностичних заходів вибрані критерії, що враховують економічні фактори. Розрахунок критеріїв ефективності проведений для швидкодіючих вимикачів постійного струму ВАБ-43 тягової підстанції «Ф».

Кожному типу електрообладнання відповідає свій перелік ремонтно–діагностичних робіт. Тому, знаючи конкретну одиницю електрообладнання, яка потребує проведення технічного обслуговування або ремонту, легко визначити кількісний та якісний склад робіт. Кожний вид ремонтно–профілактичних робіт характеризується часом, кількістю обслуговуючого персоналу та витратами на матеріали, деталі та вузли, а також іншими витратами. Об'єм ремонтних робіт характеризується витратами, які зручно виражати в грошовому еквіваленті та трудомісткістю, виміряною в людино–годинах.

Трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту та діагностуванню електрообладнання для однієї одиниці устаткування визначається за формулою:

$$E_j = N_j \cdot T_j \,, \tag{1}$$

де N_j – кількість осіб, що проводять даний вид робіт над j–ою одиницею обладнання;

T_j – час, необхідний для проведення даного виду робіт.

Час, необхідний для проведення ремонтно–профілактичних робіт, в свою чергу можна представити у наступному вигляді:

$$T_j = T_Д + T_{РЗР} + T_Н + T_О \,, \tag{2}$$

де $T_Д$ – витрати часу на проведення діагностування одиниці обладнання;

$T_{РЗР}$ – витрати часу на проведення збірно–розбірних робіт;

$T_Н$ – витрати часу на усунення несправності устаткування;

$T_О$ – витрати часу на оформлення технічної документації за результатами проведених діагностичних і ремонтних робіт.

Роботи по діагностуванню та технічному обслуговуванню електроустаткування проводяться персоналом тягової підстанції згідно графіка ремонтно–профілактичних робіт. Час на проведення збірно–розбірних робіт $T_{РЗР}$ при ремонтах за технічним станом і поточних ремонтах згідно з [6] складає відповідно 1,85 год та 6,18 год. При цьому ремонти за технічним станом проводяться не рідше 4 разів на рік, а поточний ремонт – не рідше 2 разів на рік. Складовими даних часових витрат є, власне, витрати на проведення збірно–розбірних робіт, витрати на підготовчо–заключні дії (8,3% від оперативного часу), витрати на обслуговування робочого місця (5,4% від оперативного часу) та витрати на відпочинок і власні потреби (3,8% від оперативного часу). Час на усунення несправності устаткування $T_Н$ згідно з технічними умовами на швидкодіючий вимикач постійного струму складає від 6,25 год до 8 год. Ці складові загального часу проведення ремонтно–профілактичних робіт T_j будуть однакові при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування та при використанні автоматизованої системи моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій.

Час на проведення діагностування $T_Д$ швидкодіючого вимикача ВАБ-43 складає 30 хв та включає наступні роботи: вимір діагностичних показників (15 хв), заповнення протоколу проведення робіт (1 хв), постановка діагнозу і визначення об'єму робіт (14 хв). З використанням автоматизованої системи витрати часу на проведення даних робіт будуть наступними: вимір діагностичних показників – 15 хв (при наявності датчиків виміру параметрів електрообладнання з передачею інформації в АСУ ТП цей час можна значно скоротити, так як програмний комплекс дає змогу автоматично отримувати результати вимірювань з АСУ ТП), заповнення протоколу проведення робіт шляхом введення їх в електронну форму автоматизованого комплексу – 0,5 хв, постановка діагнозу і визначення об'єму робіт автоматизованим комплексом з виведенням результатів на екран – 0,03 хв. Отже, увесь час проведення діагностування $T_Д$ з використанням автоматизованої системи складе 15,53 хв.

Витрати часу на оформлення технічної документації за результатами проведених діагностичних і ремонтних робіт $T_О$ при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування складає 75 хв і включає наступні види робіт [7]:

- заповнення протоколів випробувань і ремонтів;
- коригування графіка ремонтно–профілактичних робіт;
- заповнення книги виконаних робіт, форма ЕУ-83а;
- заповнення книги оглядів і несправностей, форма ЕУ-83;
- заповнення актів про пошкодження на тяговій підстанції, форма ЕУ-92;
- заповнення бланків нарядів на роботи в електроустановках, форма ЕУ-44;
- заповнення журналу заявок на виведення у ремонт електрообладнання;
- заповнення журналу обліку робіт за нарядами і розпорядженнями.

Автоматизована система моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій дозволяє скоротити час T_o до 30 хв за рахунок автоматизованого формування частини технічної документації.

Загальний час T_j , необхідний для проведення ремонтно–профілактичних робіт за один рік, для двох варіантів виконання складе:

– при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування:

$$T_{j1} = 4 \cdot (30 + 111 + 75) + 2 \cdot (30 + 370{,}8 + 75) = 1815{,}6 \text{ хв} = 30{,}26 \text{ год};$$

– з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання:

$$T_{j2} = 4 \cdot (15{,}53 + 111 + 30) + 2 \cdot (15{,}53 + 370{,}8 + 30) = 1458{,}78 \text{ хв} = 24{,}313 \text{ год}.$$

Таким чином, використання автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання в процесі технічного обслуговування електрообладнання дозволяє скоротити час на проведення робіт для одного швидкодіючого вимикача ВАБ-43 за рік на 6 год. В межах однієї дистанції електропостачання розташовуються приблизно 20 тягових підстанцій постійного струму з середнім числом швидкодіючих вимикачів біля 120. При цьому загальний час, який витрачається на виконання ремонтно–профілактичних робіт в рік, скоротиться з 3631,2 год до 2917,56 год.

Визначимо трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту для одного швидкодіючого вимикача за виразом (1), прийнявши до уваги, що кількість осіб, що виконує роботу, згідно [6] складає 2 людини (електромеханік та електромонтер 4 розряду тягової підстанції):

– при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування:

$$E_{j1} = 2 \cdot 30{,}26 = 60{,}52 \text{ люд–год};$$

– з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання:

$$E_{j2} = 2 \cdot 24{,}313 = 48{,}626 \text{ люд–год}.$$

Сумарна трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту електрообладнання для декількох одиниць електроустаткування залежить від їх кількості [8]:

$$E_{\Sigma} = \sum_{j=1}^{n} E_j , \qquad (3)$$

де Ej – трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту та діагностуванню електрообладнання для j–ої одиниці устаткування.

Визначимо сумарну трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту для швидкодіючих вимикачів дистанції електропостачання в цілому за виразом (3):

– при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування:

$$E_{\Sigma 1} = 120 \cdot 60{,}52 = 7262{,}4 \text{ люд–год};$$

– з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання:

$$E_{\Sigma 2} = 120 \cdot 48{,}626 = 5835{,}12 \text{ люд–год}.$$

Для визначення загальної вартості робіт по технічному обслуговуванню і ремонту електрообладнання необхідно виразити трудомісткість, розраховану за виразом (1), в грошовому еквіваленті. Це можна зробити наступним чином:

$$C_E = \alpha \cdot E_{\Sigma} , \qquad (4)$$

де α – питома вартість однієї години робіт;

E_{Σ} – сумарна трудомісткість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту електрообладнання.

Визначимо загальну вартість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту для швидкодіючих вимикачів дистанції електропостачання в цілому за виразом (4), прийнявши питому вартість робіт в розмірі 33,53 грн/год (з розрахунку ставки електромеханіка 5600 грн за 167 годинний робочий місяць):

– при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування:

$$C_{E1} = 33{,}53 \cdot 7262{,}4 = 243529{,}58 \text{ грн};$$

– з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання:

$$C_{E2} = 33{,}53 \cdot 5835{,}12 = 195651{,}57 \text{ грн}.$$

Таким чином, використання автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання в процесі технічного обслуговування електрообладнання дистанції електропостачання дозволяє зменшити фінансові витрати на 47878 грн/рік.

Розрахунок експлуатаційних витрат на автоматизовану систему моніторингу технічного стану електрообладнання, визначення вартості та строку її окупності. Оцінка економічної доцільності проводиться за трьома показниками: експлуатаційні витрати за рік, річний економічний ефект та строк окупності. Даними для розрахунку капітальних вкладень і експлуатаційних витрат служать конструктивні параметри та експлуатаційні показники порівнюваних варіантів техніки. Експлуатаційні витрати складаються з витрат на утримання , витрати на матеріали та запасні частини, електроенергію, а також витрати на амортизацію [9]. Отже, експлуатаційні витрати на систему технічного обслуговування і ремонту можна визначити за формулою:

$$C = C_E + C_H + C_{MAT} + C_{EE} + C_A , \qquad (5)$$

де C_E – загальна вартість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту електрообладнання;

C_H – соціальні нарахування на основний фонд заробітної плати;

C_{MAT} – витрати на матеріали і запасні частини;

C_{EE} – витрати на електроенергію;

C_A– амортизаційні відрахування.

Нарахування на заробітну плату становить 37,83 % від заробітної плати основного фонду, з яких 32 % – пенсійний збір, 2,9 % – соціальне страхування, 1,9 % – відрахування до фонду безробіття і страхування нещасних випадків 1,03 %. Нарахування на заробітну обчислюється за формулою:

$$C_H = k \cdot C_E \,, \qquad (6)$$

де k = 0,3783.

Тоді нарахування на заробітну плату складають для існуючої системи ТО і Р 92127,24 грн.; з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання – 74015 грн.

Витрати на матеріали й запасні частини складає 2% від вартості автоматизованої системи. Автоматизована система конструктивно складається з персональних комп'ютерів – робочих клієнтів, які встановлюються на тягових підстанціях, та сервера, встановленого на дистанції електропостачання (рис. 2).

Між собою клієнти та сервер з'єднуються за допомогою локальної мережі. Капіталовкладення на впровадження даної системи складаються з витрат на персональні комп'ютери у розмірі 2500 грн. за одиницю та витрат на створення локальної мережі у розмірі 10000 грн., тому

$$C_{MAT} = 0{,}02 \cdot 63000 = 1260 \text{ грн},$$

C_{MAT} для існуючої системи ТО і Р становлять 0 грн.

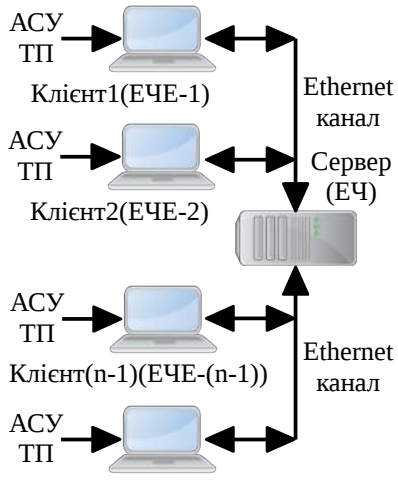


Рис. 2. Структура автоматизованої системи моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій

До експлуатаційних витрат відносяться амортизаційні нарахування і вартість електричної енергії. Норми амортизаційних нарахувань визначаються на основі вартості устаткування і складаються з відрахувань на відновлення, заміну й капітальний ремонт. Щорічні амортизаційні відрахування становлять 5% від вартості комплексу.

Таким чином, амортизаційні витрати на експлуатацію автоматизованої системи складуть 3150 грн. C_A для існуючої системи ТО і Р становлять 0 грн.

Витрати на електроенергію визначаються за формулою:

$$C_{EE} = P_{CT} \cdot B_E \cdot t, \qquad (7)$$

де P_{CT} – потужність персонального комп'ютера (300 Вт);

B_E – вартість 1 кВт/год електроенергії (1,57 грн.);

t – час, витрачений на проведення робіт з ТО і Р.

Таким чином, витрати на електроенергію для експлуатації автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання складуть:

$$C_{EE} = 0{,}3 \cdot 1{,}57 \cdot 95{,}613 = 45{,}034 \text{ грн.}$$

C_{EE} для існуючої системи ТО і Р становлять 0 грн.

Тепер визначимо експлуатаційні витрати за виразом (5):

– при існуючій системі технічного обслуговування електроустаткування:

C_1 = 243529,58 + 92127,24 = 335656,82 грн;

– з використанням автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання:

C_2 = 195651,57 + 74015 + 1260 + 45,034 + 3150 = 274121,604 грн.

Таблиця 1 – Експлуатаційні витрати на систему ТО і Р обладнання тягових підстанцій

Стаття витрат	Існуюча система ТО і Р	Система ТО і Р з використанням автоматизованого комплексу
Загальна вартість робіт по технічному обслуговуванню і ремонту електрообладнання, грн.	243529,58	195651,57
Соціальні нарахування на основний фонд заробітної плати, грн.	92127,24	74015
Витрати на матеріали і запасні частини, грн.	0	1260
Витрати на електроенергію, грн.	0	45,034
Амортизаційні відрахування, грн.	0	3150
Експлуатаційні витрати, грн.	335656,82	274121,604

Річний економічний ефект від впровадження нової техніки розраховується з урахуванням сумарної економії всіх видів продуктивних ресурсів одержаної в результаті виробництва й експлуатації впроваджуваного пристрою, спрямованого на автоматизацію виробництва [9, 10], що забезпечує економію виробничих ресурсів, визначається як різниця витрат по базовій і новій техніці:

$$E = C_1 - (C_2 + K \cdot E_H) \,, \qquad (8)$$

де C_1 – експлуатаційні витрати на існуючу систему ТО і Р;

C_2 – експлуатаційні витрати на систему ТО і Р з використанням автоматизованого комплексу;

K – капітальні витрати на впровадження автоматизованої системи;

E_H – коефіцієнт ефективності капітальних витрат (E_H = 0,25 для обчислювальної техніки).

Таким чином, річний економічний ефект від впровадження автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання буде рівним:

$$E = 335656{,}82 - (\,274121{,}604 + 63000 \cdot 0{,}25\,) = 45785{,}216 \text{ грн.}$$

Строк окупності автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання визначимо за формулою:

$$T = \frac{C_2 + K \cdot E_H}{E}\ . \qquad (9)$$

Підставивши відповідні значення у формулу (9) отримаємо:

$$T = \frac{274121{,}604 + 63000 \cdot 0{,}25}{45785{,}216} = 6{,}3 \text{ роки.}$$

При наявності на тягових підстанціях персональних комп'ютерів капіталовкладення на впровадження даної системи складаються з витрат на створення локальної мережі для даної системи у розмірі 10000 грн., тому

$$C_{\text{МАТ}} = 0{,}02 \cdot 10000 = 200 \text{ грн;}$$

$$C_{\text{А}} = 0{,}05 \cdot 10000 = 500 \text{ грн;}$$

$$C_3 \ \ 195651{,}57 \ 74015 + 200 + 45{,}034 + 500 = 270411{,}604 \text{ грн.}$$

Річний економічний ефект від впровадження автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання та строк її окупності в цьому випадку буде дорівнювати:

$$E = 335656{,}82 - (\,270411{,}604 + 10000 \cdot 0{,}25\,) = 62745{,}216 \text{ грн;}$$

$$T = \frac{270411{,}604 + 10000 \cdot 0{,}25}{62745{,}216} = 4{,}35 \text{ роки.}$$

Таким чином, річний економічний ефект від впровадження автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання та строк її окупності для двох варіантів виконання автоматизованого комплексу відповідають вимогам нормативних значень для електронно–обчислювальної техніки.

Висновки. Застосування автоматизованої системи моніторингу технічного стану електрообладнання в процесі технічного обслуговування і ремонту устаткування тягових підстанцій дає змогу значно скоротити час на ремонтно–профілактичні роботи шляхом зменшення часу на проведення діагностичних вимірювань (при наявності датчиків контролю діагностичних параметрів електрообладнання), обробку їх результатів та постановку діагнозу з подальшим плануванням об'єму робіт. В свою чергу це зменшує річні фінансові витрати на проведення ремонтно–профілактичних робіт. Строк окупності автоматизованого комплексу при його впровадженні лише для одного типу обладнання для дистанції електропостачання в цілому складає 6,3 роки при відсутності персональних комп'ютерів та 4,35 роки при їх наявності. При впровадженні комплексу для всіх типів електрообладнання ТП витрати на проведення ремонтно–профілактичних робіт та строк окупності можна значно скоротити.

Список літератури: 1. Matusevych, O. O., Sychenko, V. G. and Bialon A. "Continuous improvement of technical servicing and repair system of railway substation on the basis of FMEA methodology". *Technika Transportu Szynowego* 1-2 (2016): 75—79. Print. **2.** *Міронов, Д.В.* Автоматизована система моніторингу та прогнозування фактичного залишкового ресурсу обладнання тягових підстанцій / *Д.В. Міронов* // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. - № 4(1). – С. 51-63. **3.** *Шостак, В. В.* Критерії оптимальності структури ремонтного циклу обладнання для виробництва деревностружкових плит / *В. В. Шостак* // Науковий вісник Українського державного лісотехнічного університету. – 2001. - № 11.2. – С. 18-21. **4.** *Дубровин, Л. И.* К вопросу определения экономически оптимальной периодичности ремонтов сложных восстанавливаемых устройств / *Л. И. Дубровин* // Надежность и контроль качества. – 1974. - №4. – С. 91-94. **5.** *Южаков, Б. Г.* Монтаж, наладка, обслуживание и ремонт электрических установок / *Б. Г. Южаков*. – Москва: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2008. – 412 с. **6.** Нормы времени и нормативы численности на текущие ремонты и межремонтные испытания оборудования тяговых и трансформаторных подстанций железных дорог. – Москва, 2007. – 283 с. **7.** Інструкція з технічного обслуговування і ремонту обладнання тягових підстанцій, пунктів живлення і секціонування електрифікованих залізниць. – К. : ТОВ «Інпрес», 2008. - 125 с. **8.** *Назарычев, А. Н.* Совершенствование системы ремонтов электрооборудования электростанций и подстанций с учетом технического состояния: дисс. ... д-ра техн. наук / *Назарычев Александр Николаевич*; Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина. – Иваново, 2005. – 390 с. **9.** *Головань, С.И., Спиридонов, М.А.* Бизнес-планирование и инвестирование. Учебник / *С.И. Головань, М.А. Спиридонов.* - Ростов н/Д: Феникс, 2008. – 302 с. **10.** *Непомнящий, Е.Г.* Экономическая оценка инвестиций Учебное пособие / *Е.Г. Непомнящий.* - Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. – 292 с.

Bibliography (transliterated): 1. Matusevych O.O., Sychenko V.G. and Bialon A. "Continuous improvement of technical servicing and repair system of railway substation on the basis of FMEA methodology." Technika Transportu Szynowego 1-2 (2016): 75-79. Print. **2.** Mironov D.V. "Avtomatizovana sistema monitoringu ta prognozuvannya faktichnogo zalishkovogo resursu obladnannya tyagovikh pidstantsiy." *Elektrotekhnika i elektromekhanika* 4(1) (2016): 51-63. Print. **3.** Shostak V.V. "Kriteriï optimal'nosti strukturi remontnogo tsiklu obladnannya dlya virobnitstva derevnostruzhkovikh plit." *Naukoviy visnik Ukraïns'kogo derzhavnogo lisotekhnichnogo universitetu* 11.2 (2001): 18-21. Print. **4.** Dubrovin, L.I. "K voprosu opredeleniya ekonomicheski optimal'noy periodichnosti remontov slozhnykh vosstanavlivaemykh ustroystv." Nadezhnost' i kontrol' kachestva 4 (1974): 91-94. Print. **5.** Yuzhakov, B. G. *Montazh, naladka, obsluzhivanie i remont elektricheskikh ustanovok.* Moskva: GOU «Uchebno-metodicheskiy tsentr po obrazovaniyu na zheleznodorozhnom transporte», 2008. Print. **6.** *Normy vremeni i normativy chislennosti na tekushchie remonty i mezhremontnye ispytaniya oborudovaniya tyagovykh i transformatornykh podstantsiyzheleznykh dorog*. Moskva, 2007. Print. **7.** *Instruktsiya z tekhnichnogo obslugovuvannya i remontu obladnannya tyagovikh pidstantsiy, punktiv zhivlennya i sektsionuvannya elektrifikovanikh zaliznits'*. K.: TOV «Inpres», 2008. Print. **8.** Nazarychev, A. N. *Sovershenstvovanie sistemy remontov elektrooborudovaniya elektrostantsiy i podstantsiy s uchetom tekhnicheskogo sostoyaniya*: diss. ... d-ra tekhn. nauk Ivanovo, 2005. Print. **9.** Golovan', S.I. and Spiridonov, M.A. *Biznes-planirovanie i investirovanie*. Uchebnik. Rostov n/D: Feniks, 2008. Print. **10.** Nepomnyashchiy, E.G. *Ekonomicheskaya otsenka investitsiy Uchebnoe posobie*. Taganrog: Izd-vo TRTU, 2005. Print.

Надійшла 03.07.2017

УДК 621.33

В. Б. КЛЕПИКОВ, докт. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
Е. В. САКУН, аспирант, НТУ «ХПИ».

ПРОГРАММНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ ПОЛОЖЕНИЙ ВАЛОВ КОРОБКИ ПЕРЕДАЧ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ

Введение. Ограниченность мировых запасов нефти и газа, а также постоянно ухудшающаяся экологическая обстановка в крупных городах создают необходимость перехода человечества на альтернативные виды транспорта. В перспективе прогнозируется переход от автомобилей с двигателями внутреннего сгорания к электромобилям [9]. Уже сейчас все ведущие автомобильные фирмы ведут разработку, изготавливают либо серийно выпускают электромобили.

В рамках выполнения европроекта «TEMPUS-MPAM» на кафедре «Автоматизированные электромеханические системы» НТУ «ХПИ» была открыта специализация с ориентацией на мехатронику электромобилей. В связи с этим сотрудниками кафедры к 2015 г. на базе автомобиля «Ланос» был создан электромобиль, предназначенный для учебных и научных целей [10]. Особенностью электропривода, заменившего двигатель внутреннего сгорания, было исполнение источника электропитания в виде сочетания аккумуляторной и суперконденсаторной батарей, а также сохранение коробки передач. Во-первых, это позволило набрать аккумуляторную батарею из свинцово-кислотных гелиевых аккумуляторов отечественного производства (завод «Владар», Харьков), обеспечив возврат энергии в тормозных режимах (снижение скорости и движение под уклон). Во-вторых, сохранение коробки передач позволило использовать электродвигатель меньшей мощности, а также поставило задачу использования возможностей микропроцессорного электропривода для синхронизации скоростей ее валов.

Целесообразность применения в электроприводе электромобиля коробки передач с использованием возможностей электропривода для решения проблемы согласования скоростей входного и выходного валов отмечена и в некоторых зарубежных источниках [6-8]. В них так же указывалось, что применение коробки передач в электромобиле может не только улучшить его ходовые характеристики, но и повысить энергоэффективность. Однако применение существующих коробок передач в электромобилях является проблематичным по критериям сложности, стоимости, веса и габаритов.

В данной статье рассматривается возможность существенного упрощения коробки передач для электромобиля с одновременным повышением энергоэффективности и улучшением технических характеристик системы электропривода.

Анализ литературы. Первоначально электромобили оборудовались коробкой передач, так как это позволяло использовать двигатель с меньшим максимальным моментом, а соответственно и массо-габаритными показателями. Появление тяговых двигателей с высоким максимальным моментом и малой массой позволило создавать электромобили без использования коробки передач, заменяя ее трансмиссией с постоянным передаточным числом.

Однако дальнейшие исследования, проводимые с целью увеличения дальности пробега электромобилей без подзаряда, показали, что в электроприводе с постоянным передаточным числом потери в двигателе все же достаточно велики и могут быть снижены за счет использования переменного передаточного числа коробки передач и оптимального с точки зрения энергоэффективности алгоритма их переключения [1-5].

Коэффициент полезного действия (КПД) электродвигателя нелинейно зависит от его скорости и вращающего момента. Типовая статическая диаграмма этой зависимости для тягового двигателя электромобиля показана на рис. 1. Область работы двигателя ограничена тремя линиями: линией максимальной скорости $\omega = \omega_{max}$, линией максимального вращающего момента $M=M_{max}$ и кривой максимальной мощности $P=\omega M=P_{max}$. Из диаграммы видно, что высокий КПД двигателя (η) сохраняется только в небольшой рабочей области, а работа в других областях приводит к увеличению потерь.

Использование коробки передач позволяет при одной и той же скорости V и силе тяги F электромобиля работать в разных точках диаграммы КПД двигателя. При этом скорость и момент двигателя будут равняться

$$\omega = V \cdot \frac{i_{ГП}}{R_К} \cdot i_{КП}\,, M = F \cdot \frac{R_К}{i_{ГП} \cdot i_{КП}}\,,$$

где $R_К$ – радиус колес электромобиля, $i_{ГП}$ – передаточное число главной передачи, $i_{КП}$ – передаточное число коробки передач.

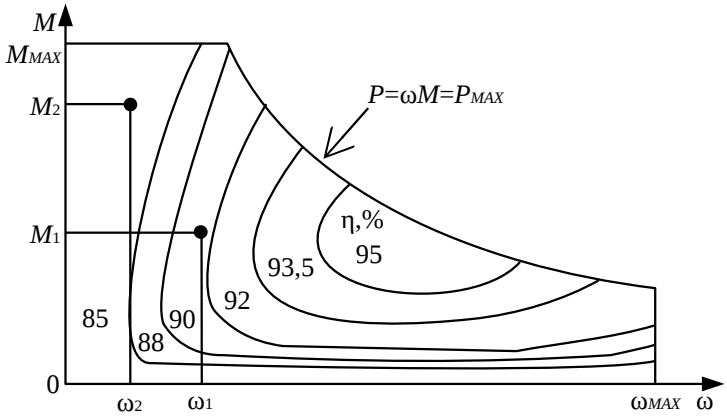


Рис. 1 Диаграмма КПД двигателя

На рис. 1 показаны две рабочие точки дви-

© В.Б. Клепиков, Е.В. Сакун, 2017

гателя (ω_1, M_1) и (ω_2, M_2) при одинаковых значениях величин скорости и силы тяги электромобиля, но с разными передаточными числами коробки передач. Видно, что вторая точка находится в области с более высоким КПД, и, следовательно, движение на второй передаче с точки зрения энергоэффективности будет целесообразней.

Алгоритмы определения оптимальной передачи в процессе движения могут быть различными и основаны на снижении потерь за счет переключения передач таким образом, чтобы система двигатель-преобразователь большую часть времени находилась в области с более высоким КПД. Разработка подобных алгоритмов затрудняется тем, что требуемую скорость электромобиля невозможно предугадать заранее, так как она задается водителем. Возможность снижения потерь за счет использования коробки передач подтверждается как результатами компьютерного моделирования [1-3], так и реальными экспериментами [4,5].

В [1] показано, что увеличение пробега без подзаряда благодаря применению переменного передаточного числа зависит от многих факторов, таких как алгоритм переключения, тахограмма движения, тип коробки передач, и для легкового транспорта может составлять более 10%.

Одним из недостатков существующих конструкций коробок передач является необходимость синхронизации скоростей входного и выходного валов при переключениях, так как подключение валов, вращающихся с разной скоростью, привело бы к возникновению удара, разрушающего механические части устройства. В [6-8] предлагается использование программного управления электроприводом для выполнения этой функции.

Цель работы. В настоящей работе производится углубленный анализ работы существующих коробок передач и определение путей улучшения их работы с учетом возможностей микропроцессорного управления электроприводом электромобиля. Для достижения этой цели в работе производится анализ процессов, происходящих при переключении передач, и выяснение целесообразности выполнения синхронизации положений средствами электропривода; разработка функциональной схемы и системы управления электроприводом с синхронизацией положений; проверка технических решений с помощью компьютерного моделирования.

Принцип работы механической коробки передач. Для уяснения сущности проблемы рассмотрим принцип работы традиционной коробки передач, упрощенная схема которой показана на рис. 2.

Вращающий момент двигателя передается на первичный вал (2), на котором жестко закреплены первичные шестерни передач (5 и 8). На вторичном валу (1) находятся вторичные шестерни передач (3 и 6), но, в отличие от первичных шестерен, они установлены на подшипниках и могут вращаться независимо от вторичного вала.

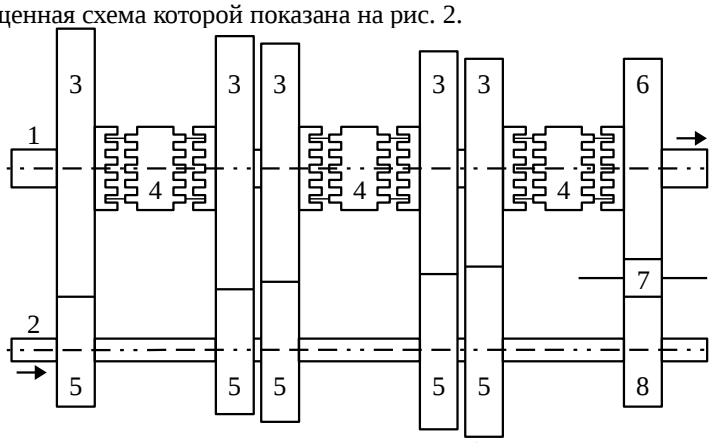


Рис. 2 Упрощенная схема коробки передач

Первичные и вторичные шестерни прямых передач (5 и 3) всегда находятся в зацеплении и вращаются с пропорциональными скоростями. Коэффициент пропорциональности зависит от соотношения количества зубьев на первичной и вторичной шестернях. Первичная и вторичная шестерни задней передачи (8 и 6) соединены через промежуточную шестерню (7) и также вращаются с пропорциональными скоростями, но в противоположном направлении. В общем случае все вторичные шестерни имеют разные угловые скорости вращения.

Режим, когда вторичный вал вращается независимо от всех вторичных шестерен, называется нейтральной передачей. В этом режиме вращающий момент двигателя не передается на вторичный вал коробки передач.

Для передачи вращающего момента на вторичный вал необходимо жесткое соединение одной из вторичных шестерен с этим валом. Такое соединение осуществляется с помощью муфт синхронизаторов (4).

Муфта синхронизатора всегда вращается со скоростью вторичного вала, и, благодаря подвижному шлицевому соединению, может перемещаться вдоль него. Перемещаясь вдоль вала муфта синхронизатора может соединяться со вторичной шестерней передачи с помощью кулачков, имеющихся на муфте и на шестерне. При этом происходит жесткое соединение вторичной шестерни передачи со вторичным валом коробки передач.

Муфты синхронизаторов расположены между парой соседних вторичных шестерен. С помощью трех муфт синхронизаторов можно производить включение одной из шести передач. Одновременное включение нескольких передач недопустимо и может привести к разрушению элементов коробки передач. Для предотвращения подобной ситуации используется специальный блокировочный механизм.

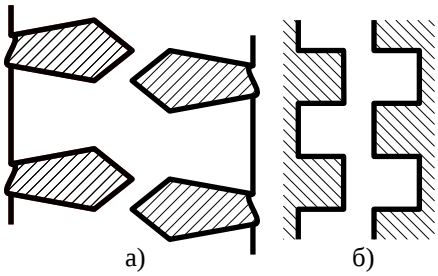
Перемещение муфт синхронизаторов выполняется водителем с помощью рычага переключения передач, который находится вне корпуса коробки передач.

Очевидно, что для соединения вторичного вала с вторичной шестерней передачи без возникновения удара их угловые скорости должны быть равны. Процесс выравнивания скоростей называется синхронизацией.

Для выполнения синхронизации используются так называемые синхронизаторы, которые устанавливаются на муфтах синхронизаторов. При включении передачи синхронизатор блокирует перемещение муфты до тех пор, пока ее угловая скорость и скорость соответствующей шестерни не выровняются. Выравнивание скоростей происходит благодаря моменту трения, создаваемого синхронизатором вследствие фрикционной связи между ними. Перед переключением передачи двигатель отключают от коробки передач с помощью сцепления, что су-

щественно снижает нагрузку на синхронизатор.

После синхронизации выполняется замыкание передачи, при котором кулачки муфты переключения передач входят в зацепление с кулачками вторичной шестерни выбранной передачи. Так как после синхронизации скоростей положения кулачков муфты и шестерни могут быть произвольными друг относительно друга, требуется особая форма профиля кулачков для обеспечения их надежного замыкания, показанная на рис. 3а. Очевидно, что вследствие износа в процессе эксплуатации будет происходить изменение формы профиля кулачков, что, в свою очередь, приведет к снижению вероятности успешного включения передачи, что особенно актуально в случае использования коробки передач для повышения энергоэффективности, так как переключения передач в этом случае могут производиться существенно чаще, чем при традиционном использовании.



а) б)

Рис. 3 Профили кулачков

Эта проблема может быть решена путем синхронизации положений кулачков муфты и шестерни средствами микропроцессорного электропривода. В этом случае может использоваться простая прямоугольная форма кулачков (рис. 3б), а задача их точного позиционирования друг относительно друга будет решаться путем программного управления силовым полупроводниковым преобразователем.

Проведенный анализ диаграммы КПД электродвигателя и принципа функционирования традиционной коробки передач позволяет сделать следующие выводы:

1. Площади равновеликих значений КПД достаточно обширны, что позволяет, благодаря регулированию скорости электропривода, обойтись меньшим числом ступеней коробки передач для перевода рабочей точки в зону повышенного КПД.

2. Микропроцессорное управление электроприводом создает возможности программным путем определять номер передачи с большей энергоэффективностью, а также осуществлять синхронизацию скоростей валов коробки передач и положений кулачков, а следовательно исключить необходимость механических синхронизаторов. Таким образом, программное управление создает возможность упростить коробку передач, снизить ее вес, габариты и стоимость, а также повысить надежность ее работы.

Функциональная схема. Построим функциональную схему и определим алгоритм ее действия, которые могут обеспечить реализацию вышесказанных улучшений.

Для выполнения синхронизации положений нужно иметь сигналы угловых положений кулачков муфты и шестерни, для чего предлагается использовать два абсолютных энкодера, подключенных к первичному и вторичному валам коробки передач.

Перемещение муфты переключения передач вдоль вторичного вала предлагается выполнять с помощью позиционного электропривода. В этом случае коробка передач может быть полностью автоматической, что необходимо для программного переключения передач с целью повышения энергоэффективности.

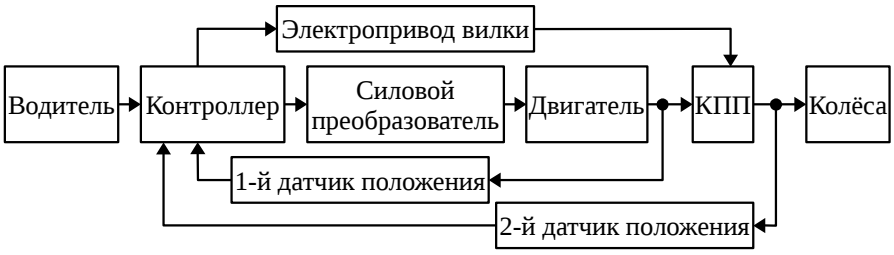


Рис. 4 Функциональная схема

На рис. 4 показана функциональная схема электропривода электромобиля с коробкой передач и функцией синхронизации положений. Контроллер получает сигнал задания силы тяги от водителя, а также сигналы с датчиков положения первичного и вторичного валов коробки передач, из которых определяет сигналы задания для силового полупроводникового преобразователя и электропривода вилки переключения передач. Силовой полупроводниковый преобразователь питает электродвигатель, вал которого подключен к первичному валу коробки передач. Выходной вал коробки передач соединен через дифференциал с колесами электромобиля.

Система управления. Для исследования возможности синхронизации положений шестерни и муфты коробки передач была выбрана система электропривода типа широтно-импульсный преобразователь – двигатель постоянного тока, реализованная в электроприводе созданного на кафедре электромобиля [10].

Предлагаемый алгоритм функционирования предусматривает выполнение синхронизации положений в два этапа:

1. Синхронизация скоростей; 2. Синхронизация положений.

Такое решение, не являясь оптимальным с точки зрения быстродействия, упрощает реализацию.

С учетом вышесказанного, система подчиненного регулирования выполняется с такими контурами: контур регулирования момента, контур регулирования скорости и контур регулирования положения, с ограничениями по максимальному току и напряжению двигателя. Последние два контура могут отключаться от системы в зависимости от текущего режима работы.

В *режиме регулирования момента* (режим нормального движения) отключаются оба внешних контура, а сигнал задания момента поступает от педали акселератора. В *режиме синхронизации скоростей* отключается контур положения, а сигналом задания является скорость вторичного вала. В *режиме синхронизации положений*

все контуры подключены, на вход контура положения поступает разность положений муфты и шестерни коробки передач, а на вход контура скорости поступает сумма сигнала текущей скорости вторичного вала и сигнала с выхода регулятора положения. Такое решение позволяет использовать сигнал смещения положений шестерни и муфты друг относительно друга вместо непрерывно возрастающих сигналов их положений.

Все контура системы настроены на модульный оптимум, с ПИ-регулятором момента и П-регуляторами скорости и положения.

При компьютерном моделировании использовались следующие данные: номинальное напряжение двигателя 72 В, номинальный ток двигателя 200 А, максимальный ток двигателя 500 А, сопротивление якоря 0,01 Ом, индуктивность якоря 0,093 мГн, КФ 0,2 В·с/рад, момент инерции ротора 0,0268 кг·м².

Результаты моделирования. На рис. 6 показаны переходные процессы момента, скорости двигателя, положений муфты и шестерни в системе при выполнении синхронизации, полученные путем компьютерного моделирования. Скорость вращения муфты, равная скорости вторичного вала, была принята неизменной, поскольку процесс переключения передачи происходит достаточно быстро, а инерционность электромобиля достаточно велика.

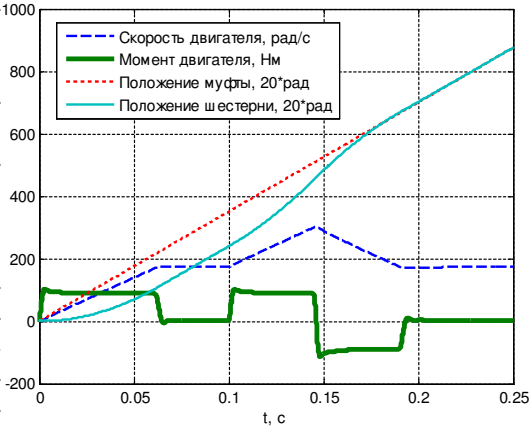


Рис. 6 Результаты моделирования

В начальный момент времени скорость вторичной шестерни была принята равной нулю. На интервале 0÷0,06 с выполняется синхронизация скоростей шестерни и муфты. Ее завершение подтверждается равенством наклонов линейно возрастающих сигналов скоростей муфты и шестерни на интервале 0,06÷0,1 с. Вторым этапом, на интервале 0,1÷0,18 с, является синхронизация положений, в результате которой положения муфты и шестерни выравниваются. Таким образом, результаты моделирования подтверждают возможность осуществления синхронизации скоростей и положений муфты и шестерни коробки передач средствами электропривода.

Выводы. При использовании коробки передач в электромобилях с целью повышения его энергоэффективности целесообразно применение программного управления процессом согласования не только скоростей входного и выходного валов, но и положений кулачков. Предложена функциональная схема реализации электропривода и алгоритм управления процессом синхронизации. Сделан вывод о целесообразности конструктивного изменения формы кулачков муфты и шестерни.

Список литературы: **1**. *Ren, Q.; Crolla, D.A.; Morris, A.* "Effect of Transmission Design on Electric Vehicle (EV) Performance", 2009. **2**. *Bottiglione, F.; De Pinto, S.; Mantriota, G.; Sorniotti, A. Energy* Consumption of a Battery Electric Vehicle with Infinitely Variable Transmission. Energies 2014, 7, 8317-8337. **3**. *T. Hofman and C.H. Dai*, "Energy Efficiency Analysis and Comparison of Transmission Technologies for an Electric Vehicle", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference(VPPC), Sept. 1-3, 2010. **4**. *P. Spanoudakis; N. C. Tsourveloudis; G. Koumartzakis; A. Krahtoudis; T. Karpouzis; I. Tsinaris*, "Evaluation of a 2-speed transmission on electric vehicle's energy consumption", Electric Vehicle Conference (IEVC), Dec. 17-19, 2014. **5**. *Jun-Qiang, Xi, Xiong Guang-Ming, and Zhang Yan*. "Application of automatic manual transmission technology in pure electric bus." 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (2008). **6**. Патент США № 5951436, 1996. **7**. *Yu, Chih-Hsien, and Chyuan-Yow Tseng*. "Research on gear-change control technology for the clutchless automatic-manual transmission of an electric vehicle." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering 227.10 (2013): 1446-458. **8**. *Yu, Chih-Hsien, Chyuan-Yow Tseng, and Chin-Ping Wang.* "Smooth gear-change control for EV Clutchless Automatic Manual Transmission." 2012 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM) (2012). **9**. Шидловский А.К. Применение суперконденсаторов в автономном аккумуляторном электротранспорте / А.К. Шидловский, В.Б.Павлов, А.В.Попов // Техн. эл.динамика. – 2008. – С.43-47. **10.** Из опыта создания электропривода электромобиля с суперконденсаторным накопителем энергии / [В. Б. Клепиков, А. С. Гончар, А. В. Семиков та ін.]. // Вестник Нац. техн. ун-та "ХПИ". - 2015. - №12. - С. 195-198.

Bibliography (transliterated): **1**. *Ren,Q.; Crolla, D.A.; Morris, A.* "Effect of Transmission Design on Electric Vehicle (EV) Performance", 2009. **2**. *Bottiglione, F.; De Pinto, S.; Mantriota, G.; Sorniotti, A. Energy* Consumption of a Battery Electric Vehicle with Infinitely Variable Transmission. Energies 2014, 7, 8317-8337. **3**. *T. Hofman and C.H. Dai*, "Energy Efficiency Analysis and Comparison of Transmission Technologies for an Electric Vehicle", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference(VPPC), Sept. 1-3, 2010. **4**. *P. Spanoudakis ; N. C. Tsourveloudis; G. Koumartzakis; A. Krahtoudis; T. Karpouzis; I. Tsinaris*, "Evaluation of a 2-speed transmission on electric vehicle's energy consumption", Electric Vehicle Conference (IEVC), Dec. 17-19, 2014. **5**. *Jun-Qiang, Xi, Xiong Guang-Ming, and Zhang Yan*. "Application of automatic manual transmission technology in pure electric bus." 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (2008). **6**. US Pathent № 5951436, 1996. **7**. *Yu, Chih-Hsien, and Chyuan-Yow Tseng*. "Research on gear-change control technology for the clutchless automatic–manual transmission of an electric vehicle." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering 227.10 (2013): 1446-458. **8**. *Yu, Chih-Hsien, Chyuan-Yow Tseng, and Chin-Ping Wang.* "Smooth gear-change control for EV Clutchless Automatic Manual Transmission." 2012 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM) (2012). **9**. Shidlovskiy, A.; Pavlov V.; Popov A. “Primenenie superkondensatorov v avtonomnom akkumulyatornom elektrotransporte” Tehn. el.dinamika, 2008. – p.43-47. **10.** Klepikov, V.; Gonchar, A.; Semikov, A. “Iz opyita sozdaniya elektroprivoda elektromobilya s superkondensatornyim nakopitelem energii” Vestnik NTU "KhPI", 2015. #12. p. 195–198.

Поступила 30.05.2017

УДК 621.33

Д. А. ПШЕНИЧНИКОВ, к.т.н., доцент, НТУ «ХПИ»;
Б. В. ВОРОБЬЁВ, аспирант, НТУ «ХПИ».

СТЕНД АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ

Введение. Из года в год объем выпуска электромобилей существенно возрастает и, по мнению мировых экспертов, к 2025 году массовая доля электрического транспорта составит более 25%. В современных серийно выпускаемых электромобилях, как правило, в качестве приводного двигателя используются синхронные машины с постоянными магнитами, основным преимуществом которых является высокий максимальный момент, что позволяет использовать редуктор с фиксированным передаточным числом [1]. Это упрощает конструкцию, снижает число механических элементов, что увеличивает суммарный КПД. Тенденция к росту количества электромобилей ведет к неизбежному увеличению объема добычи редкоземельных материалов, из которых производятся постоянные магниты. Количество этих материалов весьма ограничено и, учитывая темпы роста, гораздо более предпочтительно использование асинхронного электродвигателя, который, хоть и обладает меньшим пусковым моментом, имеет ряд преимуществ, таких как: низкая стоимость, высокая надежность и минимальные требования к техобслуживанию. На сегодняшний день среди серийно выпускаемых электромобилей только TESLA использует асинхронный двигатель в качестве приводного.

Постановка задачи исследования. Ставится задача разработки структуры испытательного стенда на базе асинхронного двигателя, который позволил бы моделировать движение электромобиля в различных режимах работы, включая рекуперативное торможение, и с различными характеристиками нагрузки, например, с характеристикой отрицательного вязкого трения с падающим участком. Для проверки адекватности предлагаемой структуры выполняется ее математическое моделирование.

Материалы исследований. *Функциональная схема.* Испытательный стенд (рис 1) представляет собой установку для получения динамических характеристик с возможностью моделирования любой нагрузочной характеристики, исследования режима рекуперативного торможения, а также осуществления моделирования любого цикла движения. На схеме: АКБ – аккумуляторная батарея, АИН – автономный инвертор напряжения, ПЧ – преобразователь частоты, СУ – система управления, ДТ – датчики тока, *QF* – контактор, РТП – реверсивный тиристорный преобразователь, М – нагрузочная машина, АД – асинхронный двигатель, *BR* – тахогенератор, КПП – коробка переключения передач.

Стенд выполнен на базе асинхронного двигателя. Система его управления может быть построена двумя способами: 1) При питании от сети с использованием преобразователя частоты.

2) При питании от батареи аккумуляторов с использованием автономного инвертора напряжения.

Первая система, в сравнении со второй, обладает основным преимуществом – дешевизной, однако, при моделировании весомым допущением будет падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника и, как следствие, невозможность моделирования динамических процессов с учетом разряда АКБ.

Изменение внутреннего сопротивления аккумуляторов на примере свинцово-кислотных АКБ показано на рисунке 2 [2]. Использование системы с АКБ позволит моделировать работу электромобиля в условиях, максимально приближенных к реальным.

В свою очередь, структура может измениться при выборе того или иного типа аккумуляторов. При выборе свинцово-кислотных аккумуляторов для реализации рекуперативных режимов необходимо использование суперконденсаторной батареи и запирающего диода, так как свинцово-кислотные аккумуляторы неспособны принимать большие токи в течение короткого промежутка времени. Использование литий-ионных аккумуляторов позволяет исключить запирающий диод и суперконденсаторную батарею, однако, они обладают гораздо большей стоимостью. Например, при разряде пусковым током 100 А, внутреннему сопротивлению 4 мОм соответствует падение напряжения 0,8 В, сопротивление поляризации добавляет еще около 0,5 В – и это в самом начале разряда.

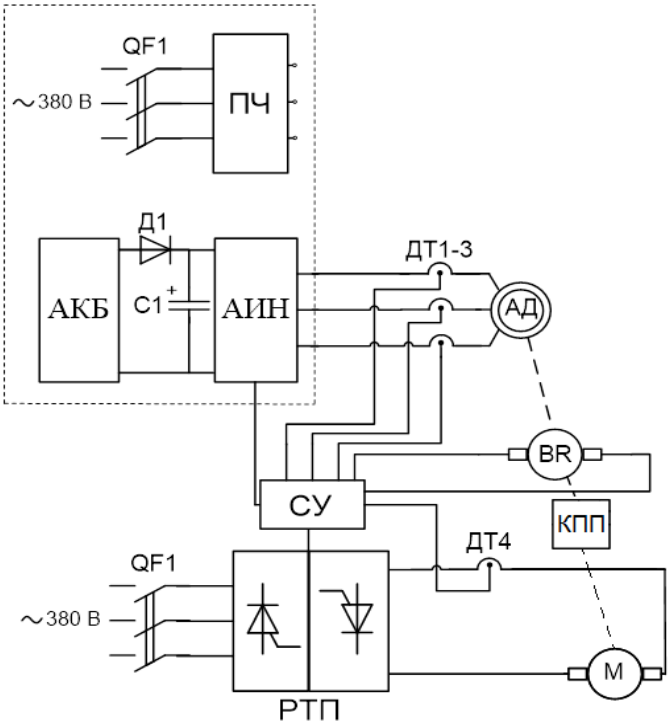


Рисунок 1 – функциональная схема испытательного стенда

© Д.А. Пшеничников, Б.В. Воробьёв, 2017

Приведенные данные соответствуют новым АКБ емкостью порядка 100 А·ч. Для старых батарей или батарей меньшей емкости потери будут больше. Для батареи в 50 А·ч того же типа потери приблизительно вдвое больше. Следовательно, падение напряжения на одном элементе составит около 10%, а при разряде глубже 80% – около 18%. Известно, что момент асинхронного двигателя пропорционален квадрату напряжения, а это значит, что максимальный момент снизится в 0,672 раза, что приведёт к значительным ухудшения динамических характеристик электромобиля.

Система управления асинхронным двигателем представляет собой систему стабилизации тока. В качестве датчиков используются трансформаторы тока. Нагрузочная машина выполнена в виде двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, который запитан от реверсивного тиристорного преобразователя с возможностью рекуперации энергии торможения в сеть.

Описание системы управления. Обобщенная функциональная схема системы управления стендом показана на рисунке 3. На схеме: БП – блок питания, МК – микроконтроллер, БВИД – блок вывода измеренных данных, БСН – блок согласования напряжений, ОС ДТ1-4, *BR* – обратные связи от датчиков тока и тахогенератора, ЗВ ПЧ/АИН, ЗВ РТП – задающие воздействия.

БСН служит для обеспечения гальванической развязки, а также согласования напряжения сигналов обратных связей и выходных напряжений ЦАП микроконтроллера со стандартными входными напряжениями ПЧ и РТП. Микроконтроллер содержит управляющую программу для формирования задающих воздействий на ПЧ и РТП с возможностью обеспечения различных характеристик нагрузки, а также моделирования движения электромобиля в различных циклах движения. Блок питания согласует питающее напряжение стенда (фазное 220 В от сети или напряжение АКБ) с напряжением питания микроконтроллера. БВИД обеспечивает вывод данных на дисплей и в файл.

Формирование нагрузки. Функциональная схема системы управления нагрузочной машиной показана на рисунке 4. На схеме: БВ – блок питания обмотки возбуждения двигателя, ОВ – обмотка возбуждения, *L* – токоограничивающий реактор, *QF* – автоматический выключатель, ТТ – трансформатор тока, БТ «В» и БТ «Н» – блоки тиристорные (комплект «Вперед» и «Назад»), Д – двигатель, ТГ – тахогенератор, ДТ – датчик тока, УЗ – узел защиты, РТ – регулятор тока, НЗ – нелинейное звено, ПХ – переключатель характеристик, СИФУ – система импульсно-фазового управления, ДН – датчик напряжения, УЛ – устройство логическое, БВХН – блок выбора характеристики нагрузки, ЗСХ – задание селектора характеристик.

На БВХН поступает программное задание величины нагрузки, которое зависит от силы сопротивления воздуха, динамической составляющей, силы трения, а также дополнительной составляющей при движении по наклонной поверхности. Также задается вид характеристики коэффициента трения. Задание с блока поступает на регулятор тока, а затем – на СИФУ, которое подает управляющие импульсы на тиристорный преобразователь. Контур тока обеспечивает стабилизацию тока для формирования корректной нагрузки на асинхронный двигатель, а обратная связь по скорости необходима для формирования коэффициента трения при использовании характеристики отрицательного вязкого трения.

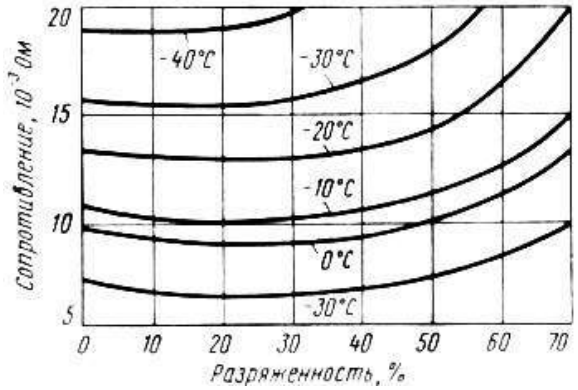


Рисунок 2 – зависимость внутреннего сопротивления свинцово-кислотного аккумулятора ёмкостью 90 А·ч и напряжением 12В.

Компьютерная модель. Для построения компьютерной модели были использованы библиотеки Simulink и SimPowerSystems пакета MATLAB. Модель системы электропитания (рис. 5) представлена в виде источника постоянного тока с учетом внутреннего сопротивления, а также параллельно подключенной через разделительный диод батареи суперконденсаторов.

Система формирования нагрузки включает в себя четыре составляющих [3]:

$$F_{\text{тяги}} = F_{\text{кач}} + F_{\text{под}} + F_{\text{возд}} + F_{\text{ин}}\ , \qquad (1)$$

где $F_{\text{тяги}}$ – сила тяги на ведущих колесах, Н;

$F_{\text{кач}}$ – сила трения качения колес, Н;

$F_{\text{под}}$ – сила сопротивления подъему, Н;

$F_{\text{возд}}$ – сила сопротивления воздуха, Н;

$F_{\text{ин}}$ – сила сопротивления разгону (сила инерции), Н.

Сила сопротивления качению:

$$F_{\text{кач}} = f \cdot m \cdot g\ , \qquad (2)$$

где $F_{\text{кач}}$ – сила сопротивления качению, Н;

f – коэффициент трения качения;

m – масса электромобиля, кг;

g – ускорение свободного падения, м/с^2;

Коэффициент трения качения принимаем 0,017.

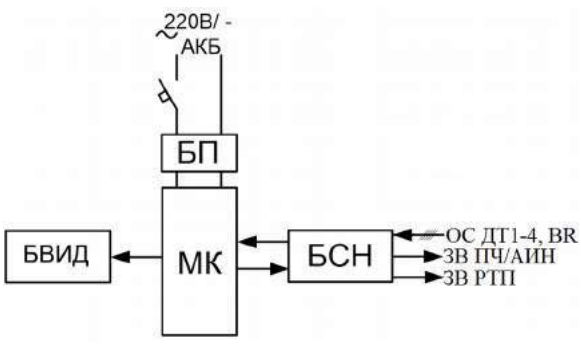
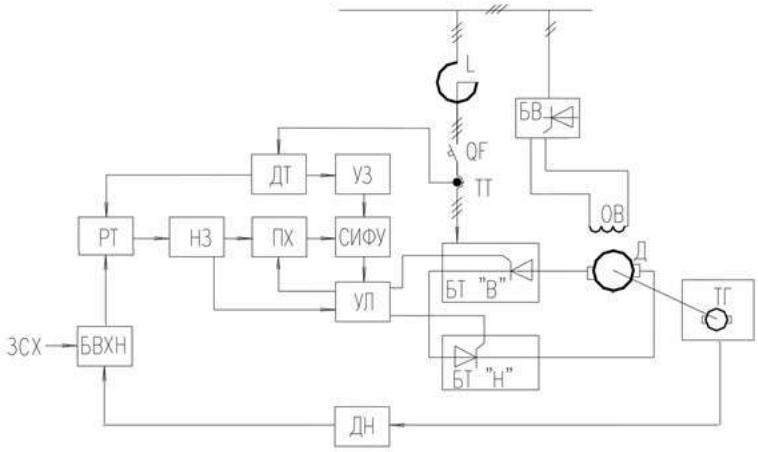


Рисунок 3 – обобщенная функциональная схема системы управления



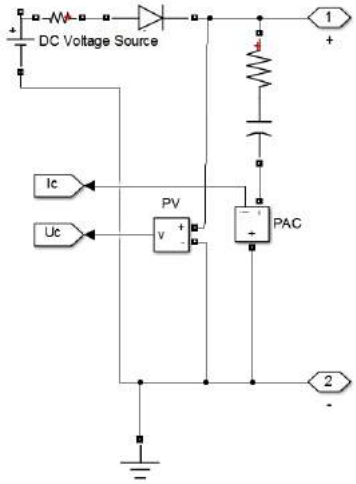


Рисунок 4 – функциональная схема системы управления нагрузкой Рисунок 5 модель системы электропитания

Считаем, что сила трения качения не зависит от скорости электромобиля и является постоянной на любой передаче:

Также, в качестве нагрузки трения, в модели предусмотрена характеристика отрицательного вязкого трения [4]. Зависимость коэффициента трения от скорости показана на рис. 6. При скоростях более 20 км/ч заметное влияние оказывает сила сопротивления воздуха. Для расчета силы сопротивления воздуха используем формулу [5]:

$$F_{\text{возд}} = C_x \cdot S \cdot \rho \cdot \frac{v^2}{2} \qquad (3)$$

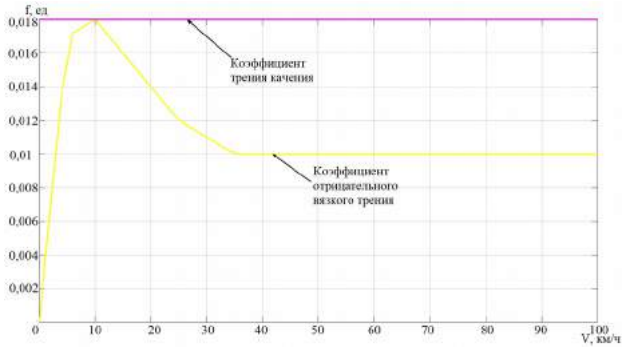


Рисунок 6 – Характеристики отрицательного вязкого трения и трения качения

где $F_{\text{возд}}$ – сила сопротивления воздуха, Н; C_x – коэффициент сопротивления воздуха (коэффициент обтекаемости), Н·с²/(м·кг)ж ρ – плотность воздуха (1,29кг/м³ при нормальных условиях); S – лобовая площадь электромобиля, м²; v – скорость электромобиля, м/с.

C_x определяется экспериментально для каждого кузова. Примем его равным 0,36. S является площадью проекции кузова на плоскость, перпендикулярную продольной оси.

Лобовая площадь

$$S = l \cdot h \cdot 0{,}8 \qquad (4)$$

где l – ширина электромобиля, м; h – высота электромобиля, м.

$$S = 1{,}678 \cdot 1{,}432 \cdot 0{,}8 = 1{,}92 \text{ м}^2 .$$

Для расчета динамических характеристик электромобиля (автомобиля) следует учитывать динамический момент (силу инерции). Причем, нужно учитывать не только инерцию самого электромобиля, но и влияние момента инерции вращающихся масс внутри электромобиля (ротор, коробка передач, кардан, колеса). Формула расчета силы сопротивления разгону [3]:

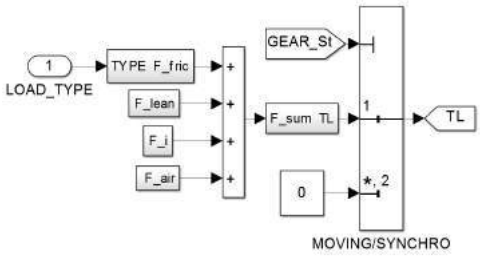


Рисунок 7 – Модель формирователя нагрузки

$$F_{\text{ин}} = m \cdot a \cdot \sigma_{\text{вр}} , \qquad (5)$$

где $F_{\text{ин}}$ – сила сопротивления разгону, Н; m – масса электромобиля, кг ; a – ускорение электромобиля, м/с²;

$\sigma_{\text{вр}}$ – коэффициент учета вращающихся масс.

Приблизительно коэффициент учета вращающихся масс $\sigma_{\text{вр}}$ рассчитаем по формуле:

$$\sigma_{\text{вр}} = 1{,}05 + 0{,}05 \cdot u_{\text{кп}}^2 \qquad (6)$$

где $u_{\text{кп}}$ – передаточное число коробки передач.

Модель, составленная по соотношениям (1) ÷ (6), показана на рис. 7, 8. Рис. 8, а – сила трения, б – нагрузка при движении под уклон, в – динамическая нагрузка, г – сила сопротивления воздуха.

Моделирование движения осуществляется с учетом переключения передач. Модель КПП показана на рис. 9. При достижении транспортным средством необходимой линейной скорости движения происходит переключение на следующую передачу, что приводит к изменению передаточного числа. Также рассчитывается мгновенное ускорение для формирования динамической составляющей нагрузки по соотношению 6.

$$a = \left(V_{\text{тек}} - V_{\text{тек-1}}\right) / t_{\text{ш}} . \qquad (7)$$

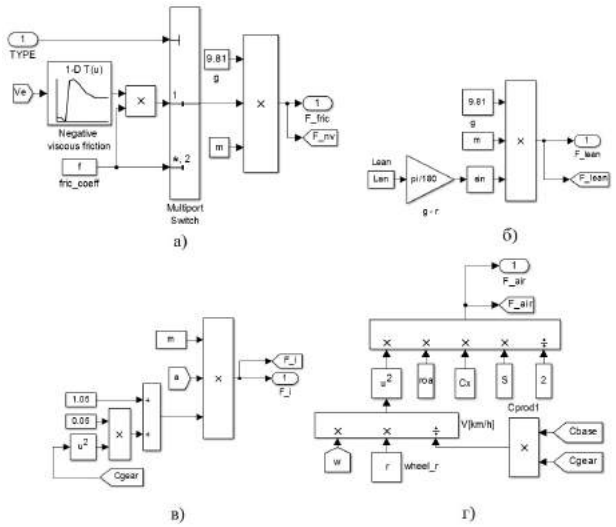


Рисунок 8 – Составляющие нагрузки

где $V_{тек}$ – текущая скорость на данной передаче, м/с;

$V_{тек-1}$ – скорость на предыдущем шаге расчета, м/с;

$t_ш$ – время одного шага расчета, с.

Система управления представляет собой СПР с контуром момента, который работает во время разгона, торможения или движения с постоянной скоростью, а также контуром скорости, который включается только во время переключения передачи. Контур скорости обеспечивает синхронизацию скорости двигателя при переключении передач с линейной скоростью движения автомобиля.

Система управления инвертором (рис. 10) обеспечивает генерацию 3-х синусоидальных сигналов со сдвигом 120 ° относительно друг друга.

На рис. 11 показан суммарный сигнал, поступающий на вход ШИМ-генератора. Из рисунка видно, что отработка задания частоты происходит с соблюдением закона $U / f = const$. При росте частоты сигнала также возрастает и амплитуда. Этот сигнал поступает на вход генератора, где сравнивается с опорным пилообразным напряжением и формируются управляющие импульсы, т.е. длительности проводящих состояний силовых ключей. Длительность импульса зависит от фазы синусоиды в данный момент времени. Если сигнал сравнивается с опорным напряжением в момент, когда его амплитуда максимальна, то будет сформирован импульс максимальной длительности, и наоборот.

Блок синхронизации (рис. 12) обеспечивает снятие нагрузки с двигателя на время синхронизации при переключении передачи, формирует задающее воздействие для изменения скорости двигателя до необходимой, которая рассчитывается исходя из изменения передаточного числа.

Во время синхронизации задающее воздействие рассчитывается исходя из текущей скорости и нового передаточного числа. Вне режима синхронизации задающее воздействие, которое является входом регулятора скорости, соответствует текущей скорости, что обеспечивает корректные начальные условия для интегрирующей составляющей регулятора. Также в блоке формируется управляющий импульс для перехода в режим синхронизации и управления скоростью (Gear_St), длительность которого формируется блоком delay_switch. Время формирования скорости задается блоком delay_speed. За это время скорость двигателя должна установиться на уровне, заданном синхронизатором.

Общая модель системы управления показана на рисунке 13. Общий вид компьютерной модели показан на рисунке 14. Для моделирования АД и инвертора использовались стандартные модели из библиотеки SimPowerSystems.

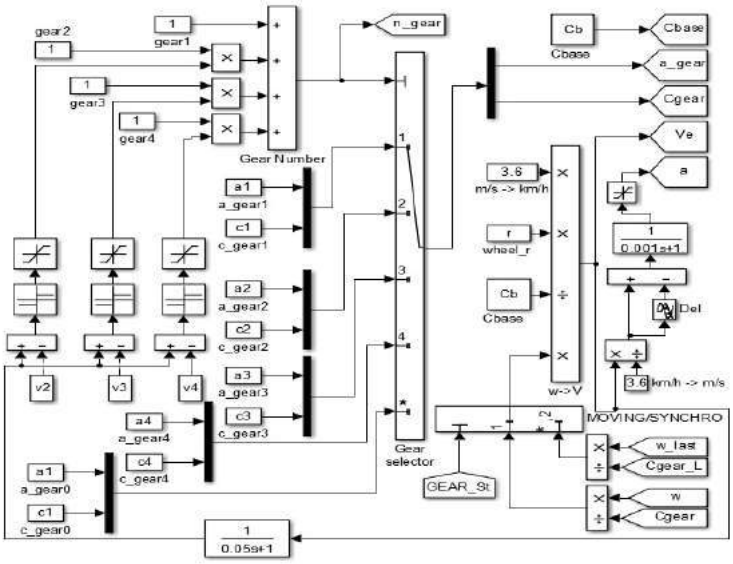


Рисунок 9 – Модель коробки переключения передач

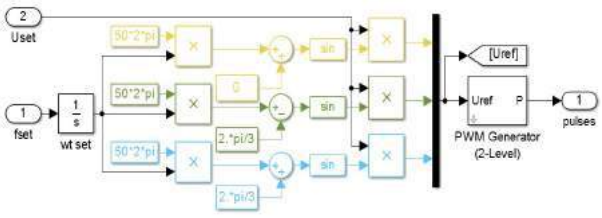


Рисунок 10 – Система управления инвертором

Результаты моделирования. На рис. 15 показана зависимость момента нагрузки от времени при моделировании разгона. На графике видны участки переключения передач. Во время синхронизации момент нагрузки равен нулю.

На рис. 16 показаны переходные процессы скорости и момента АД при разгоне. Для выбранных стандартных передаточных чисел 2-х ступенчатой коробки передач скорость двигателя превышает скорость холостого хода для обеспечения необходимой скорости переключения.

На рис. 17 показан переходный процесс линейной скорости движения электромобиля при разгоне.

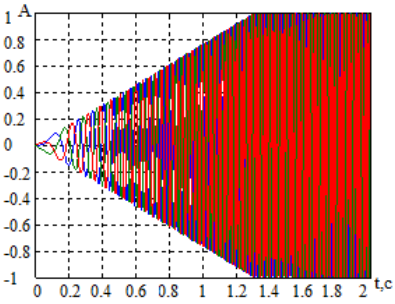


Рисунок 11 – 3-х фазный синусоидальный сигнал на входе ШИМ-генератора

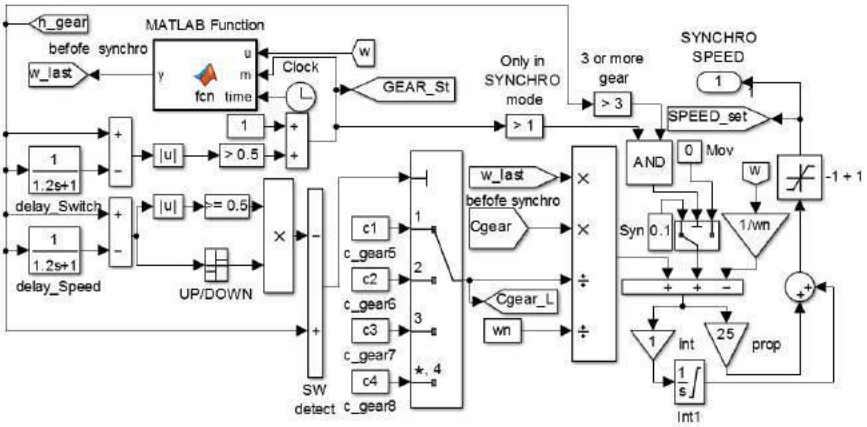


Рисунок 12 – Блок синхронизации

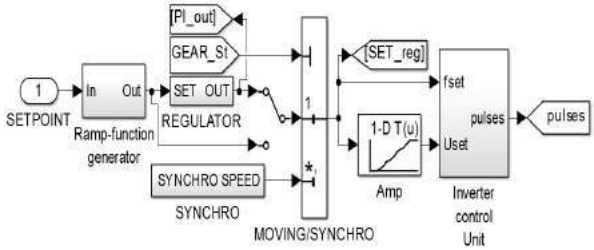


Рисунок 13 – Система управления

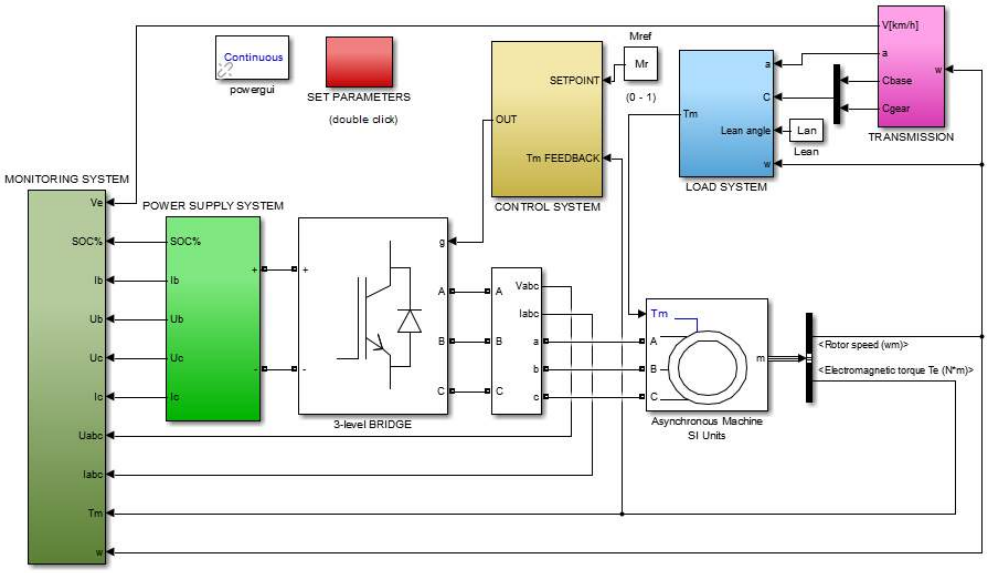


Рисунок 14 – Компьютерная модель стенда асинхронного электропривода электромобиля

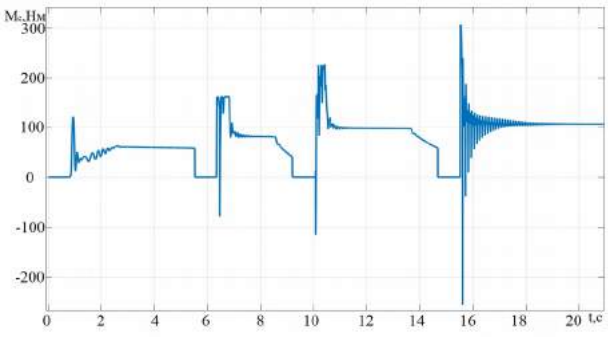


Рисунок 15 – Переходный процесс момента нагрузки

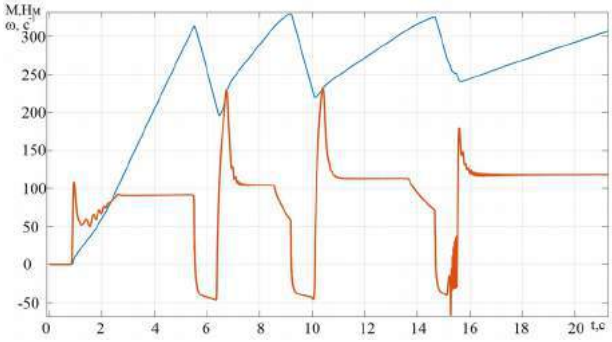


Рисунок 16 – Переходные процессы скорости и момента АД

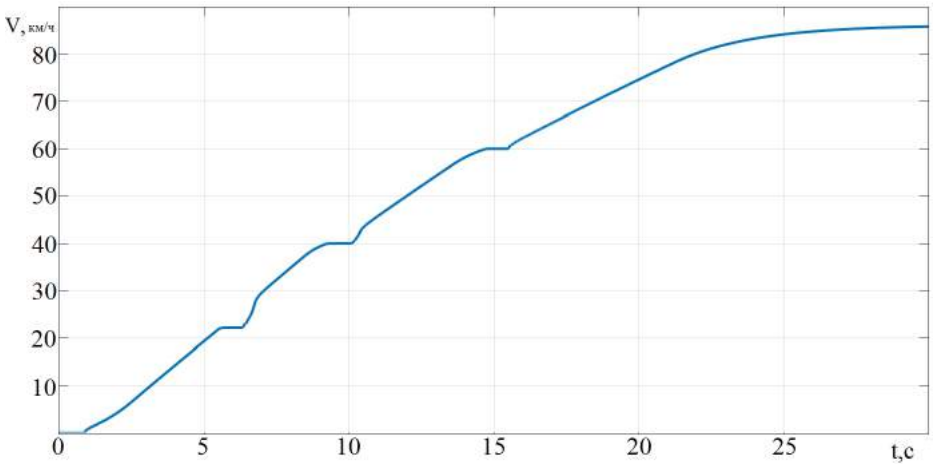


Рисунок 17 – Переходный процесс линейной скорости движения электромобиля

Из графика видно, что синхронизация произведена верно – при начале разгона на каждой новой передаче нет броска скорости.

Выводы. Разработана функциональная схема стенда для исследования асинхронного электропривода электромобиля с использованием суперконденсаторной батареи в качестве буферного накопителя энергии, а также с использованием коробки переключения передач. Полученные результаты моделирования наглядно подтверждают работоспособность выбранной структуры стенда и ее адекватность, а также необходимость дальнейших исследований.

Список литературы: 1. Larminie J., Lowry J.. Electric Vehicle Technology Explained.- John Wiley & Sons Ltd, 2003, – 296 p. **2.** Электрооборудование автомобилей, Основные характеристики стартерной батареи, - http://stroy-technics.ru/article/osnovnye-kharakteristiki-starternoi-batarei 3. Спицын Д., Субъективный взгляд на электромобиль, http://sdisle.com/ev/calc/engine.html, 2007. 4. Минов Д. К. Повышение тяговых свойств электровозов и тепловозов с электрической передачей - «Транспорт» Москва, 1965, – 265с. 5. Пат. 85585 Україна, МПК H02J 7/00. Електропривод електромобіля / Клепиков В.Б., Гончар О.С., Касторний П.М., Моисеев А.Н., Тимощенко А.В., Банєв Є.Ф., Пшеничников Д.О; власник Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут». – №u201306550; заявл. 27.05.2013; опубл. 25.11.2013, Бюл. №22.

Bibliography (transliterated): 1. Larminie J., Lowry J.. Electric Vehicle Technology Explained.- John Wiley & Sons Ltd, 2003, – 296 p. **2.** Elektrooborudovanie avtomobilei, Osnovnie harakteristiki starternoi batarei [Electrical equipment of cars, Main characteristics of starter batteries], - http://stroy-technics.ru/article/osnovnye-kharakteristiki-starternoi-batarei **3.** Spitsyn D., Subjectivnii vzglyad na elektromobil'[A subjective view of an electric vehicle], http://sdisle.com/ev/calc/engine.html, 2007. **4.** Minov D. Povishenie tyagovih svoystv elektrovozov I teplovozov s elektricheskoi peredachei [Increase of traction properties of electric locomotives and locomotives with electrical farts] «Transport», Moscow 1065,-265p. **5.** Pat. UKRAINE 85585, IPC N02J 7/00. The electric drive of the electric car / Klepikov VB, Gonchar OS, Kastorniy PM, Moiseev AN, Timoshchenko AV, Banyev Є.F., Pshenichnikov D.O; Власник Національний технічний університет "Kharkiv Polytechnic Institute". - No.u201306550; Claimed. May 27, 2013; Publ. 11/25/2013, Bul. №22.

Поступила 30.05.2017

УДК 621.311.61

О. Н. СИНЧУК, докт. техн. наук, проф., Криворожский национальный университет;
Э. С. ГУЗОВ **,** канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
И. О. СИНЧУК, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
Ю. Б. ФИЛИПП, канд. техн. наук, доц., Криворожский национальный университет;
В. О. ФЕДОТОВ, ст. преп., Криворожский национальный университет.

О ТАКТИКЕ ВЫБОРА ТИПА И ПАРАМЕТРОВ АВТОНОМНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ СИНЕРГЕТИЧЕСКИХ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ КОМБИНИРОВАННЫХ ШАХТНЫХ ЭЛЕКТРОВОЗОВ

Введение. Железорудное сырье является одним из важнейших компонентов формирования ВВП и пополнения валютных запасов Украины [1]. В силу ряда как объективных так и необъективных причин, главными из которых, с одной стороны является падение цен на ЖРС, а с другой – рост себестоимости добываемого сырья, ставит под сомнение дальнейшую конкурентноспособность данного вида отечественного полезного ископаемого на мировом сырьевом рынке.

Актуальность исследований. Весомым слагаемым в общем комплексе формирования себестоимости ЖРС – до 30%, является сегмент затрат на его транспортирование [1]. Основным и единственным видом транспорта по доставке ЖРС, материалов и людей в подземных горных выработках железорудных шахт есть и будет оставаться как минимум в ближайшие 50–60 лет электровозный. К сожалению, эффективность функционирования электровозосотавов и, что немаловажно, безопасность его эксплуатации далеки от требований современного горного производства по целому комплексу показателей и особенно в вопросах энергоэффективности и безопасности функционирования [2, 3]. Существующие типы и виды отечественных шахтных электровозов (а их более 20–ти) давно морально устарели и являют собой пример яркого технологического анахронизма.

В последнее десятилетие в Украине возобновились научно-изыскательские работы по созданию энергоэффективного и безопасного в эксплуатации нового для отечественных горных производств вида шахтного электровоза – комбинированного, когда тяговые электромеханические комплексы получают питание, как от тяговой контактной сети, так и от автономного источника энергии. Для достижения должного уровня эффективности такого синергетического по структуре ТЭМК, а, следовательно, и электровоза в целом, необходимо решение двух задач: выбор системы управления и источника автономного питания. Один из вариантов энергоэффективной синергетической структуры ТЭМК комбинированного вида шахтного электровоза приведен на рис. 1. Остановимся более подробно на втором из вышеприведенных критериев эффективности ТЭМК. Превентивно по виду источника питания привлекательными видятся два варианта: тяговые аккумуляторные батареи или синергетические конденсаторы в современном варианте их исполнения [4–7].

Вариант тяговых аккумуляторных батарей. Остановимся на аккумуляторных тяговых источниках питания, а также выборе параметров ТАБ и типов аккумуляторов для их формирования. При этом подчеркнем, что во многом именно от этого процесса будет зависеть «быть или не быть» отечественному контактно-аккумуляторному виду шахтного электровоза.

Однако следует понимать, что тактика подхода к формированию структуры контактно-аккумуляторных электровозов может иметь два направления [4–7]. Первый, это когда напряжение формируемой ТАБ равно напряжению тяговой сети, и второй – напряжение ТАБ меньше напряжения контактной сети, и его уровня достаточно лишь для кратковременного передвижения электровоза на низкой скорости при перестановке вагонеток при погрузочно-разгрузочных операциях. Оба варианта успешно реализованы фирмой ASEA (Швеция) для типового ряда шахтных электровозов этой фирмы [4–7]. Аналогичные результаты были в последствии получены так же рядом других зарубежных фирм [5, 6].

Исследования авторов для условий железорудных шахт [8–10] показали, что размещение ТАБ с уровнем напряжения питанием тяговых двигателей напряжением 250 В (как и в случае питания от тяговой контактной сети) невозможно в существующих габаритах отечественных рудничных видов контактных электровозов, а увеличение их габаритов невозможно из-за ограничений размеров горных выработок. В соответствии с этим возникает двуединая задача выбора ТАБ – минимально необходимой емкости и минимально возможных габаритов.

Выбор параметров ТАБ предлагается осуществлять исходя из требований по выполнению технологических операций электровозной откатки: перестановки вагонеток под пунктами погрузки (люками), движения по погрузочной выработке, питания двигателя мотор–компрессора и освещения. Общий расход емкости ТАБ за период нагрузка составит:

$$Q_{\Sigma}=Q_1+Q_2+Q_3+Q_4\,, \qquad (1)$$

где Q_1 – емкость ТАБ, расходуемая на выполнение перестановок вагонеток под люками;

Q_2 – емкость ТАБ, расходуемая на проезд подвижного состава по погрузочной выработке;

Q_3 – емкость батареи, расходуемая на питание двигателя компрессора электровоза;

© О.Н. Синчук, Э.С. Гузов , И.О. Синчук, Ю.Б. Филипп, В.О. Федотов, 2017

Q_4 – емкость батарей, расходуемая на работу осветительных приборов электровоза.

$$Q_1 = I_{\text{П}} \cdot \frac{t_{\text{Ц}}}{T_{\text{ч}}} = 400 \cdot \frac{250}{3600} = 27{,}8 \text{ А·ч.} \quad (2)$$

Поскольку реальная длина погрузочной выработки железорудных шахт в среднем составляет около 200 м, то для проезда этой выработки составу со скоростью 1 м/с потребуется время около 200 с. При среднем значении тока двух двигателей во время движения около 300 А расход ёмкости ТАБ при движении состава по погрузочной выработке составит:

$$Q_2 = I_{\text{Д}} \cdot \frac{t_{\text{Д}}}{T_{\text{Ц}}} = 300 \cdot \frac{200}{3600} = 16{,}7 \text{ А·ч.} \quad (3)$$

Для питания мотор–компрессора рудничного электровоза с мощностью двигателя 2,5 кВт при напряжении 80 В потребуется ток около 35 А. С учетом среднего времени работы мотор-компрессора в погрузочной выработке около 5 мин расход емкости ТАБ составит:

$$Q_3 = I_{\text{К}} \cdot \frac{t_{\text{К}}}{T_{\text{Ц}}} = 35 \cdot \frac{5 \cdot 60}{3600} = 3 \text{ А·ч.} \quad (4)$$

Питание цепей освещения мощностью около 500 Вт при напряжении 80 В потребуется ток около 6 А. Тогда расход емкости ТАБ при времени работы в погрузочной выработке около 15 мин может составить:

$$Q_4 = I_{\text{О}} \cdot \frac{t_{\text{О}}}{T_{\text{Ц}}} = 6 \cdot \frac{15 \cdot 60}{3600} = 1{,}5 \text{ А·ч.} \quad (5)$$

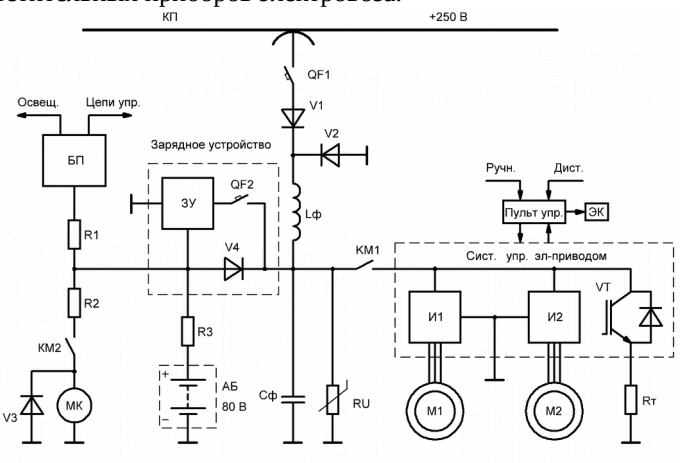


Рис. 1 Упрощенная структура электромеханической части контактно-аккумуляторного электровоза с тяговым асинхронным электроприводом

С учетом КПД и дополнительных затрат емкости ТАБ на протяжении рейса электровоза будет необходима общая емкость батареи около 70 А·ч. Приведенные расчеты могут считаться, в некоторой степени приближенными, и должны быть уточнены в ходе дополнительных исследований с учетом фактических значений параметров рейсовой работы электровозов. Так емкость может быть еще и уменьшенная до 60 А·ч путем увеличения продолжительности заряда за счет времени пересменок – заряд не только во время рейса, но и в интервалах между сменами. Если учесть снижение емкости ТАБ в процессе ее эксплуатации, то ее номинальная емкость для выполнения 6-7 рейсов за одно изменение может составлять 400 А·г. При работе электровоза можно осуществлять подзарядку ТАБ, продолжительность которой может представлять в среднем 0,8 часа за один рейс. Тогда ток подзаряда будет определяться:

$$I_{\text{З}} = \frac{Q_{\Sigma}}{t_{\text{З}}} = \frac{75}{0{,}8} = 94 \text{ А.} \quad (6)$$

Напряжение подзаряда для никель–железной батареи при U_e = 1,6 В на одном элементе и их количестве n = 60 будет равняться:

$$U_{\text{З}} = n \cdot U_{\text{е}} = 60 \cdot 1{,}6 = 96 \text{ В.} \quad (7)$$

Эта методика расчета может быть положена в основу выбора параметров и режима работы ТАБ рудничного контактного–аккумуляторного электровоза с безусловным учетом весо–габаритных показателей ТАБ.

Таблица 1 – Параметры никель–железных аккумуляторов для шахтных электровозов

Типы аккумуляторов	FL350 (ТНЖ350) V5	FL500 (ТНЖ500) V5
Номинальная емкость, А·г	350	500
Габаритные размеры, мм	165×167×538	165×167×538
Масса с электролитом, кг	20,6	24,0
Масса без электролита, кг	16,8	20,2
Ток заряда, А	70	100
Время заряда, ч	8,0	8,0
Конечное напряжение, В	1,6	1,6

Важным фактором для формирования ТАБ в комплексе с тяговым электрооборудованием шахтного электровоза является правильный выбор типа аккумуляторов [6, 11]. В практике разработки и эксплуатации отечественных аккумуляторных видов шахтных электровозов широко используются для шахтных электровозов никель–железные аккумуляторы, параметры которых приведены в таблице 1. Никель–железные аккумуляторы (Ni–Fe) дешевле никель-кадмиевые аккумуляторы (Ni–Cd), не содержат токсичный кадмий, имеют долгий срок службы и высокую механическую прочность. Однако они характеризуются высоким саморазрядом, низкой отдачей по энергии, практически неработоспособны при температуре ниже –10° С [12].

Существуют три основных вида никель–кадмиевых аккумуляторов: негерметичные с ламельными (ламельные аккумуляторы) и спеченными электродами (безламельные аккумуляторы) и герметичны.

Наиболее оптимальными по стоимости являются ламельные никель–кадмиевые аккумуляторы характеризуются плоской разрядной кривой, высокими ресурсом и прочностью, но повышенной удельной энергией. Удельная энергия, скорость разряда Ni–Cd аккумуляторов с спеченными электродами выше, они работоспособны при низких температурах, но дороже, характеризуются эффектом памяти и способностью к тепловому разгону. Герметичные Ni–Cd аккумуляторы характеризуются горизонтальной разрядной кривой, высокими скоростями разряда и способностью действовать при низких температурах, но они дороже герметизированных свинцовых аккумуляторов и характеризуются эффектом памяти. Недостатком никель-кадмиевых аккумуляторов является применение токсичного кадмия.

Между тем не следует сбрасывать со счетов и такой существующий тип аккумуляторов как свинцово-кислотные. Использование данных типов аккумуляторов для контактно-аккумуляторных электровозов имеет также, как свои преимущества так и недостатки. Так среднее разрядное напряжение свинцово-кислотных аккумуляторов составляет – 2,1 В на один элемент, тогда как щелочных – 1,1 В. Энергия разряда кислотных аккумуляторов, по некоторым оценкам, может в 1,4–2,1 раза превышать энергию щелочных аккумуляторов . Однако, во время зарядки свинцово-аккумуляторных батарей в контактно-аккумуляторных электровозах (торможение с электрической рекуперацией энергии, подзаряд батарей во время движения электровоза) протекающие химические реакции, могут быть опасными, особенно в случае высокой интенсивности зарядки. В свинцово–кислотных батареях может происходить выделение водорода и кислорода в результате гидролиза воды, повышают риск возникновения провокации взрыва в горных выработках. Для этого случая система подзарядки должна эффективно контролировать процесс заряда батарей и не допускать выделения водорода и кислорода.

В литий–ионных аккумуляторах для отрицательного электрода применяют углеродный материал, в который вмонтированы ионы лития. Активным материалом положительного электрода служит оксид кобальта, в который также вмонтированы ионы лития. Электролитом является раствор соли лития в неводной растворителе. Аккумуляторы имеют высокую удельную энергию, высокий ресурс и способны работать при низких температурах. Благодаря высокой удельной энергии их производство в последние годы резко увеличилось. В литиевых аккумуляторах есть только два существенных недостатка – высокая цена и необходимость иметь специальную (обычно встроенную) систему контроля заряда/разряда, предотвращающую склонность литиевых аккумуляторов к самовозгоранию и даже взрыву при нарушении условий эксплуатации.

По удельному энергии после литий–ионных аккумуляторов на второе место выходят натрий никель–хлоридные аккумуляторы, которые больше приспособлены к работе в тяжелых условиях эксплуатации. Также у этого вида аккумуляторных батарей есть свои преимущества и недостатки.

Длительный срок эксплуатации и высокие показатели циклирования ставят на данный момент времени натрий никель-хлоридные аккумуляторы на одно из первых мест среди существующих типов аккумуляторов. Единственной существенной помехой является значительная стоимость ТАБ сформированных на базе этих видов элементов. По факту ожидаемого снижения цены одного киловатт–часа емкости батареи до уровня 300 USD, что реально может быть достигнуто (себестоимость производства составляет менее 150 USD за 1 кВт·ч), то использование их в электротранспорте, в том числе и в шахтных электровозах, станет реальностью.

Основные технические и экономические показатели аккумуляторов различных электрохимических систем приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Основные технические и экономические показатели аккумуляторов

Электрохимическая система аккумулятора	Диапазон рабочих температур аккумуляторов, °С	Удельная энергия аккумулятора, Вт·г/кг	Относительная стоимость единицы энергии, грн / Вт·г	Потеря емкости при хранении в заряженном состоянии, % / месяц	Срок службы в режиме постоянного подзаряда, год
Свинцово–кислотная, герметичная	–20÷+40	20–50	0,8–1,8	10–15	3–10
Никель–кадмиевая, герметичная	–40÷+45	20–55	1,5–2	до 10	до 20
Литий–ионная	–10÷+50	100–260	2,5–4	5–25	до 5
Никель–хлоридная	–20÷+40	40–100	1,6–2,4	15–25	до 5

Как было изложено ранее в тексте предварительно, при проектировании контактно–аккумуляторных видов электровозов приходится решать вопрос выбора типа аккумулятора с учетом массо–габаритных показателей и энергоресурса. Проведенный анализ в этом направлении показал, что в ближайшей перспективе наиболее целесообразным будет применение литий–ионных и натрий никель–хлоридных видов аккумуляторов, в которых удельный весовая энергия будет составлять более 200 Вт·ч/кг при ресурсе 3000 циклов (против 1000 циклов на сегодняшний день) и стоимости 0,12 $/Вт·ч.

Кроме проанализированных видов есть и другие перспективные разработки аккумуляторов производства ряда фирм США, Японии, Швеции и некоторых других стран.

Поиски и разработки, направленные на снижение стоимости различных ТАБ, безусловно, продолжаются и будут продолжаться в дальнейшем. Снижение уровня цен на литий–ионные, натрий никель–хлоридные аккумуляторы в сочетании с решениями, позволяющими предложить безопасные и большие емкости ТАБ на основе аккумуляторов этих электрохимических систем, могут создать еще более привлекательные условия для расширения их применения в качестве ТАБ для комбинированных видов шахтных электровозов.

Между тем, следует учитывать и тот факт, что в последние годы разработаны новые типы аккумуляторов, в т.ч. сверхъёмкие – графеновые, точнее графено–магниевые, которые по всем параметрам значительно превосходят все ныне существующие накопители энергии. Важно, что эти аккумуляторы изготавливаются из недефицитных и недорогих материалов – графита и магния, которые безопасны, как для обслуживающего персонала, так и окружающей среды. В этих аккумуляторах используются нанотехнологии, позволяющие изготавливать слои графита толщиной в один атом с высокой прочностью и проводимостью. Графеновые аккумуляторы имеют в несколько раз большую энергоёмкость по сравнению с литий–ионными при цене в несколько раз меньшей – это открывает огромные перспективы в развитии и использовании накопителей энергии, на транспорте и в других отраслях. Для контактно–аккумуляторных электровозов этот компактный, энергоёмкий, допускающий

большие токи заряда и разряда, не требующий обслуживания и имеющий низкую цену тип аккумуляторов может стать в перспективе приоритетным.

В дополнение отметим еще один немаловажный факт, что создание контактно–аккумуляторного электровоза на базе контактного К14 и при соответствующей тяговой электромеханической структуре, будет одновременно косвенным решением проблемы повышения сцепного веса электровоза до ожидаемых 16 т. [3].

Суперконденсаторы. Ещё один вид накопителей электроэнергии, на который возлагались большие надежды – *ионисторы* (суперконденсаторы). По оценкам разработчиков, этот вид накопителей электрической энергии может выдерживать большие зарядные и разрядные токи, имея срок службы значительно больше, чем у существующих типах и видах аккумуляторов. Так энергия, запасённая конденсатором:

$$W = \frac{C \cdot U^2}{2 \cdot 3600}, \text{ Вт·ч}, \qquad (8)$$

где C – ёмкость конденсатора, F; U – напряжение на конденсаторе, В.

При ёмкости 3000 F и напряжении на конденсаторе 2,7 В запасённая энергия W = 3,04 Вт·ч.

При цене такого конденсатора $Ц_1$ = 135 $, т.е. относительная цена составит:

$$Ц_{отн} = \frac{Ц_1}{W} = \frac{135}{3{,}04} = 44 \text{ \$ / (Вт·ч)}. \qquad (9)$$

В тоже время, даже если учесть более продолжительный срок службы суперконденсаторов, всё равно относительная цена их превышает относительную цену, к примеру, свинцово–кислотных аккумуляторов примерно в 100 раз, а литий–ионных – в несколько десятков раз. Именно по факту столь высоких относительных ценовых показателей накопители энергии на суперконденсаторах получили ограниченное применение. Хотя это может быть охарактеризовано и, как «пока», а сейчас эти накопители энергии могут использоваться как дополнение к ТАБ для поглощения пиковых нагрузок или для случаев в необходимости небольшого количества накапливаемой энергии.

К примеру, в работе [6] приведен пример блока питания с использованием суперконденсаторов, подключаемых параллельно аккумуляторной батарее, для снятия пиковых нагрузок с аккумулятора в ТАБ рудничного электровоза. При этом энергетическая ёмкость блока конденсаторов составляет менее 1% энергетической ёмкости аккумуляторной батареи. Т.е. в энергетическом плане ёмкостной накопитель не играет заметно положительной роли, но в тоже время существенно увеличивает затраты. Но это предмет отдельного исследования.

Выводы. Приведенная методика позволяет производить выбор параметров и вид источника автономного питания тяговых синергетических комплексов комбинированных видов шахтных электровозов и рекомендуется для использования в практике создания вышеотмеченных транспортных средств.

Список литературы: 1. Сборник технико-экономических показателей горнодобывающих предприятий Украины в 2009 – 2010 гг.: Анализ мировой конъюнктуры рынка ЖРС 2004 – 2011 гг.: / *Е.К. Бабец, Л.А. Штанько, В.А. Салганик, И.Е. Мельникова* и др. – Кривой Рог: Видавничий дім. 2011. – 329 с. **2.** *Лебьодкін С. В.* Вугільна промисловість і перспективні напрямки розвитку тягових електроприводів рудникових електровозів (Проблеми і перспективи) / *С. В. Лебьодкін, А. Ф. Сінолиций, О. В. Пасько* // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. – 2004. № 4. – С. 12 – 15. **3.** Шахтный электровозный транспорт. Теория, конструкции, электрооборудование : учебник / *И. О. Синчук, Э. С. Гузов, В. Л. Дебелый, Л.Л. Дебелый*; под ред. доктора технических наук, профессора *О. Н. Синчука*. – Кривой Рог – Донецк: ЧП Щербатых А. В., 2015 – 428 с. **4.** Asea Аккумуляторные локомотивы и другие шведские NG локомотивы. http://gn15.info/forum/viewtopic.php?t=7043/ (Accessed 2016-12-20). **5.** Производители локомотивов - China Coal Group https://chinacoalintl.com/ (Accessed 2016-12-20). **6.** *Степаненко В. П.* Особенности организации локомотивной откатки с использованием комбинированных электровозов. Научное сообщение ИГД им. Скочинского. / Горная механика, рудничный транспорт, техническое обслуживание и ремонт ГШО. –М.:,1988. С.130-138. **7.** Материалы сайта www.asea.com. **8.** *Сінчук О. М.* Шахтный контактно-аккумуляторный электровоз. Горный журнал. – 1988. -№6. – С.55-57. **9.** *Синчук О. Н., Шокарев Д. А., Скапа Е. И., Гузов Э. С., Караманиц Ф. И.* Синергетический тяговый асинхронный электротехнический привод для контактно-аккумуляторного двухосного электровоза//Електромеханічні та енергозберігаючі системи.-2011.-Вип.4(16). –С.65-68. **10.** *Синчук О. Н., Синчук І. О., Гузов Э. С., Шокарев Д. А.* Тяговые электромеханические комплексы шахтных контактных электровозов. Электрические и компьютерные системы. № 15 (2014): 286-291. **11.** *Степаненко В. П.* Разработка и испытание шахтных контактно-аккумуляторных электровозов / *В. П. Степаненко, В. Ванцлафф, Р. Данейка.* // Уголь. – 1986. – №12. – С. 32–33. **12.** *Степаненко В. П.* Повышение энергоэффективности и ресурсосбережения рудничного электровозного транспорта // Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць. – 2016. № 42. – С. 20 – 25.

Bibliography (transliterated): 1. Babets E. K., Shtanko L. A., Salganik V. A. [i dr.]. *"Analiz mirovoy konyunktury rynka ZhRS 2004-2011 gg."*. Krivoy Rog : Vidavnichiy dim, 2011. – 329. Print. **2.** Leb'odkin S. V. Vuhil'na promyslovist' i perspektyvni napryamky rozvytku tyahovykh elektropryvodiv rudnykovykh elektrovoziv (Problemy i perspektyvy) / S. V. Leb'odkin, A. F. Sinolytsyy, O. V. Pas'ko // Visnyk Kryvoriz'koho tekhnichnoho universytetu. Zbirnyk naukovykh prats'. – 2004. # 4. – pp. 12 – 15. Print. **3.** *Shakhtnyy elektrovoznyy transport. Teoriya, konstruktsii, elektrooborudovanie* : uchebnik / I. O. Sinchuk, E. S. Guzov, V. L. Debelyy, L.L. Debelyy; pod red. doktora tekhnicheskikh nauk, professora O. N. Sinchuka. – Krivoy Rog – Donetsk: ChP Shcherbatykh A. V., 2015 – 428 s. **4.** Asea . http://gn15.info/forum/viewtopic.php?t=7043/ (Accessed 2016-12-20). **5.** China Coal Group https://chinacoalintl.com/ (Accessed 2016-12-20). **6.** Stepanenko V. P. *Osobennosti organizatsii lokomotivnoy otkatki s ispol'zovaniem kombinirovannykh elektrovozov.* Nauchnoe soobshchenie IGD im. Skochinskogo. / Gornaya mekhanika, rudnichnyy transport, tekhnicheskoe obsluzhivanie i remont GShO. –M.:,1988. S.130-138. **7.** Materialy sayta www.asea.com. **8.** Sinchuk O. M. *Shakhtnyy kontaktno-akkumulyatornyy elektrovoz. Gornyy zhurnal*. – 1988. -№6. – S.55-57. Print. **9.** Sinchuk O.N, Shokarev D.A., Skapa E.I., Guzov E.S., and Karamanits F.I. *Sinergeticheskiy tyagovyiy asinhronnyi elektrotehnicheskiy privod dlya kontaktno-akkumulyatornogo dvuhosnogo elektrovoza*, (2011), Elektromehanichni ta energozberigayuchi sistemi, Kremenchuk, Ukraine, KNU, Vip. 4/2011 (16), pp. 65-68. Print. **10.** Sinchuk O. N., Sinchuk I. O., Guzov E. S., Shokarev D. A. Tyagovye elektromekhanicheskie kompleksy shakhtnykh kontaktnykh elektrovozov. Elektricheskie i komp'yuternye sistemy. № 15 (2014): pp. 286-291. Print. **11.** Stepanenko V.P., Ventslaff V., Deineke R., Vasilenko V.I. Ugol'. 1986, no 12, pp. 32–33. Print.

Поступила 29.05.2017

ИНФОРМАЦИЯ

- **Аннотации**
- **Авторский указатель**
- **Информация об авторах**
- **Памяти товарищей**

А Н Н О Т А Ц И И

Наука, образование..... 10

В.Б. Клепіков, О.В Тверітнікова..... 11

До 150-річчя з дня народження засновника української електротехнічної школи Павла Петровича Копняєва

У статті розкрито роль професора Копняева П.П. як засновника електротехнічної школи в Україні на етапі її становлення. Відзначено його заслуги в організації вищої електротехнічної освіти, у визначенні напрямів розвитку електротехніки початку 20-го століття, в підготовці інженерних кадрів, організації наукових досліджень, підборі і вихованні учнів, створенні електротехнічного факультету і першого функціонально профільованого електротехнічного корпусу. Відзначено державний підхід і громадянськість вченого, заслуги створеної ним школи в електрифікації України і автоматизації виробництва, вплив на розвиток нових електротехнічних шкіл.

В.Б. Клепиков, Е.В. Тверитникова

К 150-летию со дня рождения основателя украинской электротехнической школы Павла Петровича Копняева

В статье раскрыта роль профессора Копняева П.П. как основателя электротехнической школы в Украине на этапе еёстановления. Отмечены его заслуги в организации высшего электротехнического образования, в определении направлений развития электротехники начала 20-го века, в подготовке инженерных кадров, организации научных исследований, подборе и воспитании учеников, создании электротехнического факультета и первого функционально профилированного электротехнического корпуса. Отмечены государственный подход и гражданственность ученого, заслуги созданной им школы в электрификации Украины и автоматизации производства, влияние на развитие новых электротехнических школ.

V.B. Klepikov, E.V. Tveritnikova

To the 150th anniversary of the birth of Pavel Petrovich Kopnyaev, the founder of the Ukrainian electrotechnical school

The article reveals the role of Professor PP Kopnyaev. as the founder of the electrotechnical school in Ukraine at the stage of its establishment. His achievements in the organization of higher electrical engineering education, in determining the direction of the development of electrical engineering in the early 20th century, in the training of engineering personnel, organization of scientific research, selection and education of students, the creation of an electrotechnical faculty and the first functionally profiled electrical engineering corps were noted. The state approach and citizenship of the scientist, the merit of the school he created in the electrification of Ukraine and the automation of production, the influence on the development of new electrical schools are noted.

А.К. Солоденко, В.П. Погребняк, О.В. Дашковська..... 17

Інтернаціоналізація освітнього середовища і вітчизняна вища школа

Аналізуються євроінтеграційні процеси, що відбуваються в сучасному освітньому і науковому середовищі, у тому числі, інтернаціоналізація вищої освіти. Оцінюється значення Болонської декларації у побудові єдиного Європейського простору вищої освіти та ефективність імплементації положень Закону України «Про вищу освіту», актів Уряду і Міністерства освіти і науки України, направлених на реформування вищої школи України, її інтеграцію в міжнародний простір вищої освіти. Наводяться підсумки зробленого за останні роки та прогнозуються подальші кроки щодо модернізації освітнього процесу у вищій школі.

Ключові слова: *Болонська декларація, інтернаціоналізація, мобільність, конкурентність, стандарт вищої освіти, якість вищої освіти.*

А.К. Солоденко, В.П. Погребняк, Е.В. Дашковская

Интернационализация образовательной среды и отечественная высшая школа

Анализируются евроинтеграционные процессы, происходящие в современной образовательной и научном среде, в том числе, интернационализация высшего образования. Оценивается значение Болонской декларации в построении единого Европейского пространства высшего образования и эффективность имплементации положений Закона Украины «О высшем образовании», актов Правительства и Министерства образования и науки Украины, направленных на реформирование высшей школы Украины, её интеграцию в международное пространство высшего образования. Приводятся итоги сделанного за последние годы и прогнозируются дальнейшие шаги по модернизации образовательного процесса в высшей школе.

Ключевые слова: *Болонская декларация, интернационализация, мобильность, конкурентоспособность, стандарт высшего образования, качество высшего образования.*

A.K. Solodenko, V.P. Pogrebnyak, E.V. Dashkovskaya

Internationalization of the educational environment and the national higher school

Analyses of European integration processes in the modern educational and scientific community, including the internationalization of higher education. Estimated value of the Bologna Declaration to build a single European higher education area and the effectiveness of the implementation of the provisions of the Law of Ukraine “On higher education”, acts of the Government and the Ministry of education and science of Ukraine aimed at reforming the higher school of Ukraine, its integration in the international higher education space. Given the results achieved in recent years and projected further steps on modernization of educational process in higher school.

Keywords: *Bologna Declaration, internationalization, mobility, competitiveness, higher education standard, quality of higher education.*

А.Ф. Жаркін, С.О. Палачов, Т.Б. Шкляр..... 22

Практична реалізація міжнародних вимог щодо забезпечення емс в нормативних документах України

Проведено огляд основних принципів забезпечення ЕМС в електричних мережах, що базуються на розподілі відповідальності між споживачами і електропостачальною організацією. Розглянуто область застосування гармонізованих стандартів, а також базові положення розробленої МЕК триступеневої системи розрахунку норм емісії завад від апаратури різної потужності. Проведено аналіз рівня відповідності нормативної бази України в галузі енергетики міжнародним вимогам щодо забезпечення ЕМС, розглянуті заходи, що необхідні для підвищення якості напруги електропостачання.

Ключові слова: *електромагнітна сумісність, розподільна мережа, якість напруги, емісія завад, гармонізовані стандарти.*

А.Ф. Жаркін, С.А. Палачов, Т.Б. Шкляр

Практическая реализация международных требований по обеспечению электромагнитной совместимости в нормативных документах Украины

Проведен обзор основных принципов обеспечения ЭМС в электрических сетях, которые основаны на распределении ответственности между потребителями и электроснабжающей организацией. Рассмотрена область применения гармонизированных стандартов, а также базовые положения разработанной МЭК трехступенчатой системы расчета норм эмиссии помех от

аппаратуры различной мощности. Проведен анализ уровня соответствия нормативной базы Украины в области энергетики международным требованиям по обеспечению ЭМС, рассмотрены меры, необходимые для повышения качества напряжения электроснабжения.

Ключевые слова: *электромагнитная совместимость, распределительная сеть, качество напряжения, эмиссия помех, гармонизированные стандарты.*

A.F. Zharkin, S. O. Palachov, T.B Shkliar

Practical implementation of international requirements for EMC in the regulations of Ukraine

The main principles of achieving EMC in power networks, which are based on the division of responsibility between the consumers and the electricity supplier, are reviewed. The scope of application of harmonized standards is considered, as well as the basic provisions of the three-stage system developed by the IEC for the calculation of disturbances emission limits from equipment of various power. The analysis of compliance of the regulatory documents of Ukraine in the field of energetics with international requirements for ensuring EMC was made. The measures that are necessary to improve the quality of the power supply voltage are considered.

Key words: *electromagnetic compatibility, distribution network, power quality, emission of disturbances, harmonized standards.*

Волянський С.М.....26

Концепція створення багатофункціональних комп'ютеризованих навчально-лабораторних комплексів для підготовки студентів технічних спеціальностей

Доведено, що створення лабораторної бази на основі новітніх інноваційних ресурсозберігаючих технологій, використання в процесі навчання наочних засобів є одним з пріоритетних напрямків розвитку сучасної вищої освіти, дозволяє активізувати пізнавальну діяльність студентів, підвищити засвоєння матеріалу, стимулювати їх на наукові пошуки, здобутки, дати змогу отримати необхідний практичний досвід і тим самим забезпечити усебічну якісну підготовку фахівців технічного профілю. Запропонована концепція створення багатофункціональних комп'ютеризованих навчально-лабораторних комплексів, в основі яких лежить використання інноваційних і ресурсозберігаючих технологій. Такі комплекси дають змогу надавати повний комплекс освітніх послуг за обраною навчальною дисципліною як очно, так і дистанційно. Показані можливості роботи діючого зразка багатофункціонального комплексу. Рішення цієї складної задачі дозволило підвищити можливості для покращення якості та ефективності навчального процесу.

Ключові слова: *багатофункціональний комп'ютеризований навчально-лабораторний комплекс, ефективність, концепція, лабораторний практикум, навчальний процес, спеціалізований лабораторний стенд, технічна освіта, якість.*

Волянский С.М.

Концепция создания многофункциональных компьютеризированных учебно-лабораторных комплексов для подготовки студентов технических специальностей

Доказано, что создание лабораторной базы на основе новейших инновационных ресурсосберегающих технологий, использование в процессе обучения наглядных средств является одним из приоритетных направлений развития современного высшего образования, позволяет активизировать познавательную деятельность студентов, повысить усвоение материала, стимулировать их на научные исследования, достижения, дать возможность получить необходимый практический опыт и тем самым обеспечить всестороннюю качественную подготовку специалистов технического профиля. Предложена концепция создания многофункциональных компьютеризированных учебно-лабораторных комплексов, в основе которых лежит использование инновационных и ресурсосберегающих технологий. Такие комплексы позволяют предоставлять полный комплекс образовательных услуг по выбранной учебной дисциплиной как очно, так и дистанционно. Показаны возможности работы действующего образца многофункционального комплекса. Решение этой сложной задачи позволило повысить возможности для улучшения качества и эффективности учебного процесса.

Ключевые слова: *многофункциональный компьютеризированный учебно-лабораторный комплекс, эффективность, концепция, лабораторный практикум, учебный процесс, специализированный лабораторный стенд, техническое образование, качество.*

Volyanskiy S.M.

The concept of creation of multifunctional computerized educational-laboratory complexes for preparation of students of technical specialties

It is proved that the creation of a laboratory base on the basis of the newest innovative resource-saving technologies, the use of visual aids in the teaching process is one of the priority directions for the development of modern higher education. It allows to increase the cognitive activity of students, to increase the assimilation of the material, to stimulate them for scientific research, achievements, the necessary practical experience and thus provide comprehensive quality training technical profile. The concept of creating multifunctional computerized teaching and laboratory complexes, which are based on the use of innovative technologies and resource. Such systems allow to provide a full range of educational services for the chosen academic discipline both internally and remotely. The possibilities of the work of the current sample of a multifunctional complex. The solution to this difficult task possible to increase the opportunities for improving the quality and efficiency of educational process.

Keywords: *multifunctional computerized educational and laboratory complex, efficiency, concept, laboratory practice, educational process, specialized laboratory stand, technical education, quality.*

Б.М.Чунашвілі, М.И. Кобалія, А.М. Петросян, А.Дж. Гвімрадзе.....30

Результати досліджень компенсації реактивної потужності за несиметричного навантаження

На основі проведеного дослідження режимів роботи електроустановок, що входять до складу електроспоживачів, був встановлений характер зміни реактивного навантаження споживаного з мережі електропостачання та визначено рівень асиметрії розподілу реактивної навантаження по фазах. Було проведено аналіз результатів компенсації з трифазними компенсуючими установками в мережі електропостачання при нерівномірному реактивним навантаженням фаз. Практичні дослідженні довели, що існуюча методика вибору потужності трифазних компенсаційних установок для компенсації асиметричних реактивних навантажень неприйнятна, оскільки, через асиметрію реактивна навантаження сильно навантаженої фази в повному обсязі компенсується, а не навантажених - перекомпенсіруются. Доведено, що при визначенні потужності у виборі компенсаційних установок необхідно враховувати асиметрію навантажень і вибирати компенсаційну потужність не традиційну трифазну, а індивідуально для кожної фази.

Б.М. Чунашвили, М.И. Кобалия, А.М. Петросян, А.Дж. Гвимрадзе

Результаты исследований компенсации реактивной мощности при асимметричной нагрузке

На основе проведенного исследования режимов работы электроустановок, входящих в состав электропотребителей, был установлен характер изменения реактивной нагрузки потребляемой из сети электроснабжения и определен уровеньасиммет-

рии распределения реактивной нагрузки по фазам. Был проведен анализ результатов компенсации с трехфазными компенсирующими установками в сети электроснабжения при неравномерной реактивной нагрузкой фаз. Практические исследовании доказали, что существующая методика выбора мощности трехфазных компенсационных установок для компенсации асимметричных реактивных нагрузок неприемлема, так как, из-за асимметрии реактивная нагрузка сильно нагруженной фазы не полностью компенсируется, а не нагруженных – перекомпенсируются. Доказано, что при определении мощности в выборе компенсационных установок необходимо учитывать асимметрию нагрузок и выбирать компенсационную мощность не традиционную трехфазную, а индивидуально для каждой фазы.

B. Tchunashvili, M. Kobalia, A. Petrosyan, A. Gvimradze

The results of the reactive load compensation research of electroconsumers with asymmetric reactive load

Due to power network investigation the nature of consumption of reactive power users, the rate of reactive power distribution and asymmetry in certain phases were revealed and assessed. At the same time the problems occurred as a result of asymmetric reactive power users compensation in power network and their feasibility were determined. Practice shows that the reactive power determination and compensation methods used today are not acceptable. It is necessary to take into consideration asymmetry and determine compensation power for each phase individually during reactive power compensation.

Теоретические вопросы автоматизированного электропривода.....34

***М.В. Загірняк, Д.Й. Родькін, Ю.В. Ромашихін*.....35**

Особливості використання теореми Телледжена в задачах ідентифікації параметрів електротехнічних пристроїв

У статті показано розвиток законів Кірхгофа та Ома, і, особливо, теореми Телледжена при розв'язанні задач ідентифікації параметрів електротехнічних систем. В основі запропонованого методу використається енергетичний метод, що реалізується шляхом розв'язання ідентифікаційних рівнянь складових гармонік миттєвої потужності за окремими гармоніками. Показано декомпозицію складових миттєвої потужності на складові. Розглянуто характерні випадки використання енергетичного методу при ідентифікації параметрів електротехнічних систем.

Ключові слова: *теорема Телледжена, енергетичний метод, миттєва потужність, електромагнітні параметри.*

М.В. Загирняк, Д.И. Родькин, Ю.В. Ромашихин

Особенности использования теоремы Телледжена в задачах идентификации параметров электротехнических устройств

В статье показано развитие законов Кирхгофа и Ома, и, в особенности, теоремы Телледжена при решении задач идентификации параметров электротехнических систем. В основе предлагаемого метода используется энергетический метод, который реализуется путем решения идентификационных уравнений составляющих гармоник мгновенной мощности по отдельным гармоникам. Показана декомпозиция составляющих мгновенной мощности на составляющие. Рассмотрены характерные случаи использования энергетического метода при идентификации параметров электротехнических систем.

Ключевые слова: *теорема Телледжена, энергетический метод, мгновенная мощность, электромагнитные параметры.*

Mykhaylo Zagirnyak, Dmytro Rodkin, Iurii Romashykhin

Peculiarities of using the Telleggen's theorem in problems of identification of parameters of electrical devices

The development of the laws of Kirchhoff and Ohm and, in particular of Telleggen's theorem in solving problems of parameters identification of electrotechnical systems are shown in the article. The proposed method is based on the energy method, which is realized by solving the identification equations of the harmonic components of instantaneous power with individual harmonics. The decomposition of instantaneous power components into components is shown. The characteristic cases of using the energy method for identifying the parameters of electrical systems are considered.

Keywords: *Telleggen's theorem, energy method, instantaneous power, electromagnetic parameters.*

***Р.С. Волянский, А.В. Садовой*.....39**

Синтез системы формування траєкторій збуреного руху N-го порядку

Встановлено, що спільне використання модального керування й принципу симетрії дозволяє побудувати систему керування, яка еквівалентна аперіодичній ланці бажаного порядку. Запропонована методика настроювання регулятора, застосування якого дозволяє перетворювати траєкторії руху вихідного лінійного динамічного об'єк-та до форми Бруновського бажаного порядку без використання складних методів диференціальної геометрії.

Ключові слова: *релейні системи, модальне керування, асимптотична стійкість.*

Р.С. Волянский, А.В. Садовой

Синтез системы формирования траекторий возмущенного движения N-го порядка

Установлено, что совместное использование модального управления и принципа симметрии позволяет построить систему управления, которая эквивалентна апериодическому звену желаемого порядка. Предложена методика настройки регулятора, применение которого позволяет преобразовывать траектории движения исходного линейного динамического объекта к форме Бруновского заданного порядка без использования сложных методов дифференциальной геометрии.

Ключевые слова: *релейные системы, модальное управление, асимптотическая устойчивость.*

R.S. Voliansky, A.V. Sadovoi

Synthesis of the system for formation of N-th order perturbed motion trajectories

The paper deals with the establishing that the joint use of modal control and the principle of symmetry makes it possible to construct a control system that is equivalent to a lag of the desired order. The regulator adjustment technique is proposed, the application of which allows transforming the trajectories of the initial linear dynamic object to the Brunovski form of a given order without using complex methods of differential geometry.

Keywords: *sliding mode control, pole placement control, asymptotic stability.*

***С.М. Пересада, С.М. Ковбаса, С.С. Димко*.....43**

Формування заданого потокозчеплення для алгоритмів векторного керування асинхронними двигунами з максимізацією співвідношення момент-струм

В статті представлено результати розробки нових методів формування заданих траєкторій вектора потокозчеплення для алгоритмів векторного керування асинхронними двигунами, що дозволяють досягати умов максимізації співвідношення момент-струм в статичних режимах роботи. Експериментально показано, що завдяки певній свободі вибору заданих траєкторій вектора потокозчеплення може бути виконана оптимізація перехідних процесів струмів статора при відпрацюванні заданих

траєкторій моменту різної інтенсивності. Запропоновані рішення можуть використовуватися в технологічних застосуваннях, які не вимагають високодинамічного відпрацювання механічних координат, наприклад в електротранспорті.

Ключові слова: *асинхронний двигун, полеорієнтоване керування, максимізація співвідношення момент-струм, крива намагнічування, формування заданого потокозчеплення.*

С.М. Пересада, С.М. Ковбаса, С.С. Дымко

Формирование заданного потокосцепления для алгоритмов векторного управления асинхронными двигателями с максимизацией соотношения момент-ток

В работе представлены результаты разработки новых методов формирования заданных траекторий модуля вектора потокосцепления для алгоритмов векторного управления асинхронными двигателями, которые позволяют достигать выполнения условий максимизации соотношения момент-ток в статических режимах работы. Экспериментально показано, что благодаря возможности выбора заданной траектории вектора потокосцепления, может быть выполнена оптимизация переходных процессов токов статора при отработке заданных траекторий момента различной интенсивности. Предложенные решения могут использоваться в технологических применениях, где не требуется высокодинамичной отработки механических координат, например, в электротранспорте.

Ключевые слова: *асинхронный двигатель, векторное управление, максимизация соотношения момент-ток, кривая намагничивания, формирование заданного потокосцепления.*

S. Peresada, S. Kovbasa, Ph.D., S. Dymko

Flux reference design for field oriented control of induction motors with torque per ampere maximization

The flux reference calculation method to achieve simultaneously an asymptotic field orientation, torque-flux decoupling and maximum torque per Ampere optimization in steady state is proposed. Experimentally shown that proposed methods guarantees singularity-free operation and can be used as means to improve stator current transients. The proposed solutions are suitable for technological applications where fast dynamic response is not required, for example in electric traction drives.

Keywords: *induction motor, torque, control, tracking, saturation, flux reference design.*

О.І. Толочко, В.П. Стяжкін, О.М. Рижков.....48

Дослідження процесів руху механізмів мостового крану при їх одночасній роботі методом математичного моделювання з використанням віртуального механічних блоків бібліотеки Simmechanics пакета Matlab

Розроблено віртуальну фізичну модель сукупності механізмів мостового крану, а саме, моста, візка і лебі-дки, при одночасній їх роботі з урахуванням коливань переміщуваного вантажу в середовищі пакета MATLAB з використанням блоків бібліотеки SimMechanics. Модель дозволяє досліджувати як роботу кожного механізму окремо, так і сумісну роботу механізмів у будь-яких сполученнях процесу переміщення вантажу механізмами мостового крану при сумісній роботі. Здійснено ретельну перевірку адекватності моделі. Виконано досліджен-ня коливань вантажу і рухів основних механізмів у різних режимах роботи. Наочно продемонстровано доцільність застосування запропонованої моделі.

Ключові слова: *мостовий кран, математичне моделювання, віртуальне фізичне моделювання, перехідні процеси, траєкторії руху, коливання.*

О.И. Толочко, В.П. Стяжкин, О.М. Рыжков

Исследование процессов движения механизмов мостового крана при их одновременной работе методом математического моделирования с ис-пользованием виртуальных механических блоков Simmechanics пакета Matlab

Разработана виртуальная физическая модель совокупности механизмов мостового крана, а именно, моста, тележки и лебедки, при одновременной их работе с учетом колебаний перемещаемого груза в среде пакета MATLAB с использованием блоков библиотеки SimMechanics. Модель позволяет исследовать как работу каждо-го механизма в отдельности, так и совместную работу механизмов в любых сочетаниях процесса перемещения груза механизмами мостового крана при совместной работе. Проведено тщательную проверку адекватности модели. Выполнены исследования колебаний груза и движений основных механизмов в различных режимах работы. Наглядно продемонстрировано целесообразность применения предложенной модели.

Ключевые слова: *мостовой кран, математическое моделирование, виртульное физическое моделирование, переходные процессы, траектория движения, колебания.*

O.I. Tolochko, V.P. Stiazhkin, O.M. Ryzhkov

An investigation of bridge crane mechanisms movement under their simulta-neous work using mathematical modeling with virtual mechanical blocks of Matlab Simmechanics

A virtual physical model of the aggregate of the mechanisms of the bridge crane, namely, the bridge, the trolley and the winch, has been developed, while simultaneously working with taking into account the fluctuations of the trans-ported cargo. The MATLAB package environment with blocks of the SimMechanics library has been used. The model allows studying both the work of each mechanism separately and with joint operation of mechanisms in any combina-tion of the process of moving cargo by the mechanisms of a bridge crane when working together. A thorough check of the adequacy of the model was carried out. The oscillations executed studies of cargo and movements of the main mechanisms in various modes of operation. The expediency of applying the proposed model is clearly demonstrated.

Keywords: *bridge crane, mathematical modeling, virtual physical modeling, transition processes, trajectory of movement, oscillations.*

А.Л. Дорошенко, В.М. Михальський, І.А. Шаповал.....53

Дослідження алгоритму керування швидкістю повністю керованої машини подвійного живлення

Метою статті є розробка і дослідження алгоритму керування швидкістю та побудова математичної моделі системи електропривода на базі повністю керованої машини подвійного живлення (МПЖ). Побудовано математичну модель системи електропривода з МПЖ, на основі якої виконано математичне моделювання відпрацювання траєкторії заданої швидкості МПЖ за умови її збудження по колу ротора. Досліджено алгоритм векторного керування швидкістю МПЖ, при якому підтримується сталість головного магнітного потоку і ортогональність векторів струму статора і магнітного потоку. Розроблено регулятори, що забезпечили відпрацювання заданої швидкості і заданого потоку при збудженні електричної машини по колу ротора. Проведені дослідження підтверджують, що розглянута система векторного керування МПЖ виконує відпрацювання заданої швидкості з мінімальною похибкою при сталому магнітному потоці. Конфігурація повністю керованої МПЖ з обмотками статора і ротора, що живляться від двох інверторів напруги, забезпечує: додаткові ступені свободи; розподіл потужності між статором і ротором; широкий діапазон швидкості обертання з номінальним крутним моментом.

Ключові слова: *векторне керування, машина подвійного живлення, регулятор швидкості, математична модель.*

А.Л. Дорошенко, В.М. Михальський, И.А. Шаповал

Исследование алгоритма управления скоростью полностью управляемой машины двойного питания

Целью статьи является разработка и исследование алгоритма управления скоростью и построение математической модели системы электропривода на базе полностью управляемой машины двойного питания (МДП). Построена математическая модель системы электропривода с МДП, на основе которой выполнено математическое моделирование отработки траектории заданной скорости МДП при условии ее возбуждения по цепи ротора. Исследован алгоритм векторного управления скоростью МДП, при котором поддерживается постоянство главного магнитного потока и ортогональность векторов тока статора и магнитного потока. Разработаны регуляторы, которые обеспечили отработку заданной скорости и заданного потока при возбуждении электрической машины по цепи ротора. Проведенные исследования подтверждают, что рассматриваемая система векторного управления МДП выполняет отработку заданной скорости с минимальной погрешностью при постоянном магнитном потоке. Конфигурация полностью управляемой МДП с обмотками статора и ротора, питающимися от двух инверторов напряжения, обеспечивает: дополнительные степени свободы; распределение мощности между статором и ротором; широкий диапазон скорости вращения с номинальным крутящим моментом.

Ключевые слова: *векторное управление, машина двойного питания, регулятор скорости, математическая модель.*

A.L. Doroshenko, V.M. Mikhalsky, I.A. Shapoval

Study of the speed control algorithm for a doubly-fed full-controlled induction machine

The aim of the paper is to develop and study the speed control algorithm and to construct a mathematical model of an electric drive system based on a full-controlled doubly-fed induction machine (DFIM). A mathematical model of an electric drive system with a DFIM is constructed, on the basis of which a mathematical simulation of the DFIM speed tracking has been performed, provided it is excited by the rotor circuit. An algorithm for vector speed control of the DFIM is studied, which maintains the constancy of the main magnetic flux and the orthogonality of the stator current and magnetic flux vectors. The regulators have been developed which ensured the speed and flux tracking when the electric machine is excited by the rotor circuit. The conducted researches confirm that the considered system of DFIM vector control performs speed tracking with minimum error at a constant magnetic flux. The configuration of a full-controlled DFIM with stator and rotor windings fed from two voltage inverters provides: additional degrees of freedom; division of power between the stator and the rotor; wide range of speeds with nominal torque.

Keywords: *vector control, doubly-fed induction machine, speed controller, mathematical model.*

Б.І. Кузнецов, Т.Б. Нікітіна, В.В. Коломієць, О.В. Волошко, Б.Б. Кобилянський.....58

Багатокритеріальний синтез нелінійних робастних електромеханічних систем

Вдосконалено нелінійні математичні моделі багатомасових електромеханічних систем. У нелінійному рівнянні стану вихідного об'єкта керування багатомасовими електромеханічними системами врахована наявність нелінійних елементів, а також параметричні і структурні зміни моделі об'єкта керування, що дозволило підвищити їх адекватність реальним процесам. Розроблено метод багатокритеріального синтезу робастних регуляторів для керування нелінійними багатомасовими електромеханічними системами із параметричною невизначеністю на підставі вибору вектора мети робастного керування шляхом рішення відповідної задачі математичного багатокритеріального нелінійного програмування. Обчислення векторів цільової функції та обмежень носить алгоритмічний характер і пов'язано із синтезом робастних регуляторів та моделюванням синтезованої системи для різних режимів роботи системи, при різних вхідних сигналах і для різних наборів значень параметрів об'єкта керування і з урахуванням нелінійностей, які притаманні об'єкту керування. Досліджено динамічні характеристики нелінійних багатомасових електромеханічних систем із параметричною невизначеністю об'єкта керування із синтезованими при багатокритеріальному підході робастними регуляторами.

Ключові слова: *багатомасова електромеханічна система, робастний регулятор, багатокритеріальний синтез, моделювання динамічних систем, багатороєва стохастична мультиагентна оптимізація.*

Б.И. Кузнецов, Т.Б. Никитина, В.В. Коломиец, А.В. Волошко, Б.Б. Кобылянский

Многокритериальный синтез нелинейных робастных электромеханических систем

Усовершенствованы нелинейные математические модели многомассовых электромеханических систем. В нелинейном уравнении состояния исходного объекта управления многомассовыми электромеханическими системами учтено наличие нелинейных элементов, а также параметрические и структурные изменения модели объекта управления, что позволило повысить их адекватность реальным процессам. Разработан метод многокритериального синтеза робастных регуляторов для управления нелинейными многомассовыми электромеханическими системами с параметрической неопределенностью на основании выбора вектора цели робастного управления путем решения соответствующей задачи математического многокритериального нелинейного программирования. Вычисление векторов целевой функции и ограничений носит алгоритмический характер и связано с синтезом робастных регуляторов и моделированием синтезированной системы для различных режимов работы системы, при различных входных сигналах и для различных наборов значений параметров объекта управления и с учетом нелинейностей, которые присущи объекту управления. Исследованы динамические характеристики нелинейных многомассовых электромеханических систем с параметрической неопределенностью объекта управления с синтезированными при многокритериальном подходе робастными регуляторами.

Ключевые слова: *многомассовая электромеханическая система, робастный регулятор, многокритериальный синтез, моделирование динамических систем, многороевая стохастическая мультиагентная оптимизация.*

B. Kuznetsov, T. Nikitina, V, Kolomiets, A. Voloshko, B. Kobylyanskiy

Multiobjective synthesis of nonlinear robust electromechanical systems

Nonlinear mathematical models of multimass electromechanical systems are improved. In the nonlinear state equation of multimass electromechanical systems as plant take into account the presence of nonlinear elements, as well as parametric and structural changes in the model of the plant, which made it possible to increase their adequacy to real processes. A method for multiobjective synthesis of robust regulators for controlling nonlinear multi-mass electromechanical systems with parametric uncertainty based on the choice of the target vector of robust control by solving the corresponding problem of mathematical multiobjective nonlinear programming is developed. The calculation of the vectors of the objective function and constraints is of an algorithmic nature and is associated with the synthesis of robust regulators and the simulation of the synthesized system for various modes of operation of the system, with different input signals and for different sets of values of the parameters of the plant and taking into account the nonlinearities that are inherent in the plant. Dynamic characteristics of nonlinear multimass electromechanical systems with parametric uncertainty of the plant with robust regulators synthesized under a multiobjective approach are investigated.

Key words: *multimass electromechanical system, robust controller, multiobjective synthesis, simulation of dynamic systems, stochastic multi-agent multi swarm optimization.*

М.В. Печеник, С.О. Бур'ян, О.А. Войтко ***62***

Підвищення точності відпрацювання заданого циклу руху шахтної клітьової підйомної установки

Для підвищення точності позиціонування підйомної посудини шахтної установки розглянемо принцип компенсації збурень від коливань завантаження кліті, тобто забезпечення точного відпрацювання етапу гальмування за рахунок формування відповідного гальмівного зусилля. Приведені результати дослідження характеру зміни похибок по швидкості при підході кліті до приймальної площадки.

Ключові слова: *шахтна підйомна установка, кліть, похибка позиціонування, математична модель, динамічні режими роботи, період дотягування, режим гальмування, діаграма швидкості, підйомний канат, корисний вантаж.*

М.В. Печеник, С.А. Бурьян, А.А. Войтко

Повышение точности отработка заданного цикла движения шахтной клетевой подъемной установки

Для повышения точности позиционирования подъемного сосуда шахтной установки рассмотрим принцип компенсации возмущений от колебаний загрузки клети, то есть обеспечение точного отработки этапа торможения за счет формирования соответствующего тормозного зу-Силла. Приведены результаты исследования характера изменения погрешностей по скорости при подходе клети к приемной площадки.

Ключевые слова: *шахтная подъемная установка, клеть, погрешность позиционирования, математическая модель, динамические режимы работы, период дотягивания, режим торможения, диаграмма быстрости, подъемный канат, полезный груз.*

M.V. Pechenik, S.O. Burian, O.A. Voitko

Enhancing the accuracy of determining of the male cycle of magnetic cell accessories

To improve the accuracy of the positioning of the lifting vessel of the mine installation, consider the principle of compensation of disturbances from the fluctuations of the loading of the cage, that is, ensuring the exact elaboration of the braking stage due to the formation of the corresponding braking force. The results of the study of the nature of the change in error rates on the approach of the cage to the reception area are given.

Keywords: *mine lifting plant, cage, positional error, mathematical model, dynamic modes of operation, period of pulling, braking mode, speed chart, lifting rope, payload.*

Клюєв О.В., Садовой О.В. ***66***

Асинхронний вентильний каскад з джерелом струму у роторному колі та регулюванням швидкості по колу статора

У статті досліджено динамічні режими роботи асинхронного вентильного каскаду (АВК) з параметричним джерелом струму у роторному колі. Запропоновано при стабілізації модуля струму ротора АВК керувати його електромагнітним моментом шляхом регулювання магнітного потоку, для чого розроблена орієнтована за вектором потокозчеплення статора система керування транзисторним регулятором напруги статора. З метою запобігання автоколивань при регулюванні швидкості АВК для підвищення його стійкості розроблена триконтурна релейна система підпорядкованого керування з внутрішнім регулятором проекції вектора потокозчеплення на напрямок вектора напруги статора. Наведено результати математичного моделювання.

Ключові слова: *асинхронний вентильний каскад, параметричне джерело струму, оптимальне керування, комутація, релейний регулятор.*

Клюев О.В., Садовой А.В.

Асинхронный вентильный каскад с источником тока в роторной цепи и регулированием скорости по цепи статора

В статье исследованы динамические режимы работы асинхронного вентильного каскада (АВК) с параметрическим источником тока в роторной цепи. Предложено при стабилизации модуля тока ротора АВК управлять его электромагнитным моментом путём регулирования магнитного потока, для чего разработана ориентированная по вектору потокосцепления статора система управления транзисторным регулятором напряжения статора. С целью предотвращения автоколебаний при регулировании скорости АВК для повышения его устойчивости разработана трёхконтурная релейная система подчинённого управления с внутренним регулятором проекции вектора потокосцепления на направление вектора напряжения статора. Приведены результаты математического моделирования.

Ключевые слова: *асинхронный вентильный каскад, параметрический источник тока, оптимальное управление, коммутация, релейный регулятор.*

Klyuev O.V, Sadovoy A.V.

Asynchronous gate cascade with a current source in a rotor circuit and speed control by circuit of a stator

Dynamic modes of operation of an asynchronous gate cascade (AGC) with a parametric source of current in a rotor circuit are researched in the paper. It is proposed that when the rotor current module AGC is stabilized, its electromagnetic moment is regulation by controlling the magnetic flux, for which the stator voltage regulator control system oriented along the stator flux vector is designed. With the purpose to prevent self-oscillations at control speed of AGC for increase of his stability a three-loop relay system of subordinate control with an internal regulator of the projection of the vector of flux linking to the direction of the vector of the stator voltage was developed. The results of mathematical modeling are presented.

Keywords: *asynchronous gate cascade, parametric current source, optimal control, commutation, relay controller.*

Назарова О.С., Єфименко Р.О. ***71***

Особливості моделювання електромеханічних систем зі змінним моментом інерції

У статті розглядаються питання присвячені моделюванню і дослідженню електромеханічних систем зі змінним моментом інерції на прикладі одноклітьового реверсивного стану холодної прокатки. Запропоновано модифіковану імітаційну модель намотувального пристрою зазначеного стану, яка враховує повний динамічний момент. Використання розробленої моделі при проектуванні нових і модернізації існуючих систем автоматичного керування електроприводами станів холодної прокатки підвищить достовірність отриманих результатів при порівнянні з реальними параметрами, а також скоротить час і матеріальні витрати з проведення проектних робіт.

Ключові слова: *моделювання, електромеханічні процеси, змінний момент інерції, динамічний момент, стан холодної прокатки.*

Назарова Е.С., Ефименко Р.А.

Особенности моделирования электромеханических систем с переменным моментом инерции

В статье рассматриваются вопросы посвященные моделированию и исследованию электромеханических систем с переменным моментом инерции на примере одноклетевого реверсивного стана холодной прокатки. Предложена модифицированная имитационная модель наматывающего устройства указанного стана, учитывающая полный динамический момент. Исполь-

зование разработанной модели при проектировании новых и модернизации существующих систем автоматического управления электроприводами станов холодной прокатки повысит достоверность полученных результатов при сравнении с реальными параметрами, а также сократит время и материальные затраты по проведению проектных работ.

Ключевые слова: *моделирование, электромеханические процессы, переменный момент инерции, динамический момент, стан холодной прокатки.*

Nazarova E.S., Yefymenko R.A.

Simulation features of electromechanical systems with variable moment of inertia

In the article the questions devoted to modeling and research of electromechanical systems with a variable moment of inertia are considered on an example of a single-roll reversible cold rolling mill. A modified simulation model of the winding device of the said mill, which takes into account the total dynamic moment, is proposed. The use of the developed model in the design of new and modernization of existing automatic control systems for electric drives of cold rolling mills will increase the reliability of the results obtained when compared with actual parameters, and will shorten the time and material costs of carrying out design work.

Keywords: *modeling, electromechanical processes, variable moment of inertia, dynamic moment, cold rolling mill.*

О.Л. Дерець, О.В. Садовой ***75***

Синтез каскадно-підпорядкованих структур релейно-модальних систем з розподілом коренів на основі метода N-i перемикань

Встановлено подібність аналітичних виразів коефіцієнтів зворотних зв’язків релейних регуляторів, синте-зованих методами N-i перемикань і розміщення коренів. Запропоновано методику корекції налаштувань опти-мальних за швидкодією систем з використанням принципів модального керування, яка забезпечує розширення областей існування ковзних режимів без суттєвого збільшення тривалості перехідних процесів.

Ключові слова: *релейні системи, метод N-i перемикань, модальне керування.*

А.Л. Дерец, А.В. Садовой

Синтез каскадно-подчинённых структур релейно-модальных систем с распределением корней на основе метода N-i переключений

Установлено подобие аналитических выражений коэффициентов обратных связей релейных регуляторов, синтезированных методами N-i переключений и размещения корней. Предложена методика коррекции настроек оптимальных по быстродействию систем с использованием принципов модального управления, обеспечиваю-щая расширение областей существования скользящих режимов без существенного увеличения длительности переходных процессов.

Ключевые слова: *релейная системы, метод N-i переключений, модальное управление.*

A.L. Derets, A.V. Sadovoy

Synthesis of cascade-subordinated structures of relay-modal systems with pole placement based on N-i switching method

The similarity of analytical expressions for the feedback coefficients of relay regulators synthesized by the N-i switching and pole placement methods is discovered. A technique is proposed for correcting the settings of the optimal speed systems using the principles of modal control, which ensures the expansion of the areas of existence of sliding modes without significantly increasing the duration of transient processes.

Keywords: *sliding mode control, N-i switching method, pole placement.*

В.Ф. Сивокобиленко ***80***

Математичне моделювання асинхронного електропривода з глибокопазним ротором при несиметричній напрузі живлення

Розроблено математичну модель асинхронного двигуна з глибокопазною або подвійною кліткою на роторі при живленні несиметричною напругою. Модель складається з двох електродвигунів, вали роторів яких жерстко з’єднані,а на статорні обмотки подано напруги прямої або зворотної послідовностей,які отримані з напруги живлення.. Диференціальні рівняння двигунів записані для обмоток статора в трифазній системі координат, а для обмоток ротора в прямокутній нерухомій відносно ротора.. Для врахування ефекту витіснення струму ротор представлений двома еквівалентними контурами в кожній осі. Наведено результати моделювання режимів пуску і навантаження для глибокопазного двигуна типу ВАН 173 | 156 потужністю 2000 кВт, напругою 6 кВ.

Ключові слова: *математична модель, асинхронний двигун, глубокопазний ротор, несиметрична напруга, струм статора.*

В.Ф. Сивокобыленко

Математическое моделирование асинхронного электропривода с глубокопазным ротором при несимметричном напряжении питания

Разработана математическая модель асинхронного двигателя с глубокопазным или двухклеточным ротором при питании несимметричным напряжением. Модель состоит из двух электродвигателей, валы роторов которых жестко соединены, а на статорные цепи поданы напряжения прямой или обратной последовательностей, выделенных из исходного питающего напряжения. Дифференциальные уравнения двигателей записаны для цепей статора в трехфазной системе координат, а для цепей ротора в прямоугольной, жестко связанной с ротором. Для учета эффекта вытеснения тока ротор представлен двумя эквивалентными контурами в каждой оси. Приведены результаты моделирования режимов пуска и нагрузки глубокопазного двигателя типа ВАН 173|156 мощностью 2000 кВт, напряжением 6 кВ.

Ключевые слова: *математическая модель, асинхронный двигатель, глубокопазный ротор, несимметричное напряжение, ток статора.*

V.F. Sivokobylenko

Mathematical modeling of asynchronous electric drive with deep-slot rotor, when applying an asymmetric voltage feeding

A mathematical model of an asynchronous motor with deep-slot ore double-cage rotor when applying an asymmetric voltage feeding. The model consists of two electric motors, shafts of the rotors are rigidly connected, and on stator circuit voltage fed respectively forward or reverse sequences isolated from a source of supply voltage. Differential equations are written for motor stator three-phase circuit in the system of coordinates, and for the rotor circuits in rectangular. For accounting rotor current displacement effect is represented by two equivalent circuits in each axis. The results of the simulation starts and the load for the asynchronous motor type VAN 173 | 156, 2000 kW, 6 kV.

Keywords*: mathematical model, asynchronous motor, deep-slot rotor , asymmetric voltage, current of stator.*

С.М. Пересада, С.М. Ковбаса, Д.Л. Приступа, Д.С. Пушніцин, Є.О. Ніконенко ***.....84***
Нелінійне керування AC-DC и DC-DC перетворювачами напруги
Представлені нелінійні регулятори для AC-DC та DC-DC двонаправлених перетворювачів напруги. Показано, що розв'язуюче векторне керування реактивної складової вхідного струму AC-DC перетворювача гарантує її експоненціальне загасання в нуль. Завдяки цьому еквівалентна динаміка підсистем напруги AC-DC та DC-DC перетворювачів описується ідентичними рівняннями. Алгоритм управління напругою побудований на основі принципу лінеаризації зворотним зв'язком і розроблений для каскадної структури при виконанні умов розподілу в часі процесів регулювання струму і напруги. Слабкий взаємний вплив між контурами регулювання, що досягається при цьому, дозволяє здійснити обґрунтовані спрощення локально асимптотично стійкої динаміки помилок регулювання струму і напруги. Нелінійний регулятор напруги має типову структуру підпорядкованого регулювання і забезпечує часткову лінеаризацию результуючої динаміки напруги. Моделювання та експерименти підтверджують ефективність теоретичного конструювання системи керування.
Ключові слова: *AC-DC та DC-DC перетворювачі, векторне керування, лінеаризація зворотним зв'язком.*
С.М. Пересада, С.М. Ковбаса, Д.Л. Приступа, Д.С. Пушницын, Е.А. Никоненко
Нелинейное управление AC-DC и DC-DC преобразователями напряжения
Представлены нелинейные регуляторы для AC-DC и DC-DC двунаправленных преобразователей напряжения. Показано, что развязывающее векторное управление реактивной составляющей входного тока AC-DC преобразователя гарантирует ее экспоненциальное затухание в ноль. Благодаря этому эквивалентная динамика подсистем напряжения AC-DC и DC-DC преобразователей описывается идентичными уравнениями. Алгоритм управления напряжением построен на основе принципа линеаризации обратной связью и разработан для каскадной структуры при выполнении условий разделения во времени процессов регулирования тока и напряжения. Слабое взаимовлияние между контурами регулирования, достигаемое при этом, позволяет осуществить обоснованные упрощения локально асимптотически устойчивой динамики ошибок регулирования тока и напряжения. Нелинейный регулятор напряжения имеет типичную структуру подчинённого регулирования и обеспечивает частичную линеаризацию результирующей динамики напряжения. Моделирование и эксперименты подтверждают эффективность теоретического конструирования системы управления.
Ключевые слова: *AC-DC и DC-DC преобразователи, векторное управление, линеаризация обратной связью.*
S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pristupa, D. Pushnitsyn, Y. Nikonenko
Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters
The nonlinear controllers for voltage source AC-DC and DC-DC boost converters are presented. It is shown that decupling vector control guarantees that reactive component of the line current vector exponentially decays to zero. As a result, the equivalent voltage dynamics of AC-DC and DC-DC converters is the same. The voltage control algorithm is based on a feedback linearizing concept and has been designed using a two time-scale separation method. The achieved weak interconnection between control loops allows making reasonable simplifying assumptions for resulting locally stable error dynamics. Nonlinear voltage controller has typical cascaded structure and provides partial linearization of the resulting voltage dynamics. Simulation and experimental results proof the effectiveness of the theoretical findings.
Keywords*: AC-DC and DC-DC converters, vector control, feedback linearization.*
О.А. Худяєв, В.В. Поленок ***.....89***
Синергетичний ефект підвищення швидкодії в ітераційному багатоканальному електроприводі подачі
Встановлено, що в ітераційних багатоканальних електроприводах (ЕП) подачі спостерігається синергетич-ний ефект підвищення швидкодії в перехідних режимах. Показано, що порівняльний ефект підвищення швидкодії проявляється лише в співставленні однотипних одноканальних і багатоканальних ЕП подачі. Виконана оцінка у часовій та частотній областях показників якості порівняльного підвищення швидкодії у запропонованому ітераційному багатоканальному ЕП подачі.
Ключові слова: *ітераційний багатоканальний електропривод, система керування, швидкодія, синергетичний ефект.*
А.А. Худяев, В.В. Поленок
Синергетический эффект повышения быстродействия в итерационном многоканальном электроприводе подачи
Установлено, что в итерационных многоканальных электроприводах (ЭП) подачи наблюдается синергетический эффект повышения быстродействия в переходных режимах. Показано, что сравнительный эффект повышения быстродействия проявляется только при сопоставлении однотипных одноканальных и многоканаль-ных ЭП подачи. Выполнена оценка во временной и частотной областях показателей качества сравнительного повышения быстродействия в предлагаемом итерационном многоканальном ЭП подачи.
Ключевые слова: *итерационный многоканальный электропривод, система управления, быстродействие, синергетический эффект.*
A.A. Khudiayev, V.V. Polenok
Synergetic effect of increasing the speed of action in iterative multi-channel electric drive of feed
It is established that in the iterative multi-channel electric drives (ED) of feed a synergetic effect of increasing the speed of action in transient modes is observed. It is shown that the comparative effect of the increase the speed of action is manifested only in comparing the same type of single-channel and multichannel ED of feed. The estimation in the time and frequency fields of the quality indicators of the comparative increasing the speed of action in the proposed iterative multi-channel ED of feed is performed.
Keywords*: iterative multi-channel electric drive, control system, speed of action, synergetic effect.*
В.В. Кузнецов, А.В. Ніколенко, В.П. Іващенко, Н.М. Трипутень ***.....95***
Алгоритм розпізнавання в задачах підвищення енергоефективності асинхронних двигунів, працюючих в умовах неякісної електроенергії
Стаття присвячена актуальній на сьогодні проблемі вибирання засобів захисту асинхронних двигунів, працюючих в цехових електричних мережах промислових підприємств з неякісною електроенергією. Показана можливість представлення енергоекономічної моделі асинхронного двигуна у вигляді диз'юнкції предикатів і застосування до них алгоритмів розпізнавання образів для ухвалення рішення. Головне достоїнство нової моделі - відкритість і можливість накопичення знань про режими роботи електромеханічного устаткування.

В.В. Кузнецов, А.В. Николенко, В.П. Иващенко, Н.М. Трипутень
Алгоритм распознавания в задачах повышения энергоэффективности асинхронных двигателей, работающих в условиях некачественной электроэнергии
Статья посвящена актуальной на сегодняшний день проблеме выбора средств защиты асинхронних двигателей, работающих в цеховых электрических сетях промышленных предприятий с некачественной электроэнергией. Показана возможность представления энергоэкономической модели асинхронного двигателя в виде дизъюнкции предикатов и применения к ним алгоритмов распознавания образов для принятия решения. Главное достоинство новой модели - открытость и возможность накопления знаний о режимах работы электромеханического оборудования.
V.V. Kuznetsov, A.V. Nikolenko, V.P. Ivaschenko, N.M. Triputen
Algorithm of recognition in tasks of increasing the energy efficiency of induction motors operating in conditions of low-quality electric power
The article is sanctified to date issue of the day of choice of facilities of defence of asynchronous engines working in the workshop electric networks of industrial enterprises with off-grade electric power. Possibility of presentation of energyeconomic model of asynchronous engine is shown as disjunction of predicates and application to them algorithms of recognition of patterns for a decision-making. Main dignity of new model is an openness and possibility of accumulation of knowledge about the modes of operations of electromechanics equipment.
Б.І. Кузнецов, Т.Б. Нікітіна І.В. Бовдуй, О.В. Волошко, О.В. Вініченко, Б.Б. Кобилянський.....*99*
Синтез систем активного екранування магнітного поля одноколових повітряних ліній електропередачі з однією компенсаційною обмоткою
Вдосконалено метод синтезу системи активного екранування магнітного поля ЛЕП, що дозволяє врахову-вати зміни параметрів об'єкта керування. Синтез робастної системи зводиться до задачі багатокритеріальної оптимізації, яка розв'язується методом мультироєвої стохастичної мультиагентної оптимізації на основі Парето-оптимальних рішень. Компонентами векторного критерію і обмежень є нелінійні функції вектора шуканих па-раметрів регуляторів і вектора змінних параметрів, а їх обчислення виконується на підставі закону Біо – Савара. Наведені результати синтезу систем активного екранування магнітного поля промислової частоти, яке створю-ється одноланцюговими ЛЕП з вертикальним і горизонтальним розташуванням струмопроводів, в житловому будинку, розташованому поблизу ЛЕП. Системи містять одну компенсаційну обмотку і дозволяють істотно знизити рівень індукції вихідного магнітного поля ЛЕП в усьому розглянутому просторі житлового будинку. Ефективність систем активного екранування становить понад 4.
Ключові слова: *повітряні лінії електропередачі, магнітне поле промислової частоти, робастна система активного екранування, багатокритеріальний синтез, стохастична мультиагентна оптимізація, мультирой частинок.*
Б.И. Кузнецов, Т.Б. Никитина, И.В. Бовдуй, А.В. Волошко, Е.В. Виниченко, Б.Б. Кобылянский
Синтез систем активного экранирования магнитного поля одноцепных воздушных линий электропередачи с одной компенсационной обмоткой
Усовершенствован метод синтеза систем активного экранирования магнитного поля ЛЭП, позволяющий учитывать изменения параметров объекта управления. Синтез робастной системы сводится к задаче многокри-териальной оптимизации, решаемой методом мультироевой стохастической мультиагентной оптимизации на основе Парето-оптимальных решений. Компонентами векторного критерия и ограничений являются нелиней-ные функции вектора искомых параметров регуляторов и вектора варьируемых параметров, а их вычисление выполняется на основании закона Био – Савара. Приведены результаты синтеза систем активного экранирова-ния магнитного поля промышленной частоты, создаваемого одноцепными ЛЭП с вертикальным и горизонталь-ным расположением токопроводов, в жилом доме, расположенном вблизи ЛЭП. Системы содержат одну ком-пенсационную обмотку и позволяют существенно снизить уровень индукции исходного магнитного поля ЛЭП во всем рассматриваемом пространстве жилого дома. Эффективность систем активного экранирования составляет более 4.
Ключевые слова: *воздушные линии электропередачи, магнитное поле промышленной частоты, робаст-ная система активного экранирования, многокритериальный синтез, стохастическая мультиагентная опти-мизация, мультирой частиц.*
B. Kuznetsov, T. Nikitina, I. Bovdui, A. Voloshko, E. Vinichenko, B. Kobylyanskiy
Synthesis of magnetic fields active shielding systems for single-circuit high voltage power lines with a single compensation coil
The method of synthesis of magnetic fields active shielding systems allowing to take into account changes of plant parameters is improved. The synthesis of a robust system is reduced to the problem of multiobjective optimization solved by the method of stochastic multi-agent optimization multiswarm particles based on Pareto-optimal solutions. The components of the vector criterion and constraints are the nonlinear functions of the vector of the desired parameters of the regulators and the vector of the variable parameters, their calculation is performed on the basis of the Bio – Savart law. The results of the synthesis of active shielding systems for the magnetic field of the industrial frequency created by single-circuit high voltage power lines with vertical and horizontal arrangement of current conductors in a residential house located near the power lines are presented. The systems contain single compensation coil and allow to significantly reduce the level of magnetic fields initial induction in the entire considered space of the residential house. The effectiveness of active shielding systems is more than 4.
Key words*: high voltage power lines, magnetic field of power frequency, robust system of active screening, mul-tiobjective synthesis, multi-agent multiswarm stochastic optimization.*
Є.В. Полілов.....*103*
Динаміка вільного руху в лінійних системах
Вперше представлено аналітичну залежність максимуму перехідної характеристики в управлінні лінійними динамічними системами довільного порядку. Розглянуто випадки m=n, m<n вільного руху динамічних систем. Отримано умови виникнення так званого феномену сплеску і неконтрольованого зростання фазових змінних.
Ключові слова: *неоднорідне диференціальне рівняння, характеристичний поліном, нестаціонарне алгебраїчне рівняння, корені алгебраїчного рівняння, феномен сплеску.*

Е.В. Полилов
Динамика свободного движения в линейных системах
Впервые представлена аналитическая зависимость максимума переходной характеристики в управлении линейными динамическими системами произвольного порядка. Рассмотрены случаи m=n, m<n свободного движения динамических систем. Получены условия возникновения так называемого феномена всплеска и неконтролируемого роста фазовых переменных.
Ключевые слова: *неоднородное дифференциальное уравнение, характеристический полином, нестационарное алгебраическое уравнение, корни алгебраического уравнения, феномен всплеска.*
E.V. Polilov
Dynamics of free motion in linear systems
The analytical dependence of the maximum of the transient response in the control of linear dynamical systems of arbitrary order is presented for the first time. The cases m = n, m <n of free motion of dynamical systems are considered. The conditions for the appearance of the so-called splash phenomenon and uncontrolled growth of phase variables are obtained.
Keywords*: inhomogeneous differential equation, characteristic polynomial, nonstationary algebraic equation, roots of the algebraic equation, splash phenomenon.*
А.Є. Казурова ***108***
Оцінка вектора стану і параметрів керованої системи за допомогою послідовних спостережників
Розглядається метод оцінки вектора стану і параметрів невизначеної системи за допомогою послідовних спостережників. Перший спостережник оцінює вектор стану і вектор невизначеності. Потім другий спостережник з використанням отриманої оцінки вектора невизначеності ідентифікує зовнішні дії та відхилення параметрів. Пропонований метод призначений для роботи в реальному часі. Працездатність синтезованих спостережників підтверджується чисельним моделюванням.
Ключові слова: *спостережник, ідентифікація, оцінка параметрів, вектор стану.*
А.Е. Казурова
Оценка вектора состояния и параметров управляемой системы с помощью последовательных наблюдателей
Рассматривается метод оценки вектора состояния и параметров неопределенной системы с помощью последовательных наблюдателей. Первый наблюдатель оценивает вектор состояния и вектор неопределенности. Затем второй наблюдатель с использованием полученной оценки вектора неопределенности идентифицирует внешние воздействия и отклонения параметров. Предлагаемый метод предназначен для работы в реальном времени. Работоспособность синтезированных наблюдателей подтверждается численным моделированием.
Ключевые слова: *наблюдатель, идентификация, оценка параметров, вектор состояния.*
A.E. Kazurova
Estimation of Controlled System State Vector and Parameters Using Sequential Observers.
The estimation method of uncertain system state vector and parameters using sequential observers is considered. The first observer estimates the state vector and the uncertainty vector. Then, the second observer identifies external actions and parameter deviations using the obtained uncertainty vector estimation. The proposed method is designed for real-time operation. The availability of synthesized observers is confirmed by numerical simulation.
Keywords: *Keywords: observer, identification, parameter estimation, state vector.*
О.І. Шеремет ***112***
Синтез системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еква-лайзера
У статті виконується синтез системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискрет-ного часового еквалайзера у відносних одиницях із застосуванням двох складових частин: системи стабілізації потокозчеплення та системи керування швидкістю. Застосування теорії дискретного часового еквалайзера до-зволяє виконувати синтез швидкодіючих систем векторного керування електроприводами змінного струму при орієнтації системи координат за вектором потокозчеплення ротора.
Ключові слова: *дискретний часовий еквалайзер, векторне керування, зворотна задача динаміки.*
А.И. Шеремет
Синтез системы векторного управления электроприводом переменного тока на базе дискретного временного эквалайзера
В статье выполняется синтез системы векторного управления электроприводом переменного тока на базе дис-кретного временного эквалайзера в относительных единицах с применением двух составных частей: системы стабилизации потокосцепления и системы управления скоростью. Применение теории дискретного временного эквалайзера позволяет выполнять синтез быстродействующих систем векторного управления электропривода-ми переменного тока при ориентации системы координат по вектору потокосцепления ротора.
Ключевые слова: *дискретный временной эквалайзер, векторное управление, обратная задача динамики.*
O.I. Sheremet
Synthesis of an AC motor vector control system on the basis of the discrete time equalizer
The article synthesizes an AC motor vector control system on the basis of the discrete time equalizer in relative units using two components: a flux linkage stabilization system and a speed control system. The application of the discrete time equalizer theory allows performing the synthesis of high-speed systems for vector control of AC electric drives when the coordinate system is oriented along the vector of the rotor flux linkage.
Keywords: *discrete time equalizer, vector control, inverse dynamics problem.*
А.О.Сьомін ***118***
Ідентифікація параметрів схеми заміщення асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором з низькою чутливістю до наявності помилок у вихідних експериментальних даних
У роботі представлений метод активної попередньої ідентифікації параметрів Т-подібної схеми заміщення АД з низькою чутливістю до помилок у вихідних експериментальних даних завдяки використанню при ідентифікації значень частоти напруги живлення обмотки статора, що залежить від потужності двигуна. Запропоновано проводити процедуру ідентифікації з використанням несиметричного живлення статора. Отримані результати експериментальної перевірки методу є підставою для рекомендації розробленого методу активної попередньої ідентифікації параметрів Т-подібної схеми заміщення АД для практичного застосування.
Ключові слова: *ідентифікація, асинхронний двигун, схема заміщення.*

А.А.Сёмин
Идентификация параметров схемы замещения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором с низкой чувствительностью к наличию ошибок в исходных экспериментальных данных
В работе представлен метод активной предварительной идентификации параметров Т-образной схемы замещения АД обладающий низкой чувствительностью к ошибкам в исходных экспериментальных данных благодаря использованию при идентификации значений частоты напряжения питания обмотки статора, зависящей от мощности двигателя. Предложено производить процедуру идентификации с использованием несимметричного питания статора. Полученные результаты экспериментальной проверки метода являются основанием для рекомендации разработанного метода активной предварительной идентификации параметров Т-образной схемы замещения АД для практического применения.
***Ключевые слова**: идентификация, асинхронный двигатель, частота схема замещения.*
A.O.Syomin
Identification of the equivalent circuit parameters of squirrel cage induction motor with low sensitivity to the errors in experimental data
The paper presents a method of active preliminary identification of the parameters of the T-shaped equivalent circuit of squirrel cage induction motor, which has a low sensitivity to errors in the initial experimental data due to the use of the value of stator voltage frequency depending on the motor's power. It is proposed to carry out the identification procedure using unsymmetrical stator supply. The obtained results of the experimental verification of the method are the basis for recommending the developed method of active preliminary identification of parameters of the T-shaped equivalent circuit for practical use.
***Key words**: induction motor, identification, equivalent circuit.*
В.С. Петрушин, Р.М. Єноктаєв*.....*122
Аналіз роботи регульованого асинхронного двигуна з урахуванням зовнішньої характеристики частотного перетворювача
Розглядаються характеристики регульованого асинхронного двигуна з урахуванням зміни напруги його живлення в залежності від навантаження на валу. Встановлено зниження щодо експерименту похибок теоретичних залежностей, визначених з урахуванням зовнішньої характеристики частотного перетворювача, в порівнянні з теоретичними залежностями, знайденими при допущенні сталості напруги перетворювача. Відповідно спостерігається зниження похибок енергетичних показників.
***Ключьові слова**: регульований асинхронний двигун, зовнішня характеристика частотного перетворювача, робочі характеристики, енергетичні показники.*
В.С. Петрушин, Р.Н. Еноктаев
Анализ работы регулируемого асинхронного двигателя с учетом внешней характеристики частотного преобразователя
Рассматриваются характеристики регулируемого асинхронного двигателя с учетом изменения напряжения его питания в зависимости от нагрузки на валу. Установлено снижение относительно эксперимента погрешностей теоретических зависимостей, определенных с учетом внешней характеристики частотного преобразователя, по сравнению с теоретическими зависимостями, найденными при допущении постоянства напряжения преобразователя. Соответственно наблюдается снижение погрешностей энергетических показателей.
***Ключевые слова:** регулируемый асинхронный двигатель, внешняя характеристика частотного преобразователя, рабочие характеристики, энергетические показатели.*
V.S. Petrushin, R.N. Yenoktaiev
Analysis of the operation of a adjustable induction motor taking into account the external characteristics of the frequency converter
The characteristics of a regulated asynchronous motor are considered taking into account the change in the voltage of its supply depending on the load on the shaft. The experimental errors of the theoretical dependences, determined with allowance for the external characteristic of the frequency converter, are found to decrease with respect to the experiment, in comparison with the theoretical dependences found under the assumption of the constant voltage of the converter.
***Keywords**: Adjustable induction motor, external characteristic of the frequency converter, performance characteristics, energy performance.*
Є.О. Головин, Ш. Паліс, А.В. Тимощенко, А.А. Ткаченко*.....*126
Фізичне моделювання електромеханічної системи контейнерного крану з робасним керуванням
В статті розглядається можливість демпфування коливань конструкції контейнерного крана за допомогою електроприводу візка з робасним керуванням в розробленій фізичній моделі.
***Ключові слова:** контейнерний кран, демпфування коливань, робасне керування.*
Е.О. Головин, Ш. Палис, А.В. Тимощенко, А.А. Ткаченко
Физическое моделирование электромеханической системы контейнерного крана с робастным управлением
В статье рассматривается возможность демпфирования колебаний конструкции контейнерного крана с помощью электропривода тележки с робастным управлением в разработанной физической модели.
***Ключевые слова:** контейнерный кран, демпфирование колебаний, робастное управление.*
I.O. Golovin, S. Palis, A.V. Tymoshchenko, A.A. Tkachenko
Physical modeling of container crane electromechanical system with robust control
The article considers possibility of container crane vibrations damping through crane truck electric drive with robust control in developed physical model.
***Keywords**: container crane, damping vibrations, robust control.*
М.В. Анищенко, Р.В. Канунников*.....*130
Косвене визначення кутового положення ротора синхронної машини в зоні малих швидкостей
Н.В. Анищенко, Р.В. Канунников
Косвенное определение углового положения ротора синхронной машины в зоне малых скоростей
N.V. Anischenko, R.V. Kanunnikov
Indirect determination of the angular position of the rotor of a synchronous machine in the zone of low velocities

В.О. Котляров, Т.Ю. Кунченко, А.В. Лекаревич, А.О. Нікіфорова ***134***

Застосування засобів штучного інтелекту для автоматизованого проектування мехатронних систем з урахуванням втрат енергії в механізмах

У статті розглянуті проблеми проектування систем керування електроприводів з урахуванням втрат енергії в механічних передачах та фрикційному навантаженні. Наведені приклади складності прийняття технічних рішень у ході такого проектування. Зроблений висновок про необхідність використання в САПР електроприводів методів та засобів штучного інтелекту для представлення знань про проектування і автоматизації прийняття проектних рішень. Запропонована методика створення САПР електропривода, що базується на використанні цих методів і засобів.

В.О. Котляров, Т.Ю. Кунченко, А.В. Лекаревич, А.А. Никифорова

Применение средств искусственного интеллекта для автоматизированного проектирования мехатронных систем с учетом потерь энергии в механизмах

В статье рассмотрены проблемы проектирования систем управления электроприводов с учетом потерь энергии в механических передачах и фрикционной нагрузке. Даны примеры сложности принятия технических решений в ходе такого проектирования. Сделан вывод о необходимости использования в САПР электроприводов методов и средств искусственного интеллекта для представления знаний о проектировании и автоматизации принятия проектных решений. Предложена методика создания САПР электропривода, базирующаяся на использовании этих методов и средств.

V.O. Kotlyarov, T.Yu. Kunchenko, A.V. Lekarevich, A.A. Nikiforova

Application of artificial intelligence techniques for automated design of mechatronic systems taking into account the energy losses in the mechanisms

The article examines problems of designing control systems for electric drives considering energy losses in mechanical transmissions and frictional loads. There are given some examples of complexity in decision-making during such designing. The conclusion is drawn that it is necessary to use methods and means of artificial intelligence for decision making support in the electric drives CAD. The technique for creating the CAD of an electric drive based on the use of these methods and means is proposed.

Д.І. Морозов, І.С. Шевченко, Н.І. Андреєва ***142***

Вплив втрати інформації про орієнтацію потоків вентильного двигуна на базі синхронної машини на його роботу.

Для вентильного двигуна, який представляє собою двигун постійного струму з електронним комутатором, розглянуто формування складових електромагнітного моменту при не співпадінні частоти обертання і частоти напруги живлення якоря. Вентильний двигун такого типу є синхронною машиною оберненої конструкції, тому для аналізу його роботи використані такі ж підходи, як для аналізу роботи традиційної синхронної машини. З використанням векторних діаграм визначені вирази для синхронізуючої та демпферної складових електромагнітного моменту в динаміці.

Ключові слова: *синхронна машина, вентильний двигун, векторна діаграма, електромагнітний момент, коливання ротора*

Д.И. Морозов, И.С. Шевченко, Н.И. Андреева

Влияние потери информации об ориентации потоков вентильного двигателя на базе синхронной машины на его работу.

Для вентильного двигателя, который представляет собой двигатель постоянного тока с электронным коммутатором, рассмотрено формирование составляющих электромагнитного момента при не совпадении частоты вращения и частоты напряжения питания якоря. Вентильный двигатель такого типа является синхронной машиной обращений конструкции, поэтому для анализа его работы используются такие же подходы, как и для анализа работы традиционной синхронной машины. С использованием векторных диаграмм определены выражения для синхронизирующей и демпферной составляющих электромагнитного момента в динамике.

Ключевые слова: *синхронная машина, вентильный двигатель, векторная диаграмма, электромагнитный момент, колебания ротора*

D.I. Morozov, I.S. Shevchenko, N.I. Andreieva

Impact of loss of information about the orientation of the magnetic flux converter-fed motor based on the synchronous machine at work.

When changing the load torque of the converter-fed DC motor there is a mismatch of the provisions of the vectors of magnetic fluxes of the stator and armature, and there are additional dynamic electromagnetic moments. For the analysis of the static and dynamic aspects of the machine used vector diagrams as in conventional synchronous machines. Built vector diagram of voltages when the rotor is rotated by the angle of equilibrium and determined expressions for the stress vectors. The expressions for the electromagnetic torque, taking into account the resistance of the field winding. There are synchronizing and damper moments in the dynamic mode. Synchronizing and damper moments are proportional to the square of the sine of the angle of the rotor deflection. At loss of control over the orientation of the magnetic flux in the converter-fed DC motor it goes into a synchronous engine speed rotor vibrations under perturbations.

Keywords*: synchronous machine, converter-fed motor, vector diagram, electromagnetic torque, rotor vibrations*

В.В. Осадчий , О.С. Назарова , В.В. Брилистий , Р.І. Савілов ***146***

Дослідження системи керування позиційним електроприводом з дискретним датчиком положення

Запропоновано структуру системи керування положенням вантажу на підвісі, прикріпленому до рухомого візка, і визначені залежності коефіцієнтів регуляторів від довжини підвісу, що забезпечують перерегулювання не більше 3%. Проведено дослідження впливу періоду дискретизації сигналу з датчика положення вантажу на якість перехідного процесу. Показано, що використання екстраполятора першого порядку дозволяє знизити вплив періоду дискретизації на перерегулювання.

Ключові слова: *система керування, позиційний електропривод, дискретний датчик, двома сова система, «вантаж на підвісі».*

В.В. Осадчий , Е.С. Назарова , В.В. Брылистый , Р.И. Савилов

Исследование системы управления позиционным электроприводом с дискретным датчиком положения

Предложена структура системы управления положением груза на подвесе, прикрепленном к подвижной тележке, и определены зависимости коэффициентов регуляторов от длины подвеса, обеспечивающие перерегулирование не более 3%. Проведено исследование влияния периода дискретизации сигнала с датчика положения груза на качество переходного процесса. Показано, что использование экстраполятора первого порядка позволяет снизить влияние периода дискретизации на перерегулирование.

Ключевые слова: *система управления, позиционный электропривод, дискретный датчик, двухмассовая система, «груз на подвесе».*

V.V. Osadchii, E.S. Nazarova, V.V. Brilistii, R.I. Savilov
Investigation of the position electric drive control system with a discrete position sensor
The structure of the position control system of cargo on the suspension attached to the movable carriage is proposed, and the dependencies of the regulator coefficients on the length of the suspension are determined, which ensure that the overshoot does not exceed 3%. It is conducted investigation of the influence of the signal sampling period cargo position sensor to the quality of the transient process. Showing that the using of the first order extrapolator can reduce the impact of the sampling period on the overshoot.
***Keywords**: control system, positional electric drive, discrete sensor, two-mass system, «cargo on the suspension».*
И.Н. Задорожняя, Н.А. Задорожний*.....*150
Синтез электромеханической системы предельной степени устойчивости и минимальной колебательности упругой механической подсистемы
Предложен метод синтеза с активным демпфированием упругих электромеханических колебаний, которое достигается выбором определенного соотношения динамических параметров. Параметры в электромеханических системах находятся во взаимосвязи, а предельная степень демпфирования колебаний зависит от коэффициента соотношения инерционных масс γ. Реализация расчетных соотношений при оптимизации основана на компенсации влияния упругих сил инерционными, и может быть использована для настройки параметров систем управления подчиненного типа.
***Ключевые слова**: электропривод, система управления, синтез параметров, обобщенные показатели, демпфирование.*
І.М. Задорожняя, М.О. Задорожній
Синтез електромеханічних системи граничного ступеню стійкості та мінімальної коливальності пружної механічної підсистеми
Запропоновано метод синтезу з активним демпфіруванням пружних електромеханічних коливань, що досягається вибором певного співвідношення динамічних параметрів. Параметри в електромеханічних системах знаходяться у взаємозв'язку, а гранична ступінь демпфірування коливань залежить від коефіцієнта співвідношення інерційних мас γ. Реалізація розрахункових співвідношень при оптимізації заснована на компенсації впливу пружних сил інерційними і може бути використана для настройки параметрів систем управління підлеглого типу.
***Ключові слова:** електропривод, система керування, синтез параметрів, узагальнені показники, демпфування.*
I.N. Zadorozhnyaya, N.A. Zadorozhny
The synthesis parameters electromechanical system with a limit degree of stability and minimal vibration of elastic mechanical subsystem
The method of synthesis with active damping of elastic electromechanical oscillations is proposed in the article, which is achieved by choosing a certain ratio of dynamic parameters. Parameters in electromechanical systems are interrelated, and the limiting degree of vibration damping depends on the inertial mass ratio γ. The implementation of the calculated ratios during optimization is based on compensating the influence of elastic forces with inertial forces and can be used to adjust parameters by subordinate type control systems.
***Keywords**: drive, control system, the synthesis parameter, generalized indicators, damping.*
Б.М. Чунашвили, М.И. Кобалия, А.М. Петросян, Д.Н. Харебава*.....*156
Фізична модель динамічних навантажень систем електропостачання
На основі дослідження режимів роботи типових електротехтологічних установок і комплексів (ЕТУК) розроблена фізична модель навантажень систем електропостачання, яка забезпечує імітацію динамічних процесів, що проходять (мають місце) в системі електропостачання. Дана модель дає можливість виконати експериментальне дослідження: зміни, відповідно до технологічних процесів, активних і реактивних навантажень ЕТУК живляться від мережі електропостачання, виникнення асиметричних режимів і відповідних спотворень форм струму навантажень, створення різкозмінних («поштовхових») навантажень. Отже, вона дає можливість досліджувати і визначити: параметри і принцип регулювання реактивної потужності, що компенсується, параметри струмів прямої, зворотної, і нульової послідовності, характер і параметри напруги вищої гармоніки, що виникла спотворенням форми струму навантажень і явище флікера.
Б.М. Чунашвілі, М.И. Кобалія, А.М. Петросян, Д.Н. Харебава
Физическая модель динамических нагрузок систем электроснабжения
На основе исследования режимов работы типовых электротехтологических установок и комплексов (ЭТУК) разработана физическая модель нагрузок систем электроснабжения, которая обеспечивает имитацию динамических процессов, проходящих (имеющих место) в системе электроснабжения. Данная модель дает возможность выполнить экспериментальное исследование: изменения, соответственно технологическим процессам, активных и реактивных нагрузок ЭТУК питающихся от сети электроснабжения, возникновения асимметричных режимов и соответственных искажений форм тока нагрузок, создания резкоизменяющихся («толчковых») нагрузок. Следовательно, она дает возможность исследовать и определить: параметры и принцип регулирования компенсируемой реактивной мощности, параметры токов прямой, обратной, и нулевой последовательности, характер и параметры напряжения высшей гармоники, возникшей искажением формы тока нагрузок и явление фликера.
B. Tchunashvili, M. Kobalia, A.Petrosyan, D. Kharebava
Physical model of dynamic loads of electrical supply systems
Based on analysis of modes of the typical electro technological devices and complexes (ETDC), was designed physical model of loads which provides dynamical processes imitation going in the electric power supply system. The given model provides investigation opportunity: Changes according to technological processes, active and reactive loads of the “ETDC”, generation of asymmetric modes and load current form distortion, creation of sharply changing loads. Accordingly it gives opportunity to investigate and determine: Properties and principles of compensated reactive power regulation, properties of positive, negative and zero sequences, behavior and properties of the voltage high harmonics caused by current form distortion and flicker effect.
О.А. Худяєв, С.В. Голобородько*.....*160
Математична модель ітераційного двоканального електропривода подачі верстата з врахуванням нелінійностей процесу різання
Отримано уточнену математичну модель руху двоканального електропривода подачі металорізального верстата з врахуванням нелінійностей тертя у приводному механізмі. Наведено узагальнену модель процесу різання, яка враховує як нелінійності процесу різання, так і вплив динаміки пружної системи верстата. Отримано оператор умовного компенсатора про-

цесу різання. Побудовано структурно-алгоритмічну схему двоканального компенсованого електропривода подачі з двома гвинтовими парами та СПР-налаштуванням каналів, яка враховує вплив нелінійностей тертя та узагальненої моделі процесу різання.

Ключові слова: *ітераційний двоканальний електропривод, еталонна модель, процес різання, характеристики тертя.*

А.А. Худяев, С.В. Голобородько

Математическая модель итерационного двухканального электропривода подачи станка с учетом нелинейностей процесса резания

Получена уточненная математическая модель движения двухканального электропривода подачи металлорежущего станка с учетом нелинейностей трения в приводном механизме. Приведена обобщенная модель процесса резания, учитывающая как нелинейности процесса резания, так и влияние динамики упругой системы станка. Получен оператор условного компенсатора процесса резания. Построена структурно-алгоритмическая схема двухканального компенсированного электропривода подачи с двумя винтовыми парами и СПР-настройкой каналов, учитывающая влияние нелинейностей трения и обобщенной модели процесса резания.

Ключевые слова*: итерационный двухканальный электропривод, эталонная модель, процесс резания, характеристики трения.*

A.A. Khudiaiev, S.V. Holoborodko

Mathematical model of iterative two-channel electric drive of machine feeder with nonlinearities of cutting process inclusion

A refined mathematical model of motion of two-channel electric drive of feed for metal-cutting machine with consider of cutting process nonlinearities in drive mechanism is received. A generalized model of cutting process that consider of cutting process nonlinearities and the influence of the elastic machine tool system dynamics is given. The operator of cutting process conditional compensator is obtained. Structure-algorithmic diagram of two-channel compensated electric drive for machine tool feeder with two screw-nut pairs and slave adjustment of channels, considering influence of friction nonlinearities and generalized model of cutting process is constructed.

Keywords*: iterative two-channel electric drive, standard model, cutting process, friction characteristics.*

В.Г. Ковальчук, Т.В. Коренькова**.....165**

Розробка еквівалентних електричних схем заміщення в задачах ідентифікації параметрів насосного комплексу

Показано, що для дослідження динамічних процесів в насосному комплексі доцільно застосовувати метод електрогідравлічною аналогії. Встановлено, що представлення насосного комплексу еквівалентною електричною схемою заміщення дозволяє визначити напір, витрату і гідравлічну потужність в будь-якій точці гідромережі. Відзначено, що рівняння балансу гармонійних складових гідравлічної потужності між джерелом і елементами гідросистеми лежать в основі методу ідентифікації параметрів насосного комплексу.

Ключові слова: *схема заміщення, насосний комплекс, гідравлічна потужність, ідентифікація, рівняння енергобалансу.*

В.Г. Ковальчук, Т.В. Коренькова

Разработка эквивалентных электрических схем замещения в задачах идентификации параметров насосного комплекса

Показано, что для исследования динамических процессов в насосном комплексе целесообразно применять метод электрогидравлической аналогии. Установлено, что представление насосного комплекса эквивалентной электрической схемой замещения позволяет определить напор, расход и гидравлическую мощность в любой точке гидросети. Отмечено, что уравнения баланса гармонических составляющих гидравлической мощности между источником и элементами гидросистемы лежат в основе метода идентификации параметров насосного комплекса.

Ключевые слова: *схема замещения, насосный комплекс, гидравлическая мощность, идентификация, уравнения энергобаланса.*

V.G. Kovalchuk, T.V. Korenkova

Development of the equivalent electric circuits in problems of identification of the pump complex parameters

It is shown that the electrohydraulic analogy method should be used to study dynamic processes in the pump complex. It is established that the representation of an pump complex by an equivalent electric circuit of substitution makes it possible to determine the head, flow and hydraulic power at any point of the hydrosystem. It is noted that the equations of balance of the harmonic components of the hydraulic power between the source and the elements of the hydraulic system underlie the method of identification the parameters of the pump complex.

Keywords*: equivalent circuit, pump complex, hydraulic power, identification, energy balance equations.*

Силовая электроника и энергоэффективная электротехника.....170

Є.І. Сокол, В.В. Івахно, В.В Замаруєв, Б.О. Стисло**.....171**

Порівняння показників ефективності різних схем дволанкових оборотних перетворювачів з розділеною комутацією з чотириквадрантними ключами у силових комутаторах звена інвертора струму

В роботі проведено порівняння ефективності чотирьох модифікацій двозвенних перетворювачів постійної напруги в постійну з трансформаторною гальванічною розв'язкою (DC-DC конвертор). Первинна ланка кожного з перетворювачів є автономним інвертором струму за мостовою схемою на чотириквадрантних ключах, вторинна – напівмостовий автономний інвертор напруги. Спеціальний алгоритм управління ключами перетворювача (алгоритм розділеної комутації) забезпечує природне (в нулях напруги) включення і м'яке (снаберне) вимикання транзисторів інвертора напруги і природне (в нулях струму) вимикання і м'яке включення транзисторів інвертора струму. Всі схемні реалізації розглянутих перетворювачів мають властивість оборотності, тобто, дозволяють передавати енергію від джерела вхідної напруги до навантаження і навпаки. Критеріями ефективності розглянутих схем є енергетичні та економічні показники. Дана оцінка вартості та статичних втрат в силових ключах кожної з чотирьох наведених модифікацій перетворювачів.

Ключові слова: *перетворювач постійної напруги, дволанковий перетворювач, оборотний перетворювач, DAB, автономний інвертор струму, природна комутація, снабберна комутація, розділена комутація, чотириквадрантний ключ.*

Е.И. Сокол, В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло

Сравнение показателей эффективности различных схем двухзвенных обратимых преобразователей с разделенной коммутацией с четырехквадрантными ключами в силовом коммутаторе звена инвертора тока

В работе произведено сравнение эффективности четырех модификаций двухзвенных преобразователей постоянного напряжения в постоянное с трансформаторной гальванической развязкой (DC-DC конвертор). Первичное звено каждого из преоб-

разователей представляет собой автономный инвертор тока по мостовой схеме на четырехквадрантных ключах, вторичное – полумостовой автономный инвертор напряжения. Специальный алгоритм управления ключами преобразователя (алгоритм разделенной коммутации) обеспечивает естественное (в нулях напряжения) включение и мягкое (снабберное) выключение транзисторов инвертора напряжения и естественное (в нулях тока) выключение и мягкое включение транзисторов инвертора тока. Все схемные реализации рассмотренных преобразователей имеют свойство обратимости, т.е., позволяют передавать энергию от источника входного напряжения к нагрузке и наоборот. Критериями эффективности рассмотренных схем являются энергетические и экономические показатели. Дана оценка стоимости и статических потерь в силовых ключах каждой из четырех приведенных модификаций преобразователей.

Ключевые слова: *преобразователь постоянного напряжения, двухзвенный преобразователь, обратимый преобразователь, DAB, автономный инвертор тока, естественная коммутация, снабберная коммутация, разделенная коммутация, четырехквадрантный ключ.*

E.I. Sokol, V.V. Ivakhno, V.V. Zamaruiev, B.A. Styslo

Comparison of the efficiency criteria of various schemes of two-link invertible converters with separated commutation with four-quadrant switches in the current source inverter commutator.

The efficiency of four modifications of two-link DC-DC converters with a transformer galvanic isolation (DC-DC converter) were compared. The primary element of each of the converters is a current source inverter bridge by four-quadrant switches, the secondary element is a half-bridge voltage source inverter. A special algorithm for key control of the converters (separated commutation algorithm) provides the ZVS mode for switching-on and soft (snubber) switching-off for the voltage inverter transistors and natural (ZCS mode) switching-off and soft switching-on of the current source inverter transistors. All circuits of the considered converters have the property of invertibility: they allow to transfer energy from the input voltage source to the load and vice versa. The efficiency criteria of the schemes considered are energy and economic indicators. The estimation of cost and static losses in power switches of each of the four given modifications of converters are given.

Keywords*: DC converter, two-link converter, invertible converter, dual active bridge, current source inverter, voltage source inverter, commutation, snubber, soft commutation, separated commutation, four-quadrant switch.*

В.Г. Сиченко, А.А. Матусевич, А.В. Рогоза, М.Е. Павліченко, И.Л. Васильев, Н.Н. Пулін.....177

Підвищення енергетичної ефективності в еволюціонуючих системах електропостачання

На сьогодні існуючі системи побутових і промислових споживачів еволюціонують від централізованих систем з жорсткими взаємозв'язками до розподілених систем гнучкого типу, що включають поновлювані джерела електричної енергії з накопичувачами різного типу. У статті розглянуті напрями підвищення енергетичної ефективності в системах електропостачання для споживачів різного типу, засновані на застосуванні накопичувачів електричної енергії. Для системи тягового електропостачання розглянуті питання стійкості по напрузі і обгрунтоване застосування несиметричної системи підсилення.

Ключові слова: *Системи електропостачання, накопичувачі електричної енергії, розподілена генерація, стійкість по напрузі, енергетична ефективність.*

В.Г. Сыченко, А.А. Матусевич, А.В. Рогоза, М.Е. Павличенко, И.Л. Васильев, Н.Н. Пулин

Повышение энергетической эффективности в эволюционирующих системах электроснабжения

На сегодняшний день существующие системы бытовых и промышленных потребителей эволюционируют от централизованных систем с жесткими взаимосвязями к распределенным системам гибкого типа, включающих в себя возобновляемые источники электрической энергии с накопителями разного типа. В статье рассмотрены направления повышения энергетической эффективности в системах электроснабжения для потребителей разного типа, основанные на применении накопителей электрической энергии. Для системы тягового электроснабжения рассмотрены вопросы устойчивости по напряжению и обосновано применение нессиметричной системы усиления.

Ключевые слова: *Системы электроснабжения, накопители электрической энергии, распределенная генерация, устойчивость по напряжению, энергетическая эффективность.*

V.G. Sychenko, A.A. Matusevich, A.V. Rogoza, M.E. Pavlichenko, I.L. Vasiliev, N.N. Pulin

Improving the energy efficiency in evolving power systems

To date, existing consumer and industrial consumer systems have evolved from centralized systems with rigid interconnections to distributed systems of flexible type, including renewable sources of electrical energy with different types of storage. In the article the directions of energy efficiency increase in power supply systems for consumers of different types based on the use of electric energy storage are considered. For the traction power supply system, the problems of voltage stability are considered and the use of an asymmetric gain system is justified.

Keywords*: Electric power supply systems, electric energy storage devices, distributed generation, voltage stability, energy efficiency.*

Г.Г. Жемеров, Д.В. Тугай.....182

Перехід від реактивної потужності до потужності втрат в трифазних системах електропостачання

Доведено, що потужність втрат, обумовлена наявністю в трифазній системі електропостачання розрахункової миттєвої реактивної потужності, не залежить від причини виникнення останньої, і є однією зі складових сумарної потужності втрат. Сформульовано визначення поняття «реактивна потужність», що відповідає уявленням сучасної теорії миттєвих активної і реактивної потужностей. Коректність представлених положень перевірена за допомогою розробленої Matlab-моделі еквівалентної схеми трифазної чотирипровідної системи електропостачання з силовим активним фільтром.

Ключові слова: *система електропостачання, миттєва реактивна потужність, мінімально можлива потужність втрат, середньоквадратична реактивна потужність, корисна активна потужність, Matlab-модель.*

Г.Г. Жемеров, Д.В. Тугай

Переход от реактивной мощности к мощности потерь в трехфазных системах электроснабжения

Доказано, что мощность потерь, обусловленная наличием в трехфазной системе электроснабжения расчетной мгновенной реактивной мощности, не зависит от причины возникновения последней, и является одной из составляющих суммарной мощности потерь. Сформулировано определение понятия «реактивная мощность» соответствующее представлениям современной теории мгновенных активной и реактивной мощностей. Корректность представленных положений проверена с помощью разработанной Matlab-модели эквивалентной схемы трехфазной четырехпроводной системы электроснабжения с силовым активным фильтром.

Ключевые слова: *система электроснабжения, мгновенная реактивная мощность, минимально возможная мощность потерь, среднеквадратическая реактивная мощность, полезная активная мощность, Matlab-модель.*

G.G. Zhemerov, D.V. Tugay
Transition from reactive power to power losses in three-phase energy supply systems
We have proved that the power losses due to calculated instantaneous reactive power does not depend on the cause of it occurrence. It is one of the components of the total power losses. We have formulated term's definition of «reactive power» corresponding to the concepts of modern theory of instantaneous active and reactive power. We have verified the correctness of the submitted concepts using the Matlab-model of the equivalent circuit of a three-phase four-wire energy supply system with a power active filter.
***Keywords**: energy supply system, instantaneous reactive power, minimal power losses, RMS reactive power, active useful power, Matlab-model.*
***М.А. Щерба*.....187**
Розподіл електромагнітного поля і градієнту температури при індукційній плавці мідного шаблону з урахуванням нелінійних властивостей матеріалів і складної тривимірної геометрії
Розроблено тривимірну математичну модель і виконано аналіз неоднорідного розподілу електромагнітного і температурного полів у футерованому індукторі плавильно-роздавальної печі для плавки міді. Аналіз проводився з урахуванням складної геометрії індуктора (характерні розміри елементів якого істотно відрізняються), нелінійної залежності питомої електропровідності міді від температури; феромагнітних властивостей сталевого осердя магнітопроводу і наявності водного охолодження котушок і корпусу індуктора, враховуючи температуру і масоперенос рідини. Розглянуто довготривалий процес нагріву і плавлення мідного шаблону тривалістю 18 годин при нестаціонарному живленні індуктора. Визначено локальні області максимальних градієнтів температури в футеровці індуктора та їхню зміну в часі для аналізу надійності і ресурсу плавильно-роздавальної печі. Бібл. 18, рис. 3.
***Ключові слова:** : індукційний нагрів, взаємопов'язані електромагнітні та теплові процеси, нелінійні властивості, тривимірне математичне моделювання.*
М.А. Щерба
Распределение электромагнитного поля и градиента температуры при индукционной плавке медного шаблона с учетом нелинейных свойств материалов и сложной трехмерной геометрии
Разработана трехмерная математическая модель и выполнен анализ неоднородного распределения электромагнитного и температурного полей в футерованном индукторе плавильно-раздаточной печи для плавки меди. Анализ проводился с учетом сложной геометрии индуктора (характерные размеры элементов которого существенно отличаются), нелинейной зависимости удельной электропроводности меди от температуры, ферромагнитных свойств стального сердечника магнитопровода и наличия водного охлаждения медных шин индуктора и его корпуса, а также температуры и массопереноса жидкости. Рассмотрен долговременный процесс нагрева и плавления медного шаблона длительностью 18 часов при нестационарном питании индуктора. Определены локальные области наибольших градиентов температуры в футеровке индуктора и их изменение во времени для анализа надежности и ресурса плавильно-раздаточной печи. Библ. 18, рис. 3.
***Ключевые слова:** индукционный нагрев, связанные электромагнитные и тепловые процессы, трехмерное математическое моделирование, нелинейные свойства.*
M.A. Shcherba
Distribution of electromagnetic field and temperature gradient during the induction melting of a copper template with the account of materials nonlinear properties and complex three-dimensional geometry
A three-dimensional mathematical model has been developed and an analysis of inhomogeneous distribution of electromagnetic and temperature fields have been made in the lined inductor of melting-holding furnace for copper melting. The analysis was done considering a complex geometry of the inductor (which typical dimensions of the elements differ significantly), nonlinear dependence of the copper conductivity on temperature, ferromagnetic properties of a steel magnetic core and an availability of water cooling of the inductor coils and housing, accounting of the fluid temperature and mass transfer. A long-term process of the copper template heating and melting of 18 hours duration at unsteady inductor power was considered. The local areas of the maximum temperature gradients in the lined inductor and their time changes were determined to analyze a reliability and a lifetime of the melting-holding furnace. References 18, figures 3.
***Keywords**: induction heating, coupled electromagnetic and thermal processes, three-dimensional mathematical modelling, nonlinear properties*
***A. Wintrich, U. Nicolai, А.І. Колпаков, Т.В. Мисак, С.И. Поліщук*.....191**
Аналіз динамічних втрат потужніх IGBT
Статтю присвячено аналізу методик оцінки комутаційних втрат в IGBT модулях різноманітних виробників та різних генерацій в технологіях. Розглянуто групи основних та додаткових параметрів, їх ступінь впливу на такі оцінки. Показано, що відмінності в режимах вимірювання електричних характеристик IGBT можуть призводити до відхилень від довідникових характеристик в реальних режимах експлуатації модулів. Проаналізовано вплив додаткових параметрів на величини динамічних втрат, які наявні в технічних специфікаціях на напівпровідникові прилади. Наводяться результати експериментальних досліджень. Бібл. 15, Рис. 12., Табл.. 4
A. Wintrich, U. Nicolai, А.И. Колпаков, Т.В. Мысак, С.И. Полищук
Анализ динамических потерь мощных IGBT
Статья посвящена анализу методик оценки коммутационных потерь в IGBT-модулях различных производителей и разных технологических поколений. Рассмотрены группы основных и дополнительных параметров, и их степень влияния на эти оценки. Показано, что отличия в режимах измерения электрических характеристик IGBT могут приводить к отклонениям от справочных характеристик в реальных режимах эксплуатации модулей. Проанализировано влияние дополнительных параметров на величины динамических потерь, имеющихся в технических спецификациях на полупроводниковые приборы. Приведены результаты экспериментальных исследований. Библ. 15., Рисунков 12., Табл. 4.
A. Wintrich, U. Nicolai, A.I. Kolpakov, T.V. Mysak, S.I. Polishuk
Analysis of dynamic losses of powerful IGBTs
The article is devoted to evaluation methods of switching losses of IGBT modules from different manufacturers and different technologies. Basic and additional parameters of IGBT and their degree of influence are considered. It is shown that differences in measurement methods of electrical characteristics of IGBT can lead to deviations from the reference characteristics in the real working conditions of the modules. Influence of additional parameters on the value of the dynamic losses mentioned in technical specifications of IGBT are analyzed. The results of experimental studies are shown. Ref. 15, Fig. 12. Tab. 4

І.В. Волков, С.В. Подольний.....197
Аналіз неадекватного застосування системи подавлення гармонік струму
У статті описується реальний випадок виходу з ладу силового трансформатора через неправильний вибір активної системи подавлення гармонік струму (активного фільтру) для електроприводів з частотним керуванням. Застосована система, поряд з подавленням гармонік низьких частот, генерувала в мережу струми високих частот, що призвело до перегріву елементів цієї мережі, в основному через скін-ефекту. Можливість виникнення такої проблеми завжди повинна враховуватися при виборі конкретної схеми активного фільтра. Библ.2, Рис. 6, Таб.1.
***Ключевые слова**: якість електроенергії, гармоніки струму, THDi, активний фільтр, спектр, спотворення, стандарт.*
И.В. Волков, С.В. Подольный
Анализ неадекватного применения системы подавления гармоник тока
В статье описывается реальный случай выхода из строя силового трансформатора из-за неправильного выбора активной системы подавления гармоник тока (активного фильтра) для электроприводов с частотным управлением. Примененная система, наряду с подавлением гармоник низких частот, генерировала в сеть токи высоких частот, что привело к перегреву элементов этой сети, в основном из-за скин-эффекта. Возможность возникновения такой проблемы всегда должны учитываться при выборе конкретной схемы активного фильтра. Библ.2, Рис. 6, Таб.1.
***Ключевые слова:** качество электроэнергии, гармоники тока, THDi, активный фильтр, спектр, искажения, стандарт.*
I.V. Volkov, S.V. Podolnyi
Case study of incorrectly used current harmonics mitigation system
The paper describe a real case of a failed power transformer due to incorrectly applied active current harmonics mitigation system (active filter) for VFD drives. The used mitigation system injected high frequency current spectrum into the power system what led to overheating in the system components mainly due to skin effect. The possibility of such a problem should always be taken into account when choosing a specific scheme of the active filter. Bibl.2, Figure 6, Tab.1.
***Key words**: power quality, current harmonics, THDi, active filter, spectrum, distortion, standard.*
А.Ф. Жаркін, В.О. Новський, С.О. Палачов, Д.О. Малахатка.....201
Аналіз і моделювання режимів роботи гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів, що призначені для забезпечення електромагнітної сумісності в трифазних чотирипровідних системах
Наведено результати аналізу та імітаційного моделювання електромагнітних процесів і режимів роботи запропонованих гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів (ГФКП) двох типів,призначених для трифазних чотирипровідних систем з нелінійними і несиметричними навантаженнями. Багатофункціональні ГФКП виконані на основі регульованого фільтросиметруючого пристрою, а також швидкодіючого компенсатора реактивної потужності або «розподільчого» D-СТАТКОМ, і є ефективним засобом для комплексного поліпшення якості електроенергії та забезпечення електромагнітної сумісності споживачів у точках загального підключення, зокрема, для електропостачання відповідальних електроприймачів. ГФКП дозволяє знизити додаткові втрати енергії в мережі, здійснювати енергоживлення навантажень при «зниканні» однією з фаз мережі, регулювати рівень напруги, а також значно зменшити в мережі рівень кондуктивних електромагнітних завад, таких як небаланс напруг і спотворення форми кривої напруги, що необхідно для приведення характеристик напруги електропостачання в розподільних мережах загального призначення до норм стандарту ДСТУ EN50160: 2014. Бібл.5, рис.6, табл. 2.
***Ключові слова:** гібридний фільтрокомпенсуючий перетворювач, регульований фільтросиметруючий пристрій, компенсатор реактивної потужності,статичний синхронний компенсатор, електромагнітна сумісність.*
А.Ф. Жаркин, В.А. Новский, С.А. Палачев, Д.А. Малахатка
Анализ и моделирование режимов работы гибридных фильтрокомпенсирующих преобразователей, предназначенных для обеспечения электромагнитной совместимости в трехфазних четырехпроводных системах
Приведены результаты анализа и имитационного моделирования электромагнитных процессов и режимов работы предложенных гибридных фильтрокомпенсирующих преобразователей (ГФКП) двух типов для трехфазных четырехпроводных систем с нелинейными и несимметричными нагрузками. Многофункциональные ГФКП выполнены на основе регулируемого фильтросимметрирующего устройства, а также быстродействующего компенсатора реактивной мощности или «распределительного» D-СТАТКОМ, и являются эффективным средством для комплексного улучшения качества электроэнергии и обеспечения электромагнитной совместимости потребителей в точках общего подключения, в частности, для электроснабжения ответственных электроприемников. ГФКП позволяет снизить дополнительные потери энергии в сети, осуществлять энергопитание нагрузок при «пропадании» одной из фаз сети, регулировать уровень напряжения, а также значительно уменьшить в сети уровень кондуктивных электромагнитных помех, таких как несимметрия напряжений и искажение формы кривой напряжения, что необходимо для приведения характеристик напряжения электроснабжения в распределительных сетях общего назначения к нормам стандарта ДСТУ EN50160: 2014. Библ.5, рис.6, табл. 2.
***Ключевые слова:** электромагнитная совместимость, фильтрокомпенсирующий преобразователь, регулируемое фильтросимметрирующее устройство, компенсатор реактивной мощности, статический синхронный компенсатор.*
A.F. Zharkin, V.O.Novskyi, S. O. Palachov, D.O. Malakhatka
Analysis and modeling of the operation modes of hybrid filtering-compensating converters designed to provide electromagnetic compatibility in three-phase four-wire systems
The results of analysis and simulation of electromagnetic processes and operating modes of proposed two types hybrid filtering compensating converters (HFCC) for three-phase four-wire systems with non-linear and unbalanced loads are given. Multifunctional HFCCs are made on the basis of a regulated filtering-balancing device, as well as a fast-acting reactive power compensator or a "distributive" D-STATCOM and are an effective means for the complex improvement of the power quality and ensuring electromagnetic compatibility of consumers in point of common coupling, in particular, for power supply of critical electrical loads. HFCC allows reducing the additional energy losses in the network, to supply power to the loads during the absence of one of the phases of the network, to regulate voltage magnitude and significantly reduce the level of conductive electromagnetic disturbances in the network, such as voltage unbalance and distortion of the shape of the voltage curve. This is necessary for matching of the voltage characteristics in distribution networks of general purpose with the norms of the standard DSTU EN50160. References 5, Figures 6, Tables 2.
***Key words**: electromagnetic compatibility, hybrid filtering-compensating converters, regulated filtering-balancing device, reactive power compensators, static synchronous compensator*

Н.І. Супруновська, А.А. Щерба,.....206
Взаємозалежні імпульсно-періодичні процеси в колах напівпровідникових електророзрядних установок з ємнісним накопичувачем енергії при випадковій зміні опору навантаження
Запропоновано підхід до аналізу взаємозалежних імпульсно-періодичних процесів у колах електророзрядних установок зі зворотним зв'язком по напрузі й стохастичним навантаженням, електричний опір якого може характеризуватися як дискретною, так і безперервною випадковою величиною з довільним імовірнісним розподілом. Розвинуто метод різницевих рівнянь, що дозволяє аналізувати перехідні процеси в колах зі стохастич-ним навантаженням. У випадку, коли опір навантаження характеризується дискретною випадковою величи-ною, використовується метод різницевих рівнянь та імовірнісні оцінки зміни електричного опору навантаження. Якщо стохастичний опір навантаження характеризується безперервною випадковою величиною, то запропоновано перехід від стохастичного різницевого рівняння відносно шуканої електричної характеристики кола до детермінованого різницевого рівняння відносно математичного очікування цієї шуканої величини.
Ключові слова: *електророзрядна установка, імпульсно-періодичні процеси, стохастичне на-вантаження, різницеве рівняння, імовірнісна оцінка, математичне очікування.*
Н.И. Супруновская, А.А. Щерба
Взаимосвязанные импульсно-периодические процессы в цепях полупроводниковых электроразрядных установок с емкостным накопителем энергии при случайном изменении сопротивления нагрузки
Предложен подход к анализу взаимосвязанных импульсно-периодических процессов в цепях электроразрядных установок с обратной связью по напряжению и стохастической нагрузкой, электрическое сопротивление которой может характеризоваться как дискретной, так и не-прерывной случайной величиной с произвольным вероятностным распределением. Развит метод разностных уравнений, позволяющий анализировать переходные процессы в цепях со стохастической нагрузкой. В случае, когда сопротивление нагрузки характеризуется дискретной случайной величиной, используется метод разностных уравнений и вероятностные оценки изменения электрического сопротивления нагрузки. Если стохастическое сопротивление нагрузки характеризуется непрерывной случайной величиной, то предложен переход от стохастического разностного уравнения относительно искомой электрической характеристики цепи к детерминированному разностному уравнению относительно математического ожидания этой искомой величины.
Ключевые слова: *электроразрядная установка, импульсно-периодические процессы, стохастическая нагрузка, разностное уравнение, вероятностная оценка, математическое ожидание.*
N.I. Suprunovska, A.A. Shcherba
Interrelated pulse-periodic processes in the circuits of semiconductor electric discharging installations with reservoir capacitor at random changing of load resistance
The approach for analysis of interdependent pulse-periodic processes in circuits of electro-discharge installations with voltage feedback and with stochastic load, whose electrical resistance can be characterized as a discrete or continuous random value variable with an arbitrary probability distribution is proposed. The method of difference equations, al-lowing to analyze the transient processes in circuits with stochastic load is developed. In the case when the load resis-tance is characterized by a discrete random variable, the difference equation method and probabilistic estimations of the electric load resistance change are used. If the stochastic load resistance is characterized by a continuous random variable, then a transition from the stochastic difference equation with respect to the sought electrical characteristic of the circuit to the deterministic difference equation with respect to the mathematical expectation of this sought characteristic is proposed.
Keywords*: electric discharge installation, pulse-periodic processes, stochastic load, difference equation, probabilistic estimation, mathematical expectation*
В.О. Діденко, О.Ф. Бондаренко, Є.В. Вербицький.....212
Джерело живлення для контактного зварювання дистанціонуючих решіток тепловиділяючих збірок ядерних реакторів
Проведено огляд принципів формування імпульсів струму для контактного зварювання комірок дистанціонуючих решіток тепловиділяючих збірок ядерного реактора. Визначено величину енергії зварювального імпульсу струму, за якої досягається максимальна міцність отриманих з'єднань. Запропоновано структуру джерела живлення, яка формує зварювальні імпульси струму на основі еталонних сигналів потужності з необхідною енергією.
Ключові слова: *дистанціонуюча решітка, контактне зварювання, формувач імпульсів струму, енерговкладення.*
В.А. Диденко, А.Ф. Бондаренко, Е.В. Вербицкий
Источник питания для контактной сварки дистанцирующих решеток тепловыделяющих сборок ядерных реакторов
Проведен обзор принципов формирования импульсов тока для контактной сварки ячеек дистанцирующих решеток тепловыделяющих сборок ядерного реактора. Определено значение энергии импульса сварочного тока, при которой достигается максимальная прочность полученных соединений. Предложена структура источника питания, которая формирует сварочные импульсы тока на основе эталонных сигналов мощности с необходимой энергией.
Ключевые слова: *дистанцирующая решетка, контактная сварка, формирователь импульсов тока, энерговложение.*
V.O. Didenko, O.F. Bondarenko, I.V. Verbytskyi
The power supply for resistance welding of fuel assembly frameworks of atomic piles
The principles of forming the current pulses for resistance welding of the cells of fuel assembly frameworks of the atomic pile are reviewed. The value of welding current pulse energy, which provides maximal strength of the welded joints, is obtained. The structure of the power supply, which forms welding current pulses based on the reference signals of power with needed energy, is proposed.
Keywords*: cells of fuel assembly framework, resistance welding, current pulse former, energy input.*
О.О. Шавьолкін.....216
Однофазний перетворювальний агрегат для комбінованої системи електропостачання з фотоелектричною сонячною батареєю
Розглянуто однофазний перетворювальний агрегат для локального об'єкта з фотоелектричною сонячною батареєю, що працює паралельно з мережею при поєднанні функції активного фільтра для компенсації реактивної потужності і вищих гармонік споживача в денному і нічному режимах. Удосконалено принцип реалізації режиму джерела струму для мережевого трирівневого напівмостового інвертора за однополярною модуляцією з фіксованою частотою і нульовим середнім значенням відхилення струму за період модуляції. Запропоновано структуру силових кіл і системи керування з можливістю роботи та-

кож в автономному режимі. Результати моделювання системи «перетворювач з фотоелектричною сонячною батареєю – мережа – нелінійне навантаження» підтверджують ефективність запропонованих рішень.

Ключові слова: комбінована система електропостачання, фотоелектрична сонячна батарея, трирівневий інвертор напруги в режимі джерела струму, силовий активний фільтр, відхилення струму, модулююча напруга, однополярна модуляція, перетворювач постійної напруги, релейний регулятор струму, регулятор напруги, автономний режим, моделювання.

А.А. Шавёлкин

Однофазный преобразовательный агрегат для комбинированной системы электроснабжения с фотоэлектрической солнечной батареей

Рассмотрен однофазный преобразовательный агрегат для локального объекта с фотоэлектрической солнечной батареей, работающий параллельно с сетью при совмещении функции активного фильтра для компенсации реактивной мощности и высших гармоник потребителя в дневном и ночном режимах. Усовершенствован принцип реализации режима источника тока для сетевого треухуровневого полумостового инвертора при однополярной модуляции с постоянной частотой и нулевым средним значением отклонения тока за период модуляции. Предложена структура силовых цепей и системы управления с возможностью работы также в автономном режиме. Результаты моделирования системы «преобразователь с фотоэлектрической солнечной батареей – сеть – нелинейная нагрузка» подтверждают эффективность предлагаемых решений.

Ключевые слова: комбинированная система электроснабжения, фотоэлектрическая солнечная батарея, трехуровневый инвертор напряжения в режиме источника тока, силовой активный фильтр, отклонение тока, модулирующее напряжение, однополярная модуляция, преобразователь постоянного напряжения, релейный регулятор тока, регулятор напряжения, автономный режим, моделирование.

A.A. Shavelkin

Single-phase converter unit for combined power supply system with photovoltaic solar battery

There is considered a single-phase converter unit for a local object with a photovoltaic solar battery that operates in parallel with the network and combines the function of the active filter for compensation the reactive power and higher harmonics of the load in day and night modes. There is improved the principle of implementing the current controlled source mode for a network three-level half-bridge inverter with unipolar modulation with a constant frequency and zero mean current deviation over the modulation period. The structure of power circuits and control systems with the possibility of working also in the autonomous mode is proposed. Simulation of work with the network and non-linear load is performed. The results of modeling of the system “converter with a photovoltaic solar battery – a network – non-linear load” confirm the effectiveness of solutions that are offered.

Keywords: the combined power supply system, photovoltaic solar battery, current controlled three-level voltage source inverter, power active filter, current deviation, modulating voltage, unipolar modulation, DC/DC converter, current controller, voltage controller, autonomous mode, simulation.

Я.В. Щербак, О.А. Плахтій, В.П. Нерубацький.....221

Аналіз енергетичних характеристик активного чотириквадрантного выпрямляча с різними типами широтно-імпульсної модуляції

Активні чотириквадрантні випрямлячі з корекцією коефіцієнта потужності мають суттєві переваги перед діодними та тиристорними випрямлячами, вони дозволяють реалізувати коефіцієнт потужності близький до одиниці, форму вхідного струму близького до синусоїди, а також двонаправлену передачу потужності. Важливою складовою даного типа перетворювача є тип модуляції застосованої система керування. Більшість існуючих систем керування основані на гістерезисній модуляції. Вагомим недоліком її є висока і змінна в часі частота комутації. У статті представлено систему керування активного чотириквадрантного випрямляча з компенсаційною двоканальною широтно-імпульсною модуляцією перевагою якої є можливість зниження частоти комутації силових ключів, до зумовлює зниження динамічних втрат в IGBT ключах, до веде до збільшення КПД перетворювача, а також покращення показників якості електричної енергії.

Ключові слова: *активний чотириквадрантний випрямляч, корекція коефіцієнта потужності, електромагнітна сумісність, двоканальна ШІМ, компенсаційна ШІМ.*

Я.В. Щербак, А.А. Плахтий, В.П. Нерубацкий

Анализ энергетических характеристик активного четырехквадрантного выпрямителя с различными типами широтно-импульсной модуляции

Активные четырехквадрантные выпрямители с коррекцией коэффициента мощности обладают рядом преимуществ по сравнению диодными и тиристорными выпрямителями, они позволяют реализовать коэффициент мощности близкий к единице, форму входных токов близкую к синусоиде, а также двунаправленную передачу энергии. Важнейшей составляющей преобразователя является его система управления. Именно от типа реализованной системы управления активного выпрямителя зависят показатели качества электроэнергии, уровень эмиссии высших гармоник, частота коммутации силовых ключей, тепловые режимы, коэффициент полезного действия. Наибольшее распространение нашли системы управления, основанные на гистерезисной модуляции и ШИМ. Существенным недостатком гистерезисных систем управления является высокая, переменная во времени и неизвестная на стадии проектирования частота коммутации, что обуславливает преимущество систем управления с ШИМ. В статье представлен сравнительный анализ энергетических показателей активного четырехквадрантного выпрямителя с двусторонней широтно-импульсной модуляцией. Данный тип модуляции обладает рядом преимуществ, в сравнении с одноканальной синусоидальной ШИМ-модуляцией, а именно кратное увеличение частоты коммутации входного тока относительно частоты опорного сигнала ШИМ, что обуславливает снижение уровня эмиссии высших гармоник и снижение общего коэффициента гармонических искажений входного тока. снижение динамических потерь в IGBT ключей и повышение КПД преобразователя.

Ключевые слова: *активный четырехквадрантный выпрямитель, коррекция коэффициента мощности, электромагнитная совместимость, двуканальная ШИМ, компенсационная ШИМ.*

Y.V. Scherbak, A.A. Plakhtiy, V.P. Nerubatskiy

Analysis of enegry characteristics of three phase active rectifier with power factor correction with pulse width modulation

Four quadrant active rectifiers with power factor correction have several advantages in comparison with diode and thyristor rectifier. They implement unity power factor, sinusoidal input current as well as bidirectional power transmission. An important component is the active rectifier control system. The majority of existing control systems are based on hysteresis modulation and pulse-width modulation. A significant drawback of hysteresis modulation is a high and variable switching frequency. The article presents the control systems of the active four quadrant rectifier based on different types of pulse-width modulation. This type of modulation has several advantages in comparison with a hysteresis modulation: setting and adjustment of the switching frequency, which leads to reduction of dynamic losses in IGBT keys and increasing of converter efficiency.

***Key words**: 4QS-rectifier, power factor correction, electromagnetic compatibility.*
***Е.В. Ягуп*.....226**
Силовий активний фільтр зі стабілізацією напруги на накопичувальному конденсаторі по дискретний за допомогою пошукової оптимізації
Несиметрія і компенсація реактивної потужності в мережі електропостачання усуваються шляхом підключенням силового активного фільтра. Коректна робота фільтра забезпечується стабілізацією напруги на накопичувальному конденсаторі на заданому рівні. З використанням комп'ютерної моделі трифазної системи електропостачання з несиметричною навантаженням і програми пошукової оптимізації з розробленим критерієм, визначено еталонний струм системи управління фільтром, при якому відбувається симетрування системи.
Е.В. Ягуп
Силовой активный фильтр со стабилизацией напряжения на накопительном конденсаторе по дискретам с помощью поисковой оптимизации
Несимметрия и компенсация реактивной мощности в сети электроснабжения устраняются путем подключением силового активного фильтра. Корректная работа фильтра обеспечивается стабилизацией напряжения на накопительном конденсаторе на заданном уровне. С использованием компьютерной модели трехфазной системы электроснабжения с несимметричной нагрузкой и программы поисковой оптимизации с разработанным критерием, определен эталонный ток системы управления фильтром, при котором происходит симметрирование системы.
E.V. Yagup
Power active filter with stabilization of voltage on the storage capacitor by discretes using search engine optimization
Unbalance and compensation of reactive power in the power supply network are eliminated by connecting a power active filter. The correct operation of the filter is ensured by stabilizing the voltage on the storage capacitor at a preset level. Using a computer model of a three-phase power supply system with an asymmetric load and a program of search optimization with a developed criterion, the reference current of the filter control system is determined, under which the system is symmetrized.
***В.С. Смирнов, Ю.М. Ковриго, О.В. Самков, О.Й. Штіфзон, С.В. Любицький*.....230**
Системний аналіз інваріантних перетворювальних систем з багаторазовою модуляцією для апаратних засобів автономних об'єктів
В статті розглянуто принципи побудови структурно-інваріантних перетворювальних систем (ПС) на основі адаптивного координатно-параметричного управління. Наведено умови структурної інваріантності систем. Досліджено цифрову систему на прикладі ЦАС слідкуючого вирівнювача. Проведено аналіз стійкості релейної ЦАС з використанням методу гармонійного балансу. Розглянута функціональна організація ППС дозволяє принципово усунути необхідність проміжного отримання постійної напруги для високочастотного перетворення електричного сигналу та дає можливість істотно поліпшити техніко-економічні показники ППС.
***Ключові слова:** підсилювально-перетворювальна система, структурна інваріантність, адаптивне координатно-параметричне управління.*
В.С. Смирнов, Ю.М. Ковриго, О.В. Самков, О.И. Штифзон, С.В. Любицкий
Системный анализ инвариантных преобразовательных систем с многоразовой модуляцией для аппаратных средств автономных объектов
В статье рассмотрены принципы построения структурно-инвариантных преобразовательных систем (ПС) на основе адаптивного координатно-параметрического управления. Приведены условия структурной инвариантности систем. Исследована цифровая система на примере ЦАС следящего выравнивателя. Проведен анализ устойчивости релейной ЦАС с использованием метода гармонического баланса. Рассмотренная функциональная организация ППС позволяет принципиально устранить необходимость промежуточного получения постоянного напряжения для высокочастотного преобразования электрического сигнала и дает возможность существенно улучшить технико-экономические показатели ППС.
***Ключевые слова:** усилительно-преобразовательная система, структурная инвариантность, адаптивное координатно-параметрическое управление.*
V.S. Smyrnov, Y.M. Kovryho, O.V. Samkov, O.I. Shtifzon, S.V. Liubytskyi
System analysis of invariant converter systems with reusable modulation for hardware of autonomous objects
The principles of constructing structurally invariant transformation systems (PS) on the basis of adaptive coordinate-parametric control are considered in the article. The conditions of structural invariance of systems are given. The digital system is studied using the example of the CAC of the servo equalizer. The analysis of the stability of the relay CAC using the harmonic balance method is carried out. The functional organization of the PPS considered above makes it possible in principle to eliminate the need for an intermediate obtaining of a constant voltage for high-frequency conversion of an electrical signal and makes it possible to significantly improve the technical and economic parameters of the PPS.
***Keywords**: amplification-transforming system, structural invariance, adaptive coordinate-parametric control.*
***В.В.Мартинов, Ю.В. Руденко*.....234**
Навантажувальні характеристики асиметричного інвертору з магнітопов'язаним дроселем
Розроблено математичну модель асиметричного інвертора з магнітопов'язаним дроселем. Проведено розрахунок вихідних вольт-амперних характеристик за допомогою розробленої математичної моделі, а також за допомогою методів імітаційного моделювання. За допомогою отриманих залежностей показано можливість вибору оптимального співвідношення параметрів інвертору, що забезпечують задані вихідні характеристики з урахуванням вимог до високопотенційного трансформатору інвертора.
***Ключові слова:** високочастотний перетворювач, високовольтний трансформатор, індуктивність розсіювання, навантажувальна характеристика*
Мартынов В.В., Руденко Ю.В.
Нагрузочные характеристики асимметричного инвертора с магнитосвязанным дросселем
Разработана математическая модель ассиметричного инвертора с магнитосвязанным дросселем. Проведен расчет выходных вольт-амперных характеристик инвертора с помощью разработанной математической модели, а также с помощью методов имитационного моделирования. С помощью полученных зависимостей показана возможность выбора оптимального соотношения параметров инвертора, обеспечивающих заданные выходные характеристики с учетом требований к высокопотенциальному трансформатору инвертора.

Ключевые слова: *высокочастотный преобразователь, высоковольтный трансформатор, индуктивность рассеяния, нагрузочная характеристика*

V.V. Martynov, Yu.V. Rudenko

Load characteristics of asymmetrical inverter with magnetically coupled choke

The mathematical model of asymmetrical inverter with magnetically coupled choke is developed. Calculation of output volt-ampere characteristics by means of mathematical model developed and methods of simulation technique is fulfilled. Possibility to select the optimum inverter parameters proportion with help of dependences obtained is shown that provides output characteristics specified with taking into account the inverter high potential transformer demands.

Key words*: high frequency inverter, high voltage transformer, leakage inductance, load characteristic.*

О.Ф. Бондаренко, Ю.В. Бондаренко, П.С. Сафронов, О.О. Калошин ***.....238***

Проблеми оцінки надійності перетворювачів з модульною топологією

Проведено огляд різновидів модульних топологій напівпровідникових перетворювачів з точки зору розподілу струмів і напруг та забезпечення нових функціональних можливостей і характеристик перетворювачів. Виявлені проблеми використання стандартних підходів до оцінки надійності роботи модульних перетворювальних структур. Проведено порівняльний аналіз модульних перетворювачів з ідентичною топологією і різними режимами та алгоритмами роботи модулів з метою оцінки надійності роботи пристрою та обрання ефективних заходів її підвищення.

Ключові слова: *напівпровідниковий перетворювач, модульна топологія, надійність, алгоритм роботи.*

А.Ф. Бондаренко, Ю.В. Бондаренко, П.С. Сафронов, А.А. Калошин

Проблемы оценки надежности преобразователей с модульной топологией

Проведен обзор разновидностей модульных топологий полупроводниковых преобразователей с точки зрения распределения токов и напряжений и обеспечения новых функциональных возможностей и характеристик преобразователей. Выявлены проблемы использования стандартных подходов к оценке надежности работы модульных преобразовательных структур. Проведен сравнительный анализ модульных преобразователей с идентичной топологией и различными режимами и алгоритмами работы модулей с целью оценки надежности работы устройства и выбора эффективных мер ее повышения.

Ключевые слова: *полупроводниковый преобразователь, модульная топология, надежность, алгоритм работы.*

O.F. Bondarenko, Iu.V. Bondarenko, P.S. Safronov, O.O. Kaloshyn

Reliability estimation problems of the converters with module topology

The varieties of the semiconductor converters with module topology from the viewpoint of the current and voltage distribution and of the achievement of new functionality and converter characteristics are reviewed. The problems of using standard approaches to the reliability estimation of the module converter structures are recognized. A comparative analysis of module converters with identical topology and different modes and module operation algorithms is carried out in order to estimate the reliability of the device and select effective measures to increase it.

Key words*: semiconductor converter, module topology, reliability, operation algorithm.*

Я.В. Щербак, К.Я. Івакіна ***.....244***

Частотні характеристики імпульсної системи з селективною неперервною частиною

В роботі наведені результати дослідження частотної характеристики імпульсної системи з селективною приве-деною неперервною частиною. Показано, що на граничній частоті смуги пропускання імпульсної системи про-цес передачі інформації зазнає якісний стрибок. В результаті складання суміжних спектральних ліній відбува-ється дворазове збільшення коефіцієнта передача системи. Дана властивість може бути охарактеризоване як зміна коефіцієнта передачі імпульсного елемента. Результати досліджень спрямовані на застосування при аналі-зі і синтезі систем автоматичного регулювання вхідних і вихідних координат напівпровідникових перетворю-вачів електричної енергії.

Ключові слова: *імпульсна система, ідеальний імпульсний елемент, коефіцієнт передачі, гранична частота, ін-тервал дискретності, наведена неперервна частина, селективне ланка, частотні характеристики*

Я.В. Щербак, Е.Я. Ивакина

Частотные характеристики импульсной системы с селективной непрерывной частью

В работе приведены результаты исследования частотной характеристики импульсной системы с селективной приведенной непрерывной частью. Показано, что на граничной частоте полосы пропускания импульсной систе-мы процесс передачи информации претерпевает качественный скачек. В результате сложения смежных спек-тральных линий происходит двукратное увеличение коэффициента передача системы. Данное свойство может быть охарактеризовано как изменение коэффициента передачи импульсного элемента. Результаты исследований направлены на применение при анализе и синтезе систем автоматического регулирования входных и выходных координат полупроводниковых преобразователей электрической энергии.

Ключевые слова: *импульсная система, идеальный импульсный элемент, коэффициент передачи, граничная частота, интервал дискретности, приведенная непрерывная часть, селективное звено, частотные характеристики.*

Y.V. Shcherbak, E.Y. Ivakina

Frequency characteristics of the pulsed system with selective continuous part

The results of the investigation of the frequency characteristic of a pulsed system with a selective reduced continu-ous part are given in the work. It is shown that at the boundary frequency of the bandwidth of an impulse system, the process of transferring information undergoes a qualitative jump. As a result of addition of adjacent spectral lines, a two-fold increase in the transfer coefficient of the system occurs. This property can be characterized as a change in the transmission coefficient of the impulse element. The results of the research are aimed at the application in the analysis and synthesis of automatic control systems for input and output coordinates of semiconductor converters of electrical energy.

Key words*: impulse system, ideal impulse element, transmission coefficient, boundary frequency, discreteness in-terval, reduced continuous part, selective link, frequency characteristics*

Энергоэффективностьэлектромеханических систем.....248

М.Я. Островерхов, М.О. Реуцький, Д.Я. Трінчук ***.....249***

Ефективність перетворення енергії в нелінійному електричному колі електроскутера, що працює на міський їздовий цикл

На сьогоднішній день в транспортній галузі існує чітко визначена тенденція по збільшенню долі транспорту на електричній тязі з автономним живленням, зокрема це проявляється у стрімкому розвитку електромобілів. Тим не менше, у приводі

електромобілів є ще певні недоліки, які необхідно покращити, аби збільшити конкурентоспроможність цього виду транспорту. Одним із таких недоліків є високий внутрішній опір джерела живлення – літій-іонного акумулятора, який призводить до обмеження максимальної можливої потужності електропривода та зниження його ККД. Можливим варіантом усунення цього недоліку є підключення паралельно до акумулятора суперконденсатора. В даній роботі за допомогою комп'ютерної моделі електропривода проведено дослідження впливу такого підключення на перехідні процеси, що виникають зокрема при розгоні двигуна, а також зроблений аналіз ефективності використання суперконденсатора в електричному транспорті з автономним живленням на базі відпрацювання моделі на міський їздовий цикл. Отриманий числовий результат показав, що підключення суперконденсатора покращує ККД електропривода.

Ключові слова: *електроскутер, літій-іонний акумулятор, суперконденсатор, ефективність.*

Н.Я. Островерхов, Н.О. Реуцкий, Д.Я. Тринчук

Эффективность преобразования энергии в нелинейной электрической цепи электроскутера, отрабатывающего городской ездовой цикл

На сегодняшний день в транспортной индустрии существует явная тенденция по увеличению доли транспорта на электрической тяге с автономным питанием, в частности это отображается на стремительном развитии электромобилей. Тем не менее, приводы электромобилей ещё имеют некоторые требующие к исправлению недостатки, которые не позволяют улучшить конкурентоспособность этого вида транспорта. Одним из этих недостатков является высокое внутреннее сопротивление источника питания – литий-ионного аккумулятора, которое ограничивает максимально возможную мощность электропривода и уменьшает его КПД. Возможным вариантом устранения этого недостатка может бать использование параллельно с аккумулятором суперконденсатора. В данной работе с использованием компьютерной модели электропривода произведено исследование влияния такого соединения на переходные процессы, возникающие в частности при разгоне двигателя, а также сделан анализ эффективности использования суперконденсатора в электротранспорте с автономным питанием на базе отработки модели на городской ездовой цикл. Полученный числовой результат показал, что подключение суперконденсатора улучшает КПД электропривода.

Ключевые слова: *электроскутер, литий-ионный аккумулятор, суперконденсатор, эффективность.*

M. Ostroverkhov, M. Reutskyi, D. Trinchuk

Efficiency of energy transformation in a non-linear electric cirquit of an electric scooter, running on the urban driving cycle

In modern transport industry there is a strong tendency for electric vehicles with independent power supply to increase their amount, particularly it seems to appear in the fast development of electric cars. Nevertheless, there are still some flaws of electric vehicle drives to be improved if we want to increase the competitiveness of this transport. One of these drawbacks is high impedance of power supply – li-ion accumulator, which creates the limits for the maximum power output and reduces the drive efficiency. Using a supercapacitor in-parallel with the accumulator would eliminate this drawback. This research, provided with the help of a computer model of the electric drive, was made to exhibit the influence of such power circuit on the transients, that appear during the start of the motor, as well as to analyze the effectiveness of utilizing supercapacitors in electric vehicles with independent power supply by testing the computer model on the urban driving cycle. The obtained numeric result has shown the increasing of the electric drive efficiency caused by the including a supercapacitor to the drive power supply.

Key words*: electric scooter, li-ion accumulator, supercapacitor, efficiency.*

П.Д. Андрієнко, А.А. Андрієнко, Д.С. Андрієнко, В.П. Метельський, О.В. Немикіна**.....254**

Енероеффектівний крановий електропривод

У статті запропонована енергоефективна схема керування крановим електроприводом для двигуна з фазним ротором. Схема забезпечує механічні характеристики з постійним моментом при пуску і рекуперативному гальмуванні. Встановлена потужність обладнання істотно менше в порівнянні з системами ПЧ-АД. Запропоноване схемне рішення забезпечує формування необхідних пускових і регулювальних характеристик з високим ККД і коефіцієнтом потужності.

Ключові слова: *регульований електропривод, двигун з фазним ротором, автономний інвертор, імпульсна управління.*

П.Д. Андриенко, А.А. Андриенко, Д.С. Андриенко, В.П. Метельский, О.В. Немыкина

Энероэффективный крановый электропривод

Аннотация. В статье предложена энергоэффективная схема управления крановым электроприводом для двигателя с фазным ротором. Схема обеспечивает механические характеристики с постоянным моментом при пуске и рекуперативном торможении. Установленная мощность оборудования существенно меньше по сравнению с системами ПЧ-АД. Предложенное схемное решение обеспечивает формирование требуемых пусковых и регулировочных характеристик с высоким КПД и коэффициентом мощности.

Ключевые слова: *регулируемый электропривод, двигатель с фазным ротором, автономный инвертор, импульсное управление.*

P.D. Andrienko, A.A. Andrienko, D.S. Andrienko, V.P. Metelsky, O.V. Nemykina

Enero-efficient crane electric drive

Annotation. The article is proposed energy-efficient control circuit of control by crane electric drive for a motor with a phase rotor. The circuit provides mechanical characteristics with a constant torque at starting and regenerative braking. The installed capacity of the equipment is significantly less in comparison with systems «Frequency converter-induction motor». The proposed circuit solution provides the formation of the required starting and control characteristics with high efficiency and power factor.

Keywords*: adjustable electric drive, motor with phase rotor, self-excited inverter, impulse control.*

В.А. Волков**.....258**

Енергозбереження в частотнорегульованих асинхронних електроприводах за допомогою оптимізації часів їх розгону і гальмування

Досліджено вплив часів розгону і гальмування на електромагнітні втрати енергії в частотнорегульованому асинхронному двигуні (ЧРАД). Ці дослідження проводилися для найбільш поширених тахограм (лінійного і параболічного вигляду, з формою гіперболічного синуса) для режимів розгону (від нуля до номінальної швидкості) і гальмування (від номінальної швидкості до нульової швидкості) на холостому ходу і під навантаженням. Проведеними дослідженнями для згаданих видів тахограм встановлений «U»-подібний вид залежностей електромагнітних втрат енергії двигуна від значень часів розгону і гальмування і наявності явного екстремуму, відповідного мінімізації зазначених втрат енергії при певних значеннях часів розгону і гальмування. Виконано оцінку електромеханічних і енергетичних процесів в ЧРАД при оптимальних часів розгону і гальмування. Запропоновано аналітичні залежності для розрахунку оптимальних часів розгону і гальмування ЧРАД, що

враховують параметри двигуна і момент навантаження на його валу. Оцінена доцільність застосування оптимальних часів розгону і гальмування для енергозбереження в ЧРАД, що працюють в інтенсивних пускогальмівні режимах.

Ключові слова: *асинхронний двигун, частотне регулювання, втрати енергії, пускогальмівні режими.*

В.А. Волков

Энергосбережение в частотнорегулируемых асинхронных электроприводах посредством оптимизации времен их разгона и торможения

Исследовано влияние времен разгона и торможения на электромагнитные потери энергии в частотнорегулируемом асинхронном двигателе (ЧРАД). Эти исследования проводились для наиболее распространенных тахограмм (линейного и параболического вида, с формой гиперболического синуса) для режимов разгона (от нуля до номинальной скорости) и торможения (от номинальной скорости до нулевой скорости) на холостом ходу и под нагрузкой. Проведенными исследованиями для упомянутых видов тахограмм установлен «U»-образный вид зависимостей электромагнитных потерь энергии двигателя от значений времен разгона и торможения и наличия явного экстремума, соответствующего минимизации указанных потерь энергии при определенных значениях времен разгона и торможения. Выполнена оценка электромеханических и энергетических процессов в ЧРАД при оптимальных временах разгона и торможения. Предложены аналитические зависимости для расчета оптимальных времен разгона и торможения ЧРАД, учитывающие параметры двигателя и момент нагрузки на его валу. Оценена целесообразность применения оптимальных времен разгона и торможения для энергосбережения в ЧРАД, работающих в интенсивных пускотормозных режимах.

Ключевые слова: *асинхронный двигатель, частотное регулирование, потери энергии, пускотормозные режимы.*

V.A. Volkov

Energy saving in frequency regulated asynchronous electric drives by means of optimizing the times of their running and braking

The effect of acceleration and deceleration times on electromagnetic energy losses in a frequency-controlled asynchronous motor (FCAM) is investigated. These studies were carried out for the most common tahograms (linear and parabolic type, with the form of hyperbolic sine) for acceleration modes (from zero to nominal speed) and deceleration (from rated speed to zero speed) at idle and under load. The conducted studies for the mentioned types of tahograms set the «U» -shape of the dependences of the electromagnetic losses of engine energy on the values of acceleration and deceleration times and the presence of an explicit extremum corresponding to minimization of the indicated energy losses for certain values of acceleration and deceleration times. The evaluation of electromechanical and energy processes in the FCAM at optimum acceleration and deceleration times has been performed. Analytic dependencies are proposed for calculating the optimum acceleration and deceleration times for the FCAM, which take into account the parameters of the engine and the moment of loading on its shaft. The expediency of using the optimum acceleration and deceleration times for energy saving in the FCAM, operating in intensive start-braking regimes, is estimated.

Keywords*: asynchronous motor, frequency regulation, energy losses, start-braking regimes.*

Ю.П. Самчелеєв, Г.С. Белоха ***264***

Універсальне джерело живлення з релейним керуванням для електроприводів постійного і змінного струму

Наведено схемотехнічні рішення джерел живлення, що реалізують режими джерела напруги, джерела струму, джерела потужності, результати моделювання їх роботи, показана можливість побудови універсального джерела живлення на їх базі з релейним керуванням і електромагнітно сумісного з мережею.

Ключові слова: *джерело живлення, електромагнітна сумісність, перетворювач частоти.*

Ю.П. Самчелеев, Г.С. Белоха

Универсальный источник питания с релейным управлением для электроприводов постоянного и переменного тока

Приведены схемотехнические решения источников питания, реализующих режимы источника напряжения, источника тока, источника мощности, результаты моделирования их работы, показана возможность построения универсального источника питания на их базе с релейным управлением и электромагнитно совместимого с сетью.

Ключевые слова: *источник питания, электромагнитная совместимость, преобразователь частоты.*

Yu.P. Samcheleev, G.S. Belokha

Universal power supply with relay control for AC and DC drives

Circuitry solutions of power supplies realizing modes of voltage source, current source, power source, simulation results of their operation are shown, the possibility of constructing a universal power source on their base with relay control and electromagnetically compatible with the network is shown.

Keywords*: power supply, electromagnetic compatibility, frequency converter.*

Д.О. Кулагін, П.Д. Андрієнко, В.П. Метельський, Д.В. Яценко ***268***

Методика підвищення загального статичного коефіцієнту корисної дії дизель-генераторних електромеханічних систем транспортних засобів

В статті запропоновано методику підвищення енергоефективності дизель-генераторної електромеханічної системи транспортного засобу за статичними характеристиками. За даним методом використовуються синергетичні властивості декомпозованих елементів електроприводу під час його проектування шляхом вибору таких елементів декомпозованої структури, у яких точка екстремуму функції статичного ККД лежить в мінімальному околі точки екстремуму кривої статичного ККД дизельного двигуна. Такий підхід дозволяє отримати максимальну величину статичного ККД всієї структури при досягненні найбільш раціонального питомого рівня споживання палива. Також в статті показано, що підвищення енергетичного потенціалу дизель-генераторної електромеханічної системи транспортного засобу за статичними характеристиками базується на декомпозиції структури системи, де кожен її елемент має забезпечити мінімальний рівень втрат енергії у всій системі в цілому, причому задачу керування такою системою необхідно формулювати як завдання пошуку законів та алгоритмів взаємодії між компонентами складної ієрархічної електромеханічної системи.

Д.А. Кулагин, П.Д. Андриенко, В.П. Метельский, Д.В. Яценко

Методика повышения общего статического коэффициента полезного действия дизель-генераторных электромеханических систем транспортных средств

В статье предложена методика повышения энергоэффективности дизель-генераторной электромеханической системы транспортного средства по статическими характеристикам. По данному методу используются синергетические свойства декомпозированных элементов электропривода во время его проектирования путем выбора таких элементов декомпозированной

структуры, в которых точка экстремума функции статического КПД лежит в минимальной окрестности точки экстремума кривой статического КПД дизельного двигателя. Такой подход позволяет получить максимальную величину статического КПД всей структуры при достижении наиболее рационального удельного уровня потребления топлива. Также в статье показано, что повышение энергетического потенциала дизель-генераторной электромеханической системы транспортного средства по статическими характеристиками базируется на декомпозиции структуры системы, где каждый ее элемент должен обеспечить минимальный уровень потерь энергии во всей системе в целом, причем задачу управления такой системой необходимо формулировать как задачи поиска законов и алгоритмов взаимодействия между компонентами сложной иерархической электромеханической системы.

D.O. Kulagin, P.D. Andrienko, V.P. Metelskyy, D.V. Yatsenko.

Technique static improve the overall efficiency of diesel generator electromechanical systems vehicles

In the article the technique of energy efficiency diesel generator electromechanical system vehicle static characteristics. By using this method synergistic properties decomposition electric element during its design by choosing items such decomposition structure in which extremum point function static efficiency is a minimal extremum neighborhood of the curve of static efficiency diesel engine. This approach provides a maximum amount of static efficiency of the entire structure while achieving the most efficient level of specific fuel consumption. Also, the article shows that increasing the energy potential of diesel generator electromechanical system vehicle static characteristics based on the decomposition of the structure of the system, where each of its elements should provide a minimum level of energy losses in the system as a whole, with the task of managing such a system is necessary to formulate a task search algorithms laws and interactions between components of a complex electromechanical system hierarchy.

О.М. Сінчук, Ю.Б. Філіпп, В.О. Федотов ***272***

Вибір видів акумуляторів для формування тягових акумуляторних батарей для шахтних контактно-акумуляторних електровозів

Виконано аналіз умов і режимів роботи контактно-акумуляторних електровозів в умовах залізорудних шахт і встановлено їх вплив на рівень безпеки праці гірників в підземних виробках залізорудних шахт. Розглянуто методологічні аспекти оцінок і розрахунків необхідних параметрів акумуляторних батарей для контактно-акумуляторних електровозів, які експлуатуються на ділянках перевезення і вантажно-розвантажувальних операцій в підземних гірничих виробках шахт. Проаналізовано властивості, параметри і характеристики різних типів і видів акумуляторів, які виробляються, випускаються, розробляються, досліджуються і можуть бути використані для контактно-акумуляторних електровозів. Встановлено, що перспективним напрямком є використання літій-іонних і натрій нікель-хлоридних акумуляторів. Зроблено висновки, що впровадження таких видів акумуляторів потребує додаткових досліджень і розробок систем контролю та управління процесами заряд / розряду батарей.

Ключові слова: *контактно-акумуляторний електровоз, літій-іонна батарея, система контролю, підземні виробки.*

О.Н. Синчук, Ю.Б. Филипп, В.А. Федотов

Выбор видов аккумуляторов для формирования тяговых аккумуляторных батарей шахтных контактно-аккумуляторных электровозов

Выполнен анализ условий и режимов работы контактно-аккумуляторных электровозов в условиях железорудных шахт и установлено их влияние на уровень безопасности труда горняков в подземных выработках железорудных шахт. Рассмотрены методологические аспекты оценок и расчетов необходимых параметров аккумуляторных батарей для контактно-аккумуляторных электровозов, которые эксплуатируются на участках перевозки и погрузочно-разгрузочных операций в подземных горных выработках шахт. Проанализированы свойства, параметры и характеристики разных типов и видов аккумуляторов, которые производятся, выпускаются, разрабатываются, исследуются и могут быть использованы для контактно-аккумуляторных электровозов. Установлено, что перспективным направлением есть использование литий-ионных и натрий никель-хлоридных аккумуляторов. Сделаны выводы, что внедрение таких видов аккумуляторов потребует дополнительных исследований и разработок систем контроля та управления процессами заряд/разряда батарей.

Ключевые слова: *контактно-аккумуляторный электровоз, литий-ионная батарея, система контроля, подземные выработки.*

O.N. Synchuk, Yu.B. Filipp, V.A. Fedotov

Choice of types of batteries for the formation of traction batteries of mine contact-storage electric locomotives

The article analyzes conditions and operation modes of trolley-battery locomotives at iron ore mines and determines their impact on miners' safety at haulageways. It deals with methodological aspects of assessing and calculating the required parameters of accumulators for trolley-battery locomotives used in ore haulage areas and load-haul-dump underground operations. The authors analyze the properties, parameters and characteristics of various accumulator types which are produced, developed, investigated and can be used for trolley-battery locomotives. Lithium-ion and sodium-nickel-chloride accumulators are found to be quite promising. The authors conclude that these accumulators introduction will require further research and development of battery charging/discharging control systems.

Keywords*: contact and battery electric locomotives, lithium-ion battery, control system, underground workings.*

Северин В.П., Омельяненко О.В. ***276***

Тяговий привод електропотяга з інерційним накопичувачем енергії

Северин В.П., Омельяненко О.В.

Тяговый привод электропоезда с инерционным накопителем энергии

Severin V.P., Omelianenko O.V.

Traction drive of an electric train with inertial energy storage

П.А. Коротаєв ***280***

Підвищення енергоефективності насосного агрегату засобами регульованого електроприводу

Досліджені процеси пуску електроприводу насосного агрегату водопровідної мережі після нетривалого зникнення живлячої напруги як процеси в електромеханогідравлічній системі з розподіленими параметрами. Показано, що пуск частотно-регульованого електроприводу по лінійному закону зміни тиску на виході насосного агрегату сприяє усуненню надмірного підвищення тиску у водопровідних мережах.

Ключові слова: *насос, асинхронний двигун, водопровідна магістраль, підвищення тиску*

П.А. Коротаев
Повышение энергоэффективности насосного агрегата средствами регулируемого электропривода
Исследованы процессы пуска электропривода насосного агрегата водопроводной сети после непродолжительного исчезновения питающего напряжения как процессы в электромеханогидравлической системе с распределенными параметрами. Показано, что пуск частотно-регулируемого электропривода по линейному закону изменения давления на выходе насосного агрегата способствует устранению чрезмерного повышения давления в водопроводных сетях.
Ключевые слова: *насос, асинхронный двигатель, водопроводная магистраль, повышение давления*
P.A. Korotaiev
Increase in energy efficiency of the pump unit means of the adjustable electric drive
Processes of the pump unit electric drive launch of a water supply system after short disappearance of the feeding tension as processes in electromechanohydraulic system with the distributed parameters are investigated. It is shown that launch of the frequency and adjustable electric drive under the linear law of change of pressure at the exit of the pump unit promotes elimination of excessive increase in pressure in water supply systems.
Keywords*: pump, asynchronous engine, water highway, pressure increase*
М.Й. Муха**.....285**
Перспективна компоновка судових автономних електроенергетичних систем
Н.И. Муха
Перспективная компоновка судовых автономных электроэнергетических систем
N.I. Mukha
Perspective layout of ship autonomous electric power systems
К.О. Сорока, Д.О. Личов**.....289**
Підвищення ефективності експлуатації засобів електротранспорту за рахунок керування і оптимізації швидкісних режимів руху
В статті розглянуто питання енергозбереження під час експлуатації наземного міського електричного транспорту. Показано, що відсутність лічильників електроенергії на транспортних засобах, не дозволяє визначити, з потрібною точністю, напрямки витрат електроенергії та їх величину. Створено математичну модель динаміки руху транспортних засобів та розрахунку витрат електроенергії на перевезення пасажирів. Виконано моделювання режимів руху і показано, що вибір оптимального режиму руху може призвести до зменшення затрат на 10 – 45% залежно від маршруту та транспортної ситуації під час руху. Запропоновано проект системи автоматизованого вибору швидкісних режимів руху транспортного засобу та автоматизованої систему обліку витрат електроенергії, на яку отримано державний патент України. Економія електроенергії реалізується шляхом оптимізації швидкісних режимів руху транспортних засобів.
Ключові слова: *міський електричний транспорт, трамвай, тролейбус, електрична тяга, ефективність експлуатації, керування електроприводом, швидкісний режим руху, оптимізація, математичне моделювання, GPS навігація.*
К.О. Сорока, Д. О. Лычов
Повышение эффектисности эксплуатации средств электротранспорта за счет управления и оптимизации скоростных режимов движения
В статье рассмотрены вопросы энергосбережения при эксплуатации наземного городского электрического транспорта. Показано, что отсутствие счетчиков электроэнергии на транспортных средствах, не позволяет определить, с нужной точностью, направления расходов электроэнергии и их величину. Создана математическая модель динамики движения транспортных средств и расчета затрат электроэнергии на перевозку пассажиров. Выполнено моделирование режимов движения и показано, что выбор оптимального режима движения может привести к уменьшению затрат на 10 - 45%, в зависимости от маршрута и транспортной ситуации во время движения. Предложен проект системы автоматизированного выбора скоростных режимов движения транспортного средства и автоматизированной системы учета расхода электроэнергии, на который получен государственный патент Украины. Экономия электроэнергии реализуется путем оптимизации скоростных режимов движения транспортных средств.
Ключевые слова: *городской электрический транспорт, трамвай, троллейбус, электрическая тяга, эффективность эксплуатации, управление электроприводом, скоростной режим движения, оптимизация, математическое моделирование, GPS навигация.*
K. Soroka, D. Lychov
Improving the efficiency of electric use bymanagement and optimization speeds movement
The article considers energy saving issues in the operation of land-based urban electric transport. It is shown that the lack of electricity meters on vehicles does not allow to determine, with the required accuracy, the directions of electricity consumption and their magnitude. A mathematical model of the dynamics of the movement of vehicles and the calculation of electricity costs for the transportation of passengers was created. Modeling of traf-fic modes is performed and it is shown that the choice of the optimal driving mode can lead to a 10 - 45% cost reduction, depending on the route and traffic situation during the movement. The project of the system of automated selection of high-speed modes of vehicle movement and automated system of energy consumption accounting, for which the state patent of Ukraine was received, is proposed. Energy saving is realized by optimizing the high-speed modes of vehicle traffic.
Keywords*: city electric transport, tram, trolley, electric traction, operational efficiency, electric drive control, high-speed mode of motion, optimization, mathematical modeling, GPS navigation*
О.Г. Алєксєєв, В.Ю. Бондар**.....294**
Використання суперконденсаторів для згладжування коливань та підвищення активної потужності вітроенергетичних установок (ВЕУ)
В статті розглядається можливість підвищення потужності вітроенергетичних установок за рахунок більш повного використання енергії вітру при значній турбулентності вітрового потоку. Вирішення задачі може бути знайдено при застосуванні суперконденсаторів, яким властиві високі динамічні показники притаманні звичайним конденсаторам на відміну від звичайних електрохімічних накопичувачів.
Ключові слова: *суперконденсатор, турбулентність вітрового потоку, альтернативна енергетика, вітроколесо, кут повороту лопатей.*

А.Г. Алексеев, В.Ю. Бондарь
Использование суперконденсаторов для сглаживания колебаний и повышения активной мощности ветроенергетических установок (ВЭУ)
В статье рассматривается возможность повышения мощности ветроэнергетических установок за счет более полного использования энергии ветра при значительной турбулентности ветрового потока .Решение задачи может быть найдено при использовании суперконденсаторов , которым присущи высокие динамические показатели свойственные обычным конденсаторам, в отличие от обычных электрохимических накопителей.
Ключевые слова: *суперконденсатор, турбулентность ветрового потока, альтернативная энергетика, ветроколесо, угол поворота лопастей.*
A.G. Alekseyev, V.Yu. Bondar
The use of supercondensors for smoothing of vibrations and increasing active power of wind power plants (VEU)
The possibility of increasing the capacity of wind power plants due to more complete use of wind energy with significant turbulence of the wind flow is considered. The solution of the problem can be found by using supercapacitors, which have high dynamic parameters typical of conventional capacitors, unlike conventional electrochemical storagedevices.
Key words*: supercapacitor, turbulence of wind flow, alternative energy, wind wheel, angle of rotation of blades.*
О.О. Панкова, П.А. Щіпанський**.....298**
Прогнозні управління електромеханічної системою веу зі змінною швидкістю обертання вітротурбіни
В роботі розглянуто синтез регулятору прогнозного типу для електромеханічної системи ВЕУ зі змінною швидкістю обертання вітротурбіни. Принцип роботи даного регулятора ґрунтується на зв'язку величини видобутку ВЕУ зі значеннями параметрів вітрового потоку. За допомогою математичної моделі вітроенергетичної установки, проведені дослідження впливу частоти пульсації вітру, середнього значення величини швидкості вітрового потоку та заданого динамічного моменту на видобуток. В ході дослідження було встановлено, що частота пульсації вітру не впливає на величину оптимального динамічного моменту, але визначає зону впливу інерційності електромеханічної системи ВЕУ на видобуток електроенергії. Так само в ході дослідження була отримана залежність оптимального динамічного моменту від величини середнього значення швидкості вітрового потоку. З допомогу математичного моделювання була підтверджена працездатність і ефективність розробленого регулятора.
Ключові слова: *прогнозне управління, частота пульсації, математична модель, динамічний момент, видобуток електроенергії, електромеханічна система, вітроенергетична установка.*
О.О. Панкова, П.А. Щипанский
Прогнозное управление электромеханической системой вэу с переменной скоростью вращения ветротурбины
В работе рассмотрен синтез регулятора прогнозного типа для электромеханической системы ВЭУ с переменной скоростью вращения ветротурбины. Принцип работы данного регулятора основывается на связи величины выработки ВЭУ со значениями параметров ветрового потока. С помощью математической модели ветроэнергетической установки, проведены исследования влияния частоты пульсации ветра, среднего значения величины скорости ветрового потока и заданного динамического момента на выработку. В ходе исследования было установлено, что частота пульсации ветра не влияет на величину оптимального динамического момента, но определяет зону влияния инерционности электромеханической системы ВЭУ на выработку электроэнергии. Так же в ходе исследования была получена зависимость оптимального динамического момента от величины среднего значения скорости ветрового потока. С помощь математического моделирования была подтверждена работоспособность и эффективность разработанного регулятора.
Ключевые слова: *прогнозное управление, частота пульсации, математическая модель, динамический момент, выработка электроэнергии, электромеханическая система, ветроэнергетическая установка.*
O. Pankova, P. Shchipanskiy
The forecasting control of electromechanical wind power system with variable speed
The article describes a synthesis of forecasting control type regulator for a electromechanical wind power system with variable speed. The operation principle this regulator is underpinned by a couple of production value with wind quantity value. The influence a wind ripple frequency, a half-value wind speed range and a defined dynamic moment over production was research with the use of wind mathematical power system model. As part of study is elucidate, that the wind ripple frequency isn't influenced on optimal dynamic moment value, but it determines a affected zone of the electromechanical wind power system iterance by an electric power production. As well, the dependence of the optimal dynamic moment on the half-value wind speed range was get by research. A working capacity and efficiency of a developing regulator was acknowledged with the use of mathematical modeling.
Key words*: a forecasting control, a ripple frequency, a mathematical model, a dynamic moment, an electric power production, electromechanical system, wind power system.*

Системы управления и контроля преобразователями электроэнергии.....302

Т.В. Мисак**.....303**
Алгоритм формування вихідної напруги smart transformer на основі математичної моделі пониженого порядку
Запропоновано підхід до керування Smart Transformer з синусоїдальною напругою на виході, який має в своєму складі перетворювач частоти з вихідним LC-фільтром та нелінійний однофазний вихідний трансформатор з додатковою ємністю на виході. Побудовано математичну модель цього Smart Transformer у вигляді нелінійної сингулярно-збуреної системи диференціальних рівнянь. Показано можливість пониження порядку математичної моделі за допомогою інтегрального многовиду у формі степеневого ряду. Проведено синтез алгоритма керування шляхом встановлення однозначної відповідності коефіцієнтів модулюючої функцією та коефіцієнтів функції Ляпунова. Наводяться результати моделювання. Бібл.14, рис.2.
Ключові слова: *перетворювач частоти, Smart Transformer, сингулярно-збурена система, інтегральний многовид, пониження порядку, алгоритм керування напругою.*
Т.В. Мысак
Алгоритм формирования выходного напряжения smart transformer на основе математической модели пониженного порядка
Предложен подход к управлению Smart Transformer, который имеет в своем составе преобразователь частоты с выходным LC-фильтром и нелинейный однофазный выходной трансформатор, с синусоидальным наапряжением на выходе. Построена математическая модель этого Smart Transformer в виде нелинейной сингулярно-возмущенной системы дифференциальных

уравнений. Показана возможность понижения порядка математической модели источника питания с помощью интегрального многообразия в форме степенного ряда. Проведен синтез алгоритма управления путем установления однозначного соответствия между коэффициентами модулирующей функции и коэффициентами функции Ляпунова. Приведены результаты моделирования. Библ.14, рис.2.

Ключевые слова: *преобразователь частоты, Smart Transformer, сингулярно-возмущенная система, интегральное многообразие, понижение порядка, алгоритм управления напряжением.*

T.V. Mysak

Algorithm for forming output voltage of smart transformer on the basis of the reduced order mathematical model

An approach to the control of the Smart Transformer, which includes a frequency converter with an output LC filter and a nonlinear single-phase output transformer with a sinusoidal output voltage, is proposed. A mathematical model of this Smart Transformer in the form of a nonlinear singularly perturbed system of differential equations is constructed. The possibility of decreasing the order of the mathematical model of a power source by means of an integral manifold in the form of a power series is shown. The control algorithm by establishing a one-to-one relation between the coefficients of the modulating function and the coefficients of the Lyapunov function is synthesized. The results of modeling are presented.

Keywords*: frequency converter, smart transformer, singularly-perturbed system, integral manifold, reduction of order, voltage control algorithm.*

Д.Г. Алексієвський, О.Г. Алєксєєв, О.О. Панкова, К.О. Туришев**.....309**

Візуальна модель трифазного мостового випрямляча

У статті було розглянуто візуальну модель тиристорного трифазного мостового випрямляча. Модель реалізована в локальних середніх значеннях змінних, тому має більш високу швидкодію в порівнянні з схемо-технічною моделлю. У моделі реалізовані усі три режими роботи трифазного мостового тиристорного випрямляча. Модель представлено у якості компонента для візуального моделювання складних електротехнічних комплексів. В роботі також наведені порівняльні результати моделювання джерела живлення з використанням даної компоненти і його схемо-технічної моделі. Результати підтверджують адекватність використання компоненти, що запропонована у роботі.

Ключові слова: *трифазний мостовий випрямляч, моделювання електротехнічних комплексів, візуальна математична модель, зовнішня характеристика трифазного мостового випрямляча.*

Д.Г. Алексеевский, А.Г. Алексеев, О.О. Панкова, К.О. Турышев

Визуальная модель трехфазного мостового выпрямителя

В статье рассматривается визуальная модель тиристорного трехфазного мостового выпрямителя. Модель реализована в локальных средних значениях переменных, поэтому обладает более высоким быстродействием по сравнению со схемотехнической моделью. В модели реализованы все три режима работы трехфазного мостового тиристорного выпрямителя. Модель представлена как компонента для визуального моделирования сложных электротехнических комплексов. В работе также приведены сравнительные результаты моделирования источника питания с использованием данной компоненты и его схемо-технической модели. Результаты подтверждают адекватность использования предложенной компоненты.

Ключевые слова: *трехфазный мостовой выпрямитель, моделирование электротехнических комплексов, визуальная математическая модель, внешняя характеристика трехфазного мостового выпрямителя.*

D. Alekseevskiy, O. Alyeksyeyev, O. Pankova, K. Turyshev

The visual model of a threephase bridge rectifier

The article describes a visual model of a thyristor three-phase bridge rectifier. The model is realized in local average variable values. Therefore, its performance speed higher than that of a sheer-oriented model. All three-operation regimes of a three-phase thyristor bridge rectifier are realized in this model. The model is presented as a component for visual modeling of complex electric technical systems. The article provides the comparative results of modeling a power source, using this component and its sheet-oriented model. The results confirm the adequacy of a using the proposed component.

Key words*: a three-phase bridge rectifier, a modeling of complex electric technical systems, a visual mathematical model, a three-phase bridge rectifier characteristic curve.*

В.В. Замаруєв**.....313**

Обмеження теореми Котельникова-Шеннона про вибірках і її застосування при розробці цифрових систем управління силовими перетворювачами електроенергії

Перенесення відомих рішень цифрової обробки сигналів з галузі зв'язку в сферу систем управління перетворювачами електричної енергії (конвертори, активні фільтри та ін.) стикається з низкою труднощів. До них відносяться проблеми, що виникають при ідентифікації сигналів з максимальною частотою відповідно до теореми Котельникова-Шеннона про вибірки. У статті розглядаються обмеження, що накладаються на застосування теореми Котельникова-Шеннона стосовно області розробки цифрових систем управління силовими перетворювачами, які усувають перераховані проблеми.

Ключові слова: *цифрові системи керування; силові перетворювачі; Котельников; Найквіст; Шеннон; теорема про вибірки; критична частота.*

В.В. Замаруєв

Ограничения теоремы Котельникова-Шеннона о выборках и ее применение при разработке цифровых систем управления силовыми преобразователями электроэнергии

Перенос известных решений цифровой обработки сигналов из области связи в сферу систем управления преобразователями электрической энергии (конверторы, активные фильтры и т.д.) сталкивается с рядом трудностей. К ним относятся проблемы, возникающие при идентификации сигналов с максимальной частотой в соответствии с теоремой Котельникова-Шеннона о выборках. В статье рассматриваются ограничения, накладываемые на применение теоремы Котельникова-Шеннона применительно к области разработки цифровых систем управления силовыми преобразователями, которые устраняют перечисленные проблемы.

Ключевые слова: *цифровые системы управления; силовые преобразователи; Котельников; Найквист; Шеннон; теорема о выборках; критическая частота.*

V.V. Zamaruiev

Limitations of the Kotelnikov-Shannon sampling theorem and its application to the development of digital control systems for power converters

Transferring the known signal processing solutions from the field of communication to the field of digital control systems for electric power converter (inverters, active filters, etc.) developers are facing a number of challenges. These include problems with the identi-

fication of signals with a maximum frequency in accordance with the Kotelnikov-Shannon sampling theorem. This article discusses the limitations imposed on the use of boundary conditions of this theorem applied to development of digital control systems for power converters that eliminate these problems.

***Keywords**: digital control system; power converter; Kotelnikov; Nyquist; Shannon; sampling theorem; critical frequency.*

***В.І. Колосов, Е.В. Васечко*.....318**

Формування квазісинусоїдальної напруги в мостових інверторах

Запропоновано спосіб формування вихідної квазісинусоїдальної напруги в мостових інверторах, що характеризується хорошим використанням напруги живлення, відповідністю вимог до якості електроенергії по спектрального складу, простотою формування закону модуляції і рівномірним завантаженням ключових елементів струмами комутації. Проведено аналіз характеристик якості сформованої вихідної напруги і визначені робоча область і оптимальні значення відносної тривалості фронтів при ШІМ по трапецієвидному закону з лінійною і синусоїдальною формами фронтів з умови селективного придушення гармонік, найближчих до основної. Проведено оцінку зниження потужності динамічних втрат в перемикаючих елементах мостового інвертора з вибраними видами модуляції в порівнянні з однополярною ШІМ за синусоїдальним законом.

***Ключові слова:** мостовий інвертор, квазісинусоїдальна напруга, широтно-імпульсна модуляція.*

В.И. Колосов, Е.В. Васечко

Формирование квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах

Предложен способ формирования выходного квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах, характеризующийся хорошим использованием напряжения питания, соответствием требований к качеству электроэнергии по спектральному составу, простотой формирования закона модуляции и равномерной загрузкой ключевых элементов токами коммутации. Проведен анализ характеристик качества формируемого выходного напряжения и определены рабочая область и оптимальные значения относительной длительности фронтов при ШИМ по трапецеидальному закону с линейной и синусоидальной формами фронтов из условия селективного подавления гармоник, ближайших к основной. Проведена оценка снижения мощности динамических потерь в переключающих элементах мостового инвертора с выбранными видами модуляции по сравнению с однополярной ШИМ по синусоидальному закону.

***Ключевые слова:** мостовой инвертор, квазисинусоидальное напряжение, широтно-импульсная модуляция.*

V.I. Kolosov, E.V. Vasechko

Formation of quasi-sinusoidal voltage in bridge inverters

A method is proposed for generating an output quasi-sinusoidal voltage in bridge inverters, characterized by good use of the supply voltage, compliance with the requirements for the quality of electricity by spectral composition, the simplicity of the law of modulation, and the uniform loading of key elements by commutation currents. The analysis of the quality characteristics of the generated output voltage is carried out and the working range and optimal values of the relative edge duration for PWM are determined by the trapezoidal law with linear and sinusoidal forms of the fronts from the condition of selective suppression of harmonics closest to the fundamental. The estimation of the reduction in the power of the dynamic losses in the switching elements of the bridge inverter with the selected modes of modulation is compared with the unipolar PWM by the sinusoidal law.

***Key words**: bridge inverter, quasi-sinusoidal voltage, pulse-width modulation.*

***С.К. Мещанінов, К.В. Авдєєнко*.....324**

Система моніторингу психофізіологічного стану водія автотранспорту

Представлені результати дослідження системи моніторингу психофізіологічного стану водія автотранспорту такої системи. Сформульована математична модель та обґрунтований набір біометрич-них параметрів. Запропонована блок-схема системи моніторингу психофізіологічного стану водія автотранспорту з урахуванням використання біометричних інформаційних параметрів, набір яких обґрунтований у роботі.

***Ключові слова:** Система, моніторинг, психофізіологічний стан, математична модель, біометричні параметри.*

С.К. Мещанинов, К.В. Авдеенко

Система мониторинга психофизиологического состояния водителя автотранспорта

Представлены результаты исследования системы мониторинга психофизиологического состояния водителя автотранспорта такой системы. Сформулирована математическая модель и обоснован набор информативных биометрических параметров. Предложена блок-схема системы мониторинга психо-физиологического состояния водителя автотранспорта с учетом использования биометрических информативных параметров, набор которых обоснован в работе.

***Ключевые слова:** Система, мониторинг, психофизиологическое состояние, математическая модель, биометрические параметры.*

S.K. Meshaninov, K.V. Avdeenko

The system of monitoring of psychophysiological state of the driver of the vehicle

There are presented results of a study of the system of monitoring of psychophysiological state of the driver of vehicles of the system. We formulated a mathematical model and justifies a set of informative biometric parameters. The proposed block diagram of the system of monitoring of psychophysiological state of the driver of vehicles with the use of biometric informative parameters, which is grounded in the work.

***Keywords**. System, monitoring, psychophysiological state, mathematical model, biometric parameters.*

***С.К. Мещанінов, Ю.Ю. Гупало*.....328**

Метод контролю психофізичного стану машиніста локомотивного складу за параметрами мовного сигналу

У статті розглядається питання створення методу безперебійного контролю ПФС машиніста локомотивного складу протягом робочої зміни, що є можливим при розробці системи моніторингу. Система враховує індивідуальні особливості людини за допомогою установки «Голос», яка здатна ідентифікувати особистість знаходженням частоти основного тону, розпізнати і безперервно аналізувати ПФС машиніста по заданим критеріям з виведенням оціночного показника мовленнєвого сигналу.

***Ключові слова.** Машиніст локомотивного складу, частота основного тону, ідентифікація особистості, підсистема «Голос», психофізичний стан.*

С.К. Мещанинов, Ю.Ю. Гупало

Метод контроля психофизического состояния машиниста локомотивного состава по параметрам речевого сигнала

В статье рассматривается вопрос создания метода бесперебойного контроля ПФС машиниста локомотивного состава в течение рабочей смены, что является возможным при разработке системы мониторинга. Система учитывает индивидуальные особенности человека с помощью установки «Голос» , которая способна идентифицировать личность нахождением частоты

основного тона, распознать и непрерывно анализировать ПФС машиниста по заданым критериям с выведением оценочного показателя речового сигнала.

Ключевые слова: *Машинист локомотивного состава, частота основного тона, идентификация личности, подсистема «Голос», психофизическое состояние.*

S.K. Meshaninov, U.U. Gupalo

The method of controlling the psychophysical state of the driver of locomotive composition by the parameters of the speech signal

The article discusses the issue of creating a method for the uninterrupted control of the PFC of the driver of locomotive composition during the working shift, which is possible when developing a monitoring system. The system takes into account individual characteristics of a person by setting the "voice", which is able to identify the person finding the pitch frequency, and to recognize continuously analyze for PFC driver according to the given criteria with deducing the estimated indicator of the speech signal.

Keywords: *The Driver Of Locomotive Composition, the frequency of the main tone, the identification of the personality, the subsystem "The Voice", the psychophysical state.*

Д.Г. Алексієвський**.....*****332***

Візуальне моделювання багатоканальний ветроелектрогенеріруючіх систем

В роботі наведено методику синтезу візуальних математичних моделей складних багатоканальних вітроелектрогенеруючих систем, яка дозволяє скоротити час синтезу і зменшити ймовірність помилки. Модель будується у два етапи: побудова структури трактів перетворення потужності; перетворення структури трактів у візуальну математичну модель за допомогою, сформованої заздалегідь, бібліотеки стандартних блоків. Вводиться уніфікація позначення субблоків моделі, що створює передумови для ефективної роботи розробників у напрямку розвитку даної методики синтезу моделей в частині формування бібліотеки субблоків. Модель на стадії структури трактів перетворення потужності сприяє розумінню роботи багатоканальної системи. Візуальна модель може бути використана для імітаційного моделювання роботи багатоканальної вітроелектрогенеруючої системи, а також для її подання у формі рівнянь змінних стану для процедури синтезу оптимальних регуляторів.

Ключові слова: *вітроенергетична установка, вітроелектрогенеруюча система, математична модель, імітаційне моделювання.*

Д.Г. Алексеевский

Визуальное моделирование многоканальных ветроэлектрогенерирующих систем

В работе приведена методика синтеза визуальных математических моделей сложных многоканальных ветроэлектрогенерирующих систем, которая позволяет сократить время синтеза и уменьшить вероятность ошибки. Модель строится в два этапа: построение структуры трактов преобразования мощности; преобразование структуры трактов в визуальную математическую модель с помощью, сформированной заранее, библиотеки стандартных блоков. Вводится унификация обозначения субблоков модели, что создает предпосылки для эффективной работы разработчиков в направлении развития данной методики синтеза моделей в части формирования библиотеки субблоков. Модель на стадии структуры трактов преобразования мощности способствует пониманию работы многоканальной системы. Визуальная модель может быть использована для имитационного моделирования работы многоканальной ветроэлектрогенерирующей системы, а также для ее представления в форме уравнений переменных состояния для процедуры синтеза оптимальных регуляторов.

Ключевые слова: *ветроэнергетическая установка, ветроэлектрогенерирующая система, математическая модель, имитационное моделирование.*

D. Alekseevskiy

Visual simulation of multilink windelectricgeneration system

This article contains a method for synthesizing visual mathematical model of complex multilink windelectricgeneration system, which allows reducing time of synthesis and decreasing error probability. The model is created in two steps: creating the structure of power conversion circuits transformer the structure of circuits into visual mathematical model with the help of previously database of standard blocks. The article provides a system of labeling model subblocks to make the process of developing method of model synthesis, particularly subblocks database formations more effective. The model at the stage of structured power conversion circuits improves the knowledge of how the multilink system works. The visual model can be used to simulate the operation of a multilink windelectricgeneration system and to represent it in the form of state variable equations to synthesize optimal regulators.

Key words*: a wind power system, a windelectricgeneration system, a mathematical model, a imitative modeling.*

Электромагнитная совместимость и качество электроэнергии.....337

В.О. Павловський, О.М. Юрченко**.....*****338***

Компенсація паразитної ємності дроселя для електромережних протизавадних фільтрів

У статті розглянуто спосіб компенсації паразитної ємності дроселя для електромережних протизавадних фільтрів. Одержано вирази для оптимального значення ємності конденсатора у схемі компенсації в залежності від ступеню магнітного зв'язку між обмотками дроселя схеми компенсації та від граничної частоти. Результати електронного моделювання підтвердили правильність одержаних виразів.

Ключові слова: *паразитна ємність дроселя, протизавадний фільтр, електромагнітна сумісність.*

В.А. Павловский, О.Н. Юрченко

Компенсация паразитной емкости дросселя для электросетевых помехоподавляющих фильтров

В статье рассмотрен способ компенсации паразитной емкости дросселя для электросетевых помехоподавляющих фильтров. Получены выражения для оптимального значения емкости конденсатора в схеме компенсации в зависимости от степени магнитной связи между обмотками дросселя, схемы компенсации и предельной частоты. Результаты электронного моделирования подтвердили правильность полученных выражений.

Ключевые слова: *паразитная емкость дросселя, помехоподавляющий фильтр, электромагнитная совместимость.*

V.O. Pavlovskyi, O.M. Yurchenko

Compensation of the parasitic capacitance of the throttle for power grid interference suppression filters

The article considers a method for compensation of the parasitic capacitance of the throttle for electric network noise suppression filters. Expressions are obtained for the optimum capacitor capacitance in the compensation circuit, depending on the degree of mag-

netic coupling between the throttle windings, the compensation circuit, and the limiting frequency. The results of the electronic simulation confirmed the correctness of the expressions obtained.

***Keywords**: parasitic capacitance of throttle, interference suppression filter, electromagnetic compatibility.*

***М.Я. Островерхов, В.В.Мальцев*.....342**

Моделювання атмосферних перенапружень в електричних лініях. Невирішені задачі

Місця встановлення та параметри захисних пристроїв від атмосферних перенапружень на лініях електропередач (ЛЕП) необхідно вибирати з урахуванням параметрів блискавок, а також форми хвилі перенапруги від блискавки. Проблемою сучасної методики розрахунку хвиль перенапруг є те, що вона не враховує весь процес надходження перенапруги до лінії електропередач, а обмежується розрахунками, починаючи з моменту удару блискавки у фазу чи неподалік лінії. У даній роботі здійснено огляд моделей зворотного удару блискавки і запропоновано методику розрахунку, яка більш адекватно зможе відтворити реальний процес удару блискавки. Для повного і точного моделювання перехідних процесів в ЛЕП при атмосферних перенапруженнях необхідно розраховувати вплив електромагнітного поля блискавки починаючи з деякого моменту під час наближення лідера блискавки до лінії.

***Ключові слова:** атмосферні перенапруження, електрична лінія, блискавка, метод кінцевих різниць в часовій області.*

Н.Я. Островерхов, В.В.Мальцев

Моделирование атмосферных перенапряжений в электрических линиях. Нерешенные задачи

Места установки и параметры защитных устройств от атмосферных перенапряжений на линиях электропередач (ЛЭП) необходимо выбирать с учетом параметров молний, а также формы волны перенапряжения от молнии. Проблемой современной методики расчета волн перенапряжений является то, что она не учитывает весь процесс поступления перенапряжения в линии электропередач, а ограничивается расчетами, начиная с момента удара молнии в фазу или неподалеку линии. В данной работе сделан обзор моделей обратного удара молнии и предложена методика расчета, которая более адекватно сможет воспроизвести реальный процесс удара молнии. Для полного и точного моделирования переходных процессов в ЛЭП при атмосферных перенапряжениях необходимо рассчитывать влияние электромагнитного поля молнии начиная с некоторого момента при приближении лидера молнии к линии.

***Ключевые слова:** атмосферные перенапряжения, электрическая линия, молния, метод конечных разностей во временной области.*

M.J. Ostroverkhov, V.V. Maltsev

Modeling of atmospheric overvoltage in the electrical lines. Outstanding problem

Locations and surge's parameters on power lines (PL) should be selected within the parameters of lightning and lightning overvoltage waveform. The problem of modern methods of wave calculating is that it ignores the whole process of surge flow to power lines and is limited to calculations from the time the lightning strike into a phase or near the line. In this paper we review models of reverse lightning strike and the method of calculation that can more adequately reproduce the actual process of lightning. For a complete and accurate modeling of transients in PL during overstress atmospheric effects of electromagnetic fields from lightning should be calculated at some point during the way of the lightning leader to the line.

***Keywords**: atmospheric strain, electric lines, lightning, method of finite differences in the time domain.*

***О.М. Сінчук, В.А. Кольсун, О.О. Удовенко, Д.В. Риженков, В.М. Макодзьоб*.....346**

Гармоніки мережевого струму дволанкових перетворювачів частоти

Досліджені електромагнітні процеси у первинній ланці дволанкових перетворювачів частоти, побудованих на інверторах напруги. Здійснений математичний опис процесів, що характеризують перервний, неперервний, граничнонеперервний та граничноперервний режими. Встановлена відмінність між останніми двома режимами. У точці граничного режиму виявлений розрив математичних функцій інтегральних показників, включаючи – коефіцієнту зсуву та коефіцієнту спотворення мережевого струму дволанкових перетворювачів частоти.

***Ключові слова:** дволанковий перетворювач частоти, мережевий струм, гармоніки струму, коефіцієнт спо-творення, коефіцієнт зсуву*

О.Н. Синчук, В.А. Кольсун, О.А. Удовенко, Д.В. Рыженков, В.Н. Макодзеб

Гармоники сетевого тока двухзвенного преобразователя частоты

Исследованы электромагнитные процессы в первичном звене двухзвенных преобразователей частоты, построенных на инверторах напряжения. Осуществлено математическое описание процессов, характеризирую-щих прерывистый, непрерывный, граничнонепрерывный и граничнопрерывистый режимы. Установлено отличие между последними двумя режимами. В точке граничного режима обнаружен разрыв математических функ-ций интегральных показателей, в том числе – коэффициента сдвига и коэффициента искажения сетевого тока двухзвенных преобразователей частоты.

***Ключевые слова:** двухзвенный преобразователь частоты, сетевой ток, гармоники тока, коэффициент ис-кажения, коэффициент сдвига*

O.M. Sinchuk, V.A. Kolsun, O.A. Udovenko, D.V. Ryzhenkov, V.M. Makojob

Power system current harmonics of indirect ac power convertor

Investigated electromagnetic processes in the primary level of two-frequency converters, built on the inverter volt-age. Implemented mathematical description of the processes that characterize intermittent, continuous, boundary-continuous and boundary-discontinuous modes. Set the difference between the last two modes. At the boundary point mode discovered the discontinuity in mathematical functions of integral indicators, including displacement power factor and distortion power factor of the SMART grid current indirect power converters.

***Keywords**: indirect power converter, line current, current harmonics, displacement power factor, distortion power factor*

***О.О. Шавьолкін*.....350**

Силовий активний фільтр з послідовним з'єднанням однофазних інверторів напруги в вихідних фазах

Розглянуто трифазний паралельний силовий активний фільтр з послідовним з'єднанням інверторів в фазах. Запропоновано використовувати принцип формування миттєвого значення вихідного фазного струму за відхиленням з фіксованою частотою модуляції, що задається модулюючою напругою з корекцією помилки при багаторівневій ШІМ. Значення струму інверторів формується відповідно до струму навантаження і вихідного сигналу регулятора напруги в ланці постійного струму, що визначає активну складову струму мережі. Результати моделювання підтверджують ефективність запропонованих рішень.

Ключові слова: паралельний силовий активний фільтр, інвертор напруги в режимі джерела струму, відхилення струму, модулююча напруга, корекція відхилення, биполярна модуляція регулятор напруги, моделювання.

А.А. Шавёлкин

Силовой активный фильтр с последовательным соединением однофазных инверторов напряжения в выходных фазах

Рассмотрен трехфазный параллельный силовой активный фильтр с последовательным соединением инверторов в фазах. Предложено использовать принцип формирования мгновенного значения выходного фазного тока по отклонению с фиксированной частотой модуляции, задаваемой модулирующим напряжением с коррекцией ошибки при многоуровневой ШИМ. Значение тока инверторов формируется в соответствии с током нагрузки и выходным сигналом регулятора напряжения в звене постоянного тока, определяющим активную составляющую тока сети. Результаты моделирования подтверждают эффективность предложенных решений.

Ключевые слова: параллельный силовой активный фильтр, инвертор напряжения в режиме источника тока, отклонение тока, модулирующее напряжение, коррекция отклонения, биполярная модуляция, регулятор напряжения, моделирование.

A.A. Shavelkin

Power active filter with series connection of single-phase voltage inverters in output phases

A three-phase parallel power active filter with a series connection of inverters in phases is considered. It is proposed to use the principle of formation of instantaneous value of the output phase current in accordance with the current deviation at a fixed carrier frequency, which is given by the modulating voltage with error correction when using a multilevel PWM. The value of the inverters current is formed in accordance with the load current and the output signal of the voltage controller in the DC link, which determines the active component of the network current. The results of the simulation confirm the effectiveness of the proposed solutions.

Keywords: parallel power active filter, voltage inverter in current source mode, current deviation, modulating voltage, deflection correction, bipolar modulation, voltage controller, simulation.

А.Ф. Жаркін, А.Г.Пазєєв, В.О. Новський, Д.О. Малахатка.....354

Якість вихідної напруги трифазних активних коректорів коефіцієнту потужності

Наведено результати імітаційного моделювання електромагнітних процесів і режимів роботи трифазних активних коректорів коефіцієнту потужності підвищеної надійності, що побудовані на основі однофазних модулів, та досліджено вплив параметрів перетворювачів, їх систем керування та системи зворотного зв'язку на якість вихідної напруги в стаціонарних режимах роботи. Показано, що в несиметричних режимах мережі у порівнянні з симетричними режимами у вихідній напрузі яскраво виражені пульсації на подвійній частоті мережі, рівень яких може значно перевищувати пульсації, що визначаються імпульсним характером процесів у перетворювачах, а також підвищується негативний вплив на якість вхідного струму по ланцюгах зворотного зв'язку, аж до втрати стійкості, тому для покращення якості як вихідної напруги так і вхідного струму при несиметрії вхідної трифазної напруги перетворювачів необхідно приймати відповідні заходи, наприклад, за рахунок вибору більшого значення ємності конденсатору вихідного фільтру та збільшення сталої часу корегувальної ланки в системі зворотного зв'язку.

Ключові слова: *електромагнітна сумісність, активний коректор коефіцієнту потужності, імітаційне моделювання, якість вихідної напруги.*

А.Ф. Жаркин, А.Г. Пазеев, В.А. Новский, Д.А. Малахатка

Качество выходного напряжения трехфазных активных корректоров коэффициента мощности

Представлены результаты имитационного моделирования электромагнитных процессов и режимов работы трехфазных активных корректоров коэффициента мощности повышенной надежности, построенных на основе однофазных модулей, исследовано влияние параметров преобразователей, их систем управления и системы обратной связи на качество выходного напряжения в стационарных режимах работы. Показано, что в несимметричных режимах сети, по сравнению с симметричными режимами, в выходном напряжении ярко выражены пульсации на двойной частоте сети, уровень которых может значительно превышать пульсации, которые определяются импульсным характером процессов в преобразователях, а также повышается негативное влияние на качество входного тока по цепям обратной связи, вплоть до потери устойчивости, поэтому для улучшения качества как выходного напряжения так и входного тока при несимметрии входного трехфазного напряжения преобразователей необходимо применять соответствующие меры, например, за счет выбора большего значения емкости конденсатора выходного фильтра и увеличения постоянной времени корректирующего звена в системе обратной связи.

Ключевые слова: *электромагнитная совместимость, активный корректор коэффициента мощности, имитационное моделирование, качество выходного напряжения.*

A.F. Zharkin, A.H. Pazieiev, V.O. Novskyi, D.O. Malakhatka

The quality of the output voltage three-phase active power factor correction

The results of the simulation of electromagnetic processes and modes of three-phase active power factor correction of high reliability, which are based on single phase units, and the influence of parameters of transducers, systems control and feedback system on the quality of the output voltage in stationary modes. It is shown that in asymmetric mode network compared to symmetric modes of output voltage pronounced ripple at double frequency, the level of which may considerably exceed the ripple determined impulsive nature of processes in converters, as well as increased negative impact on the quality of the input current to the feedback communication, up to the loss of stability, so as to improve the quality of the output voltage and input current unbalance when the input voltage three-phase transformers must be taken coincidences Vienna events, for example, by choosing a larger capacitance value and increase output filter time constant correction level system feedback.

Key words*: electromagnetic compatibility, active power factor correction, simulation modeling, output voltage quality.*

В.В. Замаруєв , Б.О. Стисло , Є.М. Косарєв.....360

Покращення якості електричної енергії в системі електроживлення залізничного транспорту шляхом застосування накопичувачів електричної енергії

Пропонується розміщення додаткових підсилюючих пунктів уздовж лінії електропостачання залізниці на основі батарейних систем накопичувачів електричної енергії. Проведено оціночні розрахунки показників системи тягового електропостачання на дослідній ділянці. Наведено результати моделювання, що підтверджують зменшення відхилень напруги за рахунок згладжування профілю завантаження мережі. Виконано попередні розрахунки щодо необхідної ємності акумуляторних підсилюючих пунктів та надано рекомендації щодо вибору конкретних типів електрохімічних накопичувачів електричної енергії. Запропоновано методику визначення мінімального процентного співвідношення ємностей кожного з накопичувачів електричної енергії, що входять до складу гібридного накопичувача.

Ключові слова: *залізничний транспорт, мережа електропостачання, батарейні системи накопичувачів електричної енергії, пульсації потужності, рекуперація, якість електричної енергії, електрорушійний склад, частотний діапазон ефективної роботи накопичувача, гібридний накопичувач електричної енергії.*

В.В. Замаруєв, Б.А. Стысло, Е.М. Косарєв
Улучшение качества электрической энергии в системе электропитания железнодорожного транспорта путем применения накопителей электрической энергии
Предлагается размещение дополнительных усилительных пунктов вдоль линии электроснабжения железной дороги на основе батарейных систем накопителей электрической энергии. Проведены оценочные расчеты показателей системы тягового электроснабжения на опытном участке. Приведены результаты моделирования, подтверждающие уменьшение отклонений напряжения за счет сглаживания профиля загрузки сети. Выполнены предварительные расчеты по необходимой емкости аккумуляторных усилительных пунктов и даны рекомендации по выбору конкретных типов электрохимических накопителей электрической энергии. Предложена методика определения минимального процентного соотношения емкостей каждого из накопителей электрической энергии, входящих в состав гибридного накопителя.
Ключевые слова: *железнодорожный транспорт, сеть электроснабжения, батарейные системы накопителей электрической энергии, пульсации мощности, рекуперация, качество электрической энергии, электродвижущей состав, частотный диапазон эффективной работы накопителя, гибридный накопитель электрической энергии.*
V.V. Zamaruev, B.A. Styslo, E.M. Kosarev
Improvement of electric energy quality in the system of power transmission of railway transport by using energy storage devices
It is proposed to place additional boost points along the railway supply line, based on the battery-operated electric energy storage systems. The estimated calculations of the traction power supply system parameters on the experimental section were carried out. There are also presented simulation results, which confirm the decrease of voltage deviations due to smoothing of network loading profile. The preliminary calculations concerning the required capacitance of battery boost points and preliminary recommendations for choosing particular types of electrochemical electric energy storage devices were made. It was proposed the method determines the minimal percentage ratio of each electric energy storage devices capacities, which are the parts of hybrid storage device.
Keywords*: railway transport, power supply network, battery energy storage systems, power ripple, regenerative breaking, power quality, electric motive power, frequency range of efficient operation of energy storage device, hybrid energy storage device.*
Г.С. Белоха **..... *365***
Електромагнітна сумісність перетворювач частоти для індукційного нагріву
Наведено дослідження перетворювача частоти для індукційного нагріву перед пластичною деформацією з стабілізацією потужності навантаження. Наведені результати моделювання підтверджують стабілізацію потужності навантаження при зміні опору навантаження, викликаних нагріванням.
Ключові слова: *перетворювач частоти, індукційний нагрів, активний випрямляч, електромагнітна сумісність*
Г.С. Белоха
Электромагнитно совместимый преобразователь частоты для индукционного нагрева
Приведено исследование преобразователя частоты для индукционного нагрева перед пластической дефор-мацией со стабилизацией мощности нагрузки. Приведенные результаты моделирования подтверждают стабили-зацию мощности нагрузки при изменении сопротивления нагрузки, вызванных нагревом.
Ключевые слова: *преобразователь частоты, индукционный нагрев, активный выпрямитель, электромаг-нитная совместимость*
G.S. Belokha
Electromagnetic compatible frequency converter for induction heating
The frequency converter for induction heating is studied before plastic deformation with load power stabilization, The above simulation results confirm the stabilization of the load power when the load resistance caused by heating changes.
Keywords*: frequency converter, induction heating, active rectifier, electromagnetic compatibility*
Г.М. Мустафа, С.И. Гусев, О.М. Єршов **..... *369***
Про проблему фільтрації електричних мереж при динамічно-мінливих умовах і її вирішення за допомогою активних елементів
Розглядаються питання динамічної фільтрації гармонік з використанням пасивних LC - ланцюгів і широтно-модульованих перетворювачів. Показано, що високодобротні резонансні фільтри в умовах динамічно мінливого навантаження мережі не тільки не покращують, але навіть погіршують ситуацію. Високочастотні ШІМ транзисторні перетворювачі напруги дозволяють синтезувати фільтри, які ефективно поглинають мережеві гармоніки, навіть коли вони модульовані по амплітуді і фазі.
Ключевые слова*: пасивні фільтри, активні фільтри, амплітудна і фазна модуляція*
Г.М. Мустафа, С.И. Гусев, А.М. Ершов
О проблеме фильтрации электрических сетей при динамично-меняющихся условиях и её разрешении с помощью активных элементов
Рассматриваются вопросы динамической фильтрации гармоник с использованием пассивных LC – цепей и широтно-модулированных преобразователей. Показано, что высокодобротные резонансные фильтры в условиях динамично меняющейся нагрузки сети не только не улучшают, но даже ухудшают ситуацию. Высокочастотные ШИМ транзисторные преобразователи напряжения позволяют синтезировать фильтры, которые эффективно поглощают сетевые гармоники, даже когда они модулированы по амплитуде и фазе.
Ключевые слова: *пассивные фильтры, активные фильтры, амплитудная и фазная модуляция*
G.M. Mustafa, S.I. Gusev, A.M. Ershov
On the problem of electrical networks filtering under dynamic changing conditions and its solving by means of active elements.
Dynamic filtering of voltage using passive LC-filters and PWM Converters are considered. It's shown that high-Q resonant filters in case of dynamically changing loading of a network not only do not improve, but can even worsen a situation. The high-frequency PWM IGBT converters allow synthesizing the filters which are effectively absorbing network harmonics even when harmonicas are modulated on amplitude and phase.
Keywords*: passive filters, active filter, amplitude and phase modulation*
А.О. Дранкова, С.С. Міхайков, І.І. Красовський **..... *373***
Методи підвищення якості електроенергії суднової системи електроживлення із нелінійним навантаженням
Представлено один з методів підвищення якості електроенергії суднової системи електроживлення із нелінійним навантаженням, а саме пасивна фільтрація. Описано експериментальний стенд, зібраний у лабораторії електромеханічних систем кафе-

дри судової електромеханіки и електротехніки Національного університету «Одеська морська академія». В якості нелінійного навантаження представлено асинхронний двигун з частотним перетворювачем фірми Mitsubishi Electric серії FR A700 потужністю 2,2 кВт, котрий емітує роботу привода підрулюючого пристрою. Показана методика побудови трифазного фільтру С-типу. Отримані якісні характеристики параметрів електромережі при використанні фільтру С-типу для типових режимів роботи підрулюючого пристрою. Наведені рекомендації з побудови пасивних фільтрів для конкретного нелінійного навантаження.

Ключові слова: *автономне джерело, нелінійне навантаження, частотний перетворювач, асинхронний двигун, підрулюючий пристрій, пасивний фільтр, сумарний коефіцієнт гармонік (THD).*

А.О. Дранкова, С.С. Михайков, И.И. Красовский

Повышение качества электроэнергии в системе «автономный источник – нелинейная нагрузка» средствами пассивной фильтрации

Представлен один из методов повышения качества электроэнергии судовой системы электроснабжения с нелинейной нагрузкой, а именно пассивная фильтрация. Описан экспериментальный стенд, собранный в лаборатории электромеханических систем кафедры судовой электромеханики и электротехники Национального университета «Одесская морская академия». В качестве нелинейной нагрузки представлен асинхронный двигатель с частотным преобразователем фирмы Mitsubishi Electric серии FR A700 мощностью 2,2 кВт, который эмитирует работу привода подруливающего устройства. Показана методика построения трехфазного фильтра С-типа. Получены качественные характеристики параметров электросети при использовании фильтра С-типа, настроенного на 3-ю гармонику для типовых режимов работы подруливающего устройства. Даны рекомендации по построению пассивных фильтров для конкретной нелинейной нагрузки.

Ключевые слова: *автономный источник, нелинейная нагрузка, частотный преобразователь, асинхронный двигатель, подруливающее устройство, пассивный фильтр, суммарный коэффициент гармоник (THD).*

A.O. Drankova, S.S. Mikhaykov, I.I. Krasovskyi

Increase of electricity quality in the system «autonomous source - nonlinear load» by means of passive filtration

One of the methods for improving the electrical power quality of the ship's power supply system with non-linear load is presented, namely passive filtration. The experimental stand, assembled in the laboratory of electromechanical systems of the ship electromechanics and electrical engineering department of the National University "Odessa Maritime Academy", is described. As a non-linear load, an induction motor with a frequency converter of Mitsubishi Electric, the FR A700 series, with a power of 2.2 kW, which simulated the bowthruster drive operation, is presented. The construction method of a three-phase C-type filter is shown. Qualitative characteristics of the electrical network parameters were obtained when using a C-type filter tuned to the 3rd harmonic for typical modes of bow thruster operation. Recommendations are given on the construction of passive filters for a particular nonlinear load.

Keywords*: autonomous source, nonlinear load, frequency converter, asynchronous motor, bow thruster, passive filter, total harmonic distortion.*

Современные системы автоматизированного электропривода, компоненты, диагностика……378

І.В. Волков, В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко, П.П. Подейко**.....*****379***

Система з нечіткою логікою регулювання режимів роботи установки з виробництва базальтового супертонкого волокна

Розглянуто основні фактори, що впливають на процес волокноутворення при виробництві базальтового супертонкого волокна. Встановлено, що стабілізація діаметра первинної нитки визначає підвищення ефективності роботи установки. Побудована система регулювання і стабілізації діаметру первинних ниток на базі нечіткого логічного контролера, яка забезпечує регулювання швидкості витягування грубих волокон і температури фільерного поля в залежності від діаметра нитки, часу роботи живильника і температури розплаву в печі.

Ключові слова: *Базальтове супертонке волокно, тиристорний регулятор струму, фільерний живильник, первинна нитка, трансформатор, система керування, нечіткий логічний контролер.*

И.В. Волков, В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко, П.П. Подейко

Система с нечеткой логикой регулирования режимов работы установки по производству базальтового супертонкого волокна

Рассмотрены основные факторы, влияющие на процесс волокнообразования при производстве базальтового супертонкого волокна. Установлено, что стабилизация диаметра первичной нити определяет повышение эффективности работы установки. Построена система регулирования и стабилизации диаметра первичных нитей на базе нечеткого логического контроллера, которая обеспечивает регулирование скорости вытягивания грубых волокон и температуры фильерного поля в зависимости от диаметра нити, времени работы питателя и температуры расплава в печи.

Ключевые слова: *базальтовое супертонкое волокно, тиристорный регулятор тока, фильерный питатель, первичная нить, трансформатор, система управления, нечеткий логический контроллер.*

I.V. Wolkov, V.P. Styazhkin, O.A. Zaichenko, P.P. Podeyko

Fuzzy logic system for operating modes regulation of the installation on basalt superthin fiber production

The main factors affecting the fiber formation process of the basaltic superthin fiber production are considered. It is established that the primary thread diameter stabilization determines the increase in the installation efficiency. The primary filaments diameter regulating and stabilizing system based on a fuzzy logic controller is designed. The system provides speed control of the coarse fibers drawing and the spinneret temperature control, depending on the filament diameter, the feeder runtime and the melt temperature in the furnace.

Keywords*: Basalt superthin fiber, thyristor current regulator, spinneret feeder, primary thread, transformer, control system, fuzzy logic controller.*

В.Ю. Ноженко, О.П. Чорний, Д.Й. Родькін, В.В. Ченчевой**.....*****384***

Керування пуском зарезонансної вібраційної машини з дебалансними віброзбуджувачами

Розглянуто можливість швидкого подолання резонансної зони в процесі пуску асинхронних двигунів електроприводу зарезонансних вібраційних машин. Доведено можливість заміни приводних двигунів на менш потужні за умови встановлення частотно-регульованого асинхронного електроприводу та керованого впливу на напругу живлення при проходженні резонансної частоти. Наведено результати математичного моделювання прямого та регульованого пуску асинхронних двигунів зарезонансної вібраційної машини.

Ключові слова: *регульований електропривод, вібраційна машина, резонансна зона, закон керування.*

В.Ю. Ноженко, А.П. Черный, Д.И. Родькин, В.В. Ченчевой

Управление пуском зарезонансной вибрационной машины с дебалансными вибровозбудителями

Рассмотрена возможность быстрого преодоления резонансной зоны в процессе пуска асинхронных двигателей электропривода зарезонансных вибрационных машин. Доказана возможность замены приводных двигателей на менее мощные при установке частотно-регулируемого асинхронного электропривода и управляемого воздействия на напряжение питания при прохождении резонансной частоты. Приведены результаты математического моделирования прямого и регулируемого пуска асинхронных двигателей зарезонансной вибрационной машины.

Ключевые слова: *регулируемый электропривод, вибрационная машина, резонансная зона, закон управления.*

V.Yu. Nozhenko, O.P. Chornyi, D.Y. Rodkin, V.V. Chenchevoy

Controlling the start of a resonant vibration machine with unbalanced exciters

It was analyzed rapid overcoming of the resonance zone during the start-up of asynchronous motors of the electric drive of resonant vibration machines. It was proved replacing the drive motors for less powerful ones with the installation of a frequency-controlled asynchronous electric drive and a controlled influence on the supply voltage during the passage of the resonant frequency. Results of mathematical modeling of direct and controlled start-up of asynchronous motors of a resonant vibration machine are presented.

Keywords*: adjustable electric drive, vibration machine, resonance zone, control law.*

В.С. Бойко, М.І. Сотник, О.Г. Гусак.....388

Електромагнітні процеси у електричних моделях електромеханічних систем мереж водопостачання

Наведені у статті результати досліджень спрямовані на подальший розвиток наукового напрямку – електричних методів моделювання робочих процесів у мережах водопостачання. Основою розроблених електричних моделей є перетворювач електричної енергії – випрямляч. Основним питанням аналізу електромагнітних процесів у перетворювачах електричної енергії є дослідження комутаційних процесів. У статті обсяг досліджень обмежується аналізом впливу на комутаційний процес активних опорів контуру комутації. Це обумовлене тим, що у електричних моделях електромеханічних систем мереж водопостачання активний опір контуру комутації сумірний з величиною реактивного опору цього контуру, а у деяких робочих режимах і перевищує його. Іншою проблемою дослідження є необхідність враховувати несиметрію параметрів елементів окремих половин схеми електричної моделі, що обумовлено конструктивними особливостями насосів з двозавитковим спіральним відводом. В результаті досліджень встановлено співвідношення амплітуд струмів діодів половин схеми електричної моделі, фази струмів, закономірність зміни струмів діодів у період їх спільної роботи та протяжність цього періоду, закономірність зміни струмів у позакомутаційному періоді та закономірність зміни випрямленого струму. У сукупності результати досліджень використовуються для підвищення енергоефективності функціонування електромеханічних систем мереж водопостачання.

Ключові слова: *електрична модель, електромагнітний процес, насос, випрямляч, вентиль.*

В.С. Бойко, М.И. Сотник, А.Г. Гусак

Электромагнитные процессы в электрических моделях электромеханических систем сетей водоснабжения

Изложенные в статье результаты исследований, направлены на дальнейшее развитие научного направления – электрических методов моделирования рабочих процессов в системах водоснабжения. Основой разработанных электрических моделей является преобразователь электрической энергии – выпрямитель. Основным вопросом анализа электромагнитных процессов в преобразователях электрической энергии является исследование коммутационных процессов. В статье объем исследований ограничивается анализом влияния на коммутационный процесс активных сопротивлений контура коммутации. Это обусловлено тем, что в электрических моделях электромеханических систем сетей водоснабжения активное сопротивление контура коммутации соизмеримо с величиной реактивного сопротивления этого контура, а в некоторых рабочих режимах и превышает его. Другой проблемой исследования является необходимость учета несимметрии параметров элементовотдельных половин схемы электрической модели, что обусловлено конструктивными особенностями насосов с двозавитковым спиральным отводом. В результате исследований получены отношения амплитуд токов диодов половин схемы электрической модели, фазы токов, закономерность изменения токов диодов в период их совместной работы и протяженность этого периода, закономерность изменения токов во внекоммутационный период и закономерность изменения выпрямленного тока. В совокупности результаты исследований используются для повышения энергоэффективности функционирования электромеханических систем сетей водоснабжения.

Ключевые слова: *электрическая модель, электромагнитный процесс, насос, выпрямитель, вентиль.*

Boiko V.S., Sotnyk N.I., Gusak A.H.

Electromagnetic processes in electric models of electromechanical systems of water supply

These research results in the article are focused on the further development of scientific direction - electrical modeling techniques of workflows supply networks. Developed electric models are based on electric power conversion - rectifier. The main issue of analysis of electromagnetic processes in the electric power conversion is a research of commutation processes. The article shows that the amount of researches is limited to the analysis of how active resistance of commutation circuit influences a commutation process. This occurs due to the fact that in electric model of electromechanical systems of water supply, an active resistance of commutation circuit has the same size as the reactive resistance of this circuit and even exceeds it in some operating conditions. Another research problem is the need to take into account the asymmetry of the parameters of the elements of individual halves of the electrical model scheme, which is determined by the design features of pumps with a double-screw spiral tap. As a result of the research, the correlation amplitude of diodes currents of electrical model halves, current phases, the pattern of change in diode current during their joint work and the length of this period, the pattern of change in the current during the noncommutative period and a pattern of change of a rectified current. Together, the research results are used to improve energy efficiency in electromechanical systems of water supply.

Keywords*: electrical model, electromagnetic process, pump, rectifier, valve.*

І.В. Волков., В.О. Войтех.....393

Перетворювач частоти для керування трифазними загальнопромисловими та енергоефективними асинхронними електродвигунами з використанням мікроконтролерів компанії серії dspic33 MC та інтелектуальних силових модулів

Наведено особливості схемотехнічної та програмної побудови напівпровідникових інверторів для керування загальнопромисловими та енергоефективними (із мідним литтям клітки ротора) асинхронними електродвигунами із використанням новітніх мікроконтролерів компанії Microchip dspic33MC та інтелектуальних силових IGBT модулів. Показано дослідний зразок інвертора, його вартість за умов серійного виробництва та строки окупності інвестицій.

Ключові слова: *інвертор, мікроконтролер, асинхронний двигун, інтелектуальний силовий модуль, IGBT, алгоритм, програмування, енергоефективність.*

И.В. Волков., В.А. Войтех

Преобразователь частоты для управления трехфазными общепромышленными и энергоэффективными асинхронными електродвигателями с использованием микроконтроллеров серии dspic33 MC и интеллектуальных силовых модулей

Приведены особенности схемотехнического и программного построения полупроводниковых инверторов для управления общепромышленными и энергоэффективными (с медным литьем клетки ротора) асинхронними электродвигателями с использованием новых микроконтроллеров компании Microchip dspic33MC и интеллектуальных силових IGBT модулей. Показан опытный образец інвертора, его стоимость при условии серійного производства и сроки окупаемости инвестиций.

Ключевые слова: *инвертор, микроконтроллер, асинхронный двигатель, интеллектуальный силовой модуль, IGBT, алгоритм, программирование, енергоэффективность.*

I.V. Volkov, V.O. Voitekh

Frequency converter for control of three-phase general industrial and energy efficient induction motors using the microcontroller series dspic33 MC and intelligent power modules

The peculiarities of circuitry and software semiconductor inverters building for controlling industrial and energy efficient (with cast copper rotor cage) induction motors with advanced microcontrollers of Microchip dspic33MC and intelligent power IGBT modules have aduced. A prototype inverter, the cost of mass production under the conditions and terms of return on investment are showed.

Key words*: inverter, microcontroller, induction motor, intelligent power module, IGBT, algorithm, programming, energy efficiency.*

І.О. Сінчук, Д.О. Кальмус ***397***

Моделювання, як перший крок в тактиці розбудови ефективної системи гальмування двохосьових електровозів

В статті розглянуті питання пошуку напрямків підвищення ефективності процесу функціонування тягових електроприводів з імпульсними системами регулювання напруги живлення тягових електродвигунів постійного струму в режимах гальмування двохосьових електровозів із мінімізацією проковзування коліс електровозу з рейками. Запропоновано багатофункціональний алгоритм роботи системи електричного гальмування, що ефективно функціонує до нульової швидкості електровозу з максимальним використанням гальмових властивостей тягового електропривода. Розроблено та рекомендовано для практичних досліджень математичну модель електричного гальмування, необхідну для оцінки рівня ефективності й доцільності застосування відповідної структури в конкретних умовах гальмування електрифікованого двохосьового транспортного засобу. Підтверджена шляхом моделювання ефективність пропонуємого варіанту розбудови структури тягового електропривода аналізуємого вида електропотяга.

И.О. Синчук, Д.О. Кальмус

Моделирование, как первый шаг в тактике развития эффективной системы торможения двухосных электровозов

В статье рассмотренны вопросы поиска направлений повышения эффективности процесса функционирования тяговых электроприводов с импульсными системами регулирования напряжения питания тяговых электродвигателей постоянного тока в режимах торможения двухосных электровозов с минимизацией проскальзывания колес электровоза с рельсами. Предложен многофункциональный алгоритм работы системы электрического торможения, который эффективно функционирует до нулевой скорости электровоза с максимальным использованием тормозных свойств тягового электропривода. Разработано и рекомендовано для практических исследований математическую модель электрического торможения, необходимую для оценки уровня эффективности и целесообразности применения соответствующей структуры в конкретных условиях торможения электрифицированного двухосного транспортного средства. Подтверждена путем моделирования эффективность предложенного варианта развития структуры тягового электропривода анализируемого вида электропоезда.

I.O. Sinchuk, D.O. Kalmus

Modeling as the first step in the tactics of developing an effective braking system for biaxial electric locomotives

In the article the questions of increase of efficiency of work of hauling electric drives are considered with the impulsive systems of adjusting of tension of hauling electric engines of direct-current in the modes braking of electric locomotives with two axes during minimization of slipping of wheels of electric locomotive with rails. The algorithm of work of the system of the electric braking is offered, that effectively functions to a zero speed of electric locomotive with the maximal use of brake properties of hauling electric drive. It is worked out and recommended for practical researches mathematical model of the electric braking, necessary for the estimation of level of efficiency and expediency of application of corresponding structure in the concrete terms of braking of the electrified transport vehicle. Efficiency of the offered variant of development of structure of hauling electric drive is confirmed by a design.

А.П. Калінов, В.О. Огарь, В.В. Лотоус ***401***

Метод непрямого визначення потужності на валу асинхронного двигуна

В роботі запропонований метод непрямого визначення потужності на валу асинхронного двигуна. Для його реалізації розроблено дослідницький комплекс, на базі якого проводилися експериментальні дослідження з прямим вимірюванням струмів, напруг, швидкості, моменту досліджуваного двигуна. Отримані результати показали високу точність визначення енергетичних показників асинхронного двигуна, навіть при визначенні опорів статора з похибкою. Метод рекомендується до застосування в електроприводах з частотним регулюванням для задач моніторингу, діагностики, а також при випробуваннях нових і відремонтованих двигунів.

Ключові слова: *потужність на валу, асинхронний двигун, датчик моменту, дослідницький комплекс, енергетичні показники.*

А.П. Калинов, В.А. Огарь, В.В. Лотоус

Метод косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя

В работе предложен метод косвенного определения мощности на валу асинхронного двигателя. Для его реализации разработан исследовательский комплекс, на базе которого проводились экспериментальные исследования с прямым измерением токов, напряжений, скорости, момента исследуемого двигателя. Полученные результаты показали высокую точность определения энергетических показателей асинхронного двигателя, даже при определении сопротивлений статора с погрешностью. Метод рекомендуется к применению в электроприводах с частотным регулированием для задач мониторинга, диагностики, а также при испытаниях новых и отремонтированных двигателей.

Ключевые слова: *мощность на валу, асинхронный двигатель, датчик момента, исследовательский комплекс, энерегетические показатели.*

A.P. Kalinov, V.A. Ogar, V.V. Lotous
Method of the indirect determination of the induction motor output power
The method of indirect determination of the induction motor output power is proposed. To implement it, a research complex has been developed, on the basis of which experimental researches were carried out with a direct measurement of the currents, voltages, speeds, and moments of the researched engine. The obtained results showed a high accuracy in determining the induction motor energy indices, even when the stator resistance determining with an error. The method is recommended for using in frequency-controlled electric drives for monitoring, diagnostics, and for testing new and repaired engines.
***Keywords**: output power, induction motor, torque sensor, research complex, energy indices.*
***О.А. Хребтова, С.А. Сергієнко*.....406**
Застосування нечіткої логіки в системі управління рушанням механізму в важких умовах
Розглянуто можливість створення системи автоматичного управління частотно-регульованого електроприводу механізму підйому затвора зливної греблі, що забезпечує можливість виконання передстартової підготовки та рушання шляхом створення досить великого пускового моменту при мінімальному значенні струму статора. Модернізована експертна система управління забезпечує рушання, пуск і роботу механізму підйому при зміні моменту опору в процесі виконання передстартової підготовки в покроковому режимі. Руйнування адгезивних шарів робочого органу при цьому характеризується меншими затратами електроенергії. При цьому час виконання зрушення збільшується на 20%, що для даного технологічного механізму не має значення. Так само модернізована система виконує контроль температурних режимів і формує струм в залежності від параметрів нагріву обмоток статора асинхронної машини. Модернізації ЕС відбувається за рахунок застосування спеціально розробленого алгоритму і не вимагає значних матеріальних і технічних засобів.
***Ключові слова:** регульований електропривод, експертна система, фаззі–логіка, рушання.*
О.А. Хребтова, С.А. Сергиенко
Применение нечеткой логики в системе управления троганием механизма в тяжелых условиях
Рассмотрена возможность создания системы автоматического управления частотно-регулируемого электропривода механизма подъема затвора сливной плотины, с возможностью выполнения предстартовой подготовки и трогания путем создания достаточно большого пускового момента при минимальном значении тока статора. Модернизированная экспертная система управления обеспечивает трогание, пуск и работу механизма подъема при изменении момента сопротивления в процессе выполнения предстартовой подготовки в пошаговом режиме. Разрушение адгезивных слоев рабочего органа при этом характеризуется меньшими затратами электроэнергии. При этом время выполнения сдвиги увеличивается на 20%, что для данного технологического механизма не имеет значения. Так же модернизированная система выполняет контроль температурных режимов и формирует ток в зависимости от параметров нагрева обмоток статора асинхронной машины. Модернизации ЕС происходит за счет применения специально разработанного алгоритма и не требует значительных материальных и технических средств.
***Ключевые слова:** регулируемый электропривод, экспертная система, фаззи-логика, трогание.*
O.A. Khrebtova, S.A. Sergienko
The use of fuzzy logic in the control system of starting the mechanism in severe conditions
The possibility of creating a system for automatic control of a variable-frequency electric drive of the mechanism for lifting the gate of a drain dam is considered, with the possibility of performing prelaunch preparation and starting by creating a sufficiently large starting torque with the minimum value of the stator current. The upgraded expert control system ensures the starting, starting and operation of the lifting mechanism when the resistance moment changes during the pre-launch preparation in the step-by-step mode. At the same time, the destruction of adhesive layers of the working element is characterized by less energy consumption. In this case, the time of the shift is increased by 20%, which for the given technological mechanism does not matter. The modernized system also monitors the temperature conditions and generates a current depending on the heating parameters of the stator windings of the asynchronous machine. The modernization of the EU is due to the use of a specially developed algorithm and does not require significant material and technical means.
***Keywords**: Controlled electric drive, expert system, fuzzy logic, touching.*
***В.П. Стяжкін, В.І. Теряєв, С.І. Гаврилюк*.....411**
Застосування методів частотного керування для дугостаторних електроприводів антен суднових навігаційних РЛС
В статті було проведено аналіз ефективності застосування існуючих методів частотного керування для дугостаторного електропривода суднової навігаційної РЛС. Представлено критерії вибору методу частотного керування спираючись на специфіку ДАД та вимоги до РЛС. Також запропоновано функціональну схему частотного керування для ДАД з урахуванням крайових ефектів та з компенсацією активної складової опору обмоток статора.
***Ключові слова:** дугостаторний електропривод, навігаційна РЛС, частотне керування, крайові ефекти, ir-компенсація, реактивний опір, ковзання, кутова швидкість.*
В.П. Стяжкин, В.И. Теряев, С.И. Гаврилюк
Применение методов частотного управления для дугостаторных электроприводов антенн судовых навигационных РЛС
В статье был проведен анализ эффективности применения существующих методов частотного управления для дугостаторного электропривода судовой навигационной РЛС. Представлены критерии выбора метода частотного управления опираясь на специфику ДАД и требования к РЛС. Также предложена функциональная схема частотного управления для ДАД с учетом краевых эффектов и с компенсацией активной составляющей сопротивления обмоток статора.
***Ключевые слова:** дугостаторный электропривод, навигационная РЛС, частотное управление, краевые эффекты, ir-компенсация, реактивное сопротивление, скольжение, угловая скорость.*
V.P. Stiazhkin, V.I. Teryaev, S.I. Gavryluk
The application of the frequency control methods for the arc motor drives of the marine navigation radars
The efficiency analysis of the application of existing frequency control methods to the induction axial flux motors with arc-shaped stator for the marine navigation radar station have been conducted. The selection criteria of the frequency control methods, which takes into account the specifics of the electric drive of marine navigation radar station, have been presented. The functional scheme of frequency control for axial flux motor with arc-shaped stator with taking into account edge effects and with compensation of the active component of the stator winding resistance have been proposed.
***Key words**: electric drive with arc-shaped stator, navigation radar, frequency control, edge effects, ir-compensation, reactance, slip, angular velocity.*

Н.В. Зачепа, Ю.В. Зачепа.....*415*
Енерговимірювач параметрів процесів в асинхронному генераторі
У статті представлена структура віртуального вимірювача енергетичних режимів джерел вироблення енергії, який являє собою модуль програмного забезпечення, функціональними можливостями якого є аналіз енергетичних процесів у різних режимах автономної генерації складних процесів та дозволяє відобразити генерування та рекуперації енергії між джерелом живлення і споживачем. Виконано аналіз процесів перетворення енергії на основі віртуальної моделі автономної енергогенеруючої установки з асинхронним генератором. Для дослідження енергетичних режимів в асинхронному генераторі, використано метод миттєвої потужності, що базується на представленні сигналу потужності та її складових у базисі гармонічних функцій, які відповідають процесам, що відбуваються в системі електроживлення.
Н.В. Зачепа, Ю.В. Зачепа
Энергоизмеритель параметров процессов в асинхронном генераторе
В статье представлена структура виртуального измерителя энергетических режимов источников выработки энергии, который представляет собой модуль программного обеспечения, функциональными возможностями которого является анализ энергетических процессов в различных режимах автономной генерации сложных процессов и позволяет отобразить генерирование и рекуперацию энергии между источником питания и потребителем. Выполнен анализ процессов преобразования энергии на основе виртуальной модели автономной энергогенерирующей установки с асинхронным генератором. Для исследования энергетических режимов в асинхронном генераторе, использован метод мгновенной мощности, основанный на представлении сигнала мощности и ее составляющих в базисе гармонических функций, соответствующих процессам, происходящим в системе электропитания.
N. Zachepa, Iu. Zachepa
Energymeter parameters processes in asynchronous generator
The paper presents the structure of the virtual supervisor indicators energy processes sources of energy generation, which is a software unit whose functionality is to analyze energy processes in different modes autonomous generating complex processes and allows display generation and energy recovery between the power source and the consumer. The analysis of energy conversion processes based on a virtual model of battery power generating plant with an induction generator. To study the energy regime asynchronous generator used method of instantaneous power, based on the representation of the signal power and its components in the basis of harmonic functions that correspond to processes occurring in the power system.
А.Б. Сьомочкін, В.А. Федотов, Л.В. Сменова.....*419*
Про будову керуючих функцій тягових електромеханічних комплексів шахтних електровозосоставів для позиціонування вагонеток
Стаття присвячена вирішенню завдання управління точним позиціонуванням рудничних вагонеток. При цьому необхідно мінімізувати пружні удари в зчіпних пристроях рудничних поїздів. Було враховано, що в вагонетках ВГ-4.5 зчіпні пристрої були доопрацьовані. Замість пружинних демпферів були встановлені гумові демпфери. З урахуванням цього була проведена оцінка можливості точного позиціонування вагонеток, з мінімізацією ударів в їх зчіпних пристроях. В ході обчислювальних експериментів на Матлаб було встановлено, що застосування гумових амортизаторів різко підвищило величини ударів в зчіпних пристроях. З іншого боку, було встановлено, що точне позиціонування вагонеток значно спрощується, в порівнянні з пружинними амортизаторами. Були отримані функції відгуку по переміщенню для складу з електровоза і 4-х вагонеток. В результаті зневаги незначущими складовими функцій відгуку нами були отримані дуже прості вирази. Вони дозволяють дуже просто здійснювати управління точним переміщенням вагонеток. В результаті подальшого спрощує аналізу було встановлено, що точне позиціонування вагонеток без ударів можна здійснювати за допомогою повзучої швидкості електровоза, час дії цієї швидкості визначатиме потрібне переміщення. Для реалізації цього способу управління не потрібно враховувати початкову величину зазору в зчіпних пристроях.
Ключові слова: *шахтний поїзд, буферне-зчіпний пристрій, ударне зусилля, точне позиціювання, функція відгуку.*
А.Б. Сёмочкин, В.А. Федотов, Л.В. Сменова
О строении управляющей функции тяговых электромеханических комплексов шахтных электровозосоставов для позиционирования вагонеток
Статья посвящена решению задачи управления точным позиционированием рудничных вагонеток. При этом необходимо минимизировать упругие удары в сцепных устройствах рудничных поездов. Было учтено, что в вагонетках ВГ-4.5 сцепные устройства были доработаны. Вместо пружинных демпферов были установлены резиновые демпферы. С учетом этого была произведена оценка возможности точного позиционирования вагонеток, с минимизацией ударов в их сцепных устройствах. В ходе вычислительных экспериментов на Матлаб было установлено, что применение резиновых амортизаторов резко повысило величины ударов в сцепных устройствах. С другой стороны, было установлено, что точное позиционирование вагонеток значительно упрощается, по сравнению с пружинными амортизаторами. Были получены функции отклика по перемещению для состава из электровоза и 4-х вагонеток. В результате пренебрежения незначащими составляющими функций отклика нами были получены очень простые выражения. Они позволяют очень просто осуществлять управление точным перемещением вагонеток. В результате дальнейшего упрощающего анализа было установлено, что точное безударное позиционирование вагонеток можно осуществлять с помощью ползучей скорости электровоза, время действия этой скорости будет определять потребное перемещение. Для реализации этого способа управления не требуется учитывать начальную величину зазора в сцепных устройствах.
Ключевые слова: *шахтный поезд, буферно-сцепное устройство, ударное усилие, точное позиционирование, функция отклика.*
A.B. Semochkin, V.A. Fedotov, L.V. Smenova
About the structure of the control function of the traction electromechanical complexes of mine electric locomotives for positioning of trolleys
The article is devoted to the solution of the task of controlling the exact positioning of mine cars. At the same time, it is necessary to minimize elastic impacts in the coupling devices of mine trains. It was taken into account that in the VG-4.5 trucks the coupling devices were modified. Instead of spring dampers, rubber dampers were installed. In view of this, an assessment was made of the possibility of accurately positioning trolleys, with minimizing impacts in their coupling devices. During the computing experiments on Matlab it was found that the use of rubber shock absorbers sharply increased the magnitude of the impacts in the coupling devices. On the other hand, it was found that accurate positioning of the trolleys is much simpler, compared with spring-loaded shock ab-

sorbers. The have been obtained the functions of the response to displacement for the composition of an electric locomotive and 4 trolleys. As a result of neglecting the insignificant components of the response functions, we obtained very simple formulas. They make it very easy to control the precise movement of trolleys. As a result of further simplifying analysis, it was found that the precise unstressed positioning of trolleys can be carried out using the creeping speed of an electric locomotive, the time of action of this speed will determine the required movement. To realize this control method, it is not necessary to take into account the initial gap in the coupling devices.

***Key words**: mine train, buffer-coupling device, impact force, precise positioning, response function.*

Я. Заленскій, П. Капуста, П. Млодзіковскій, В.В. Білоножко, Б.Л. Копчак.....424

Застосування перетворювача частоти MFC1000AcR в ходовій системі морського корабля

Розглянуто варіант практичного застосування комплекту з чотирьох перетворювачів частоти типу MFC1000AcR, загальною потужністю 1,4 МВт, для живлення чотирьох двигунів головних та маневрувальних приводів корабля, що дає можливість здійснювати переміщення, маневрувати і автоматично підтримувати місце знаходження корабля відповідно до сигналів GPS. Кожен з перетворювачів частоти типу MFC1000AcR –це сучасний модульний чотириквадрантний пристрій з рідинним охолодженням. Проведені кліматичні, механічні та електромагнітної сумісності випробувальні дослідження комплекту перетворювачів частоти в системі керування кораблем, згідно наведених методик у багатогодинних тестуваннях зі змінним зразком навантаження, який відображає дослідницьку експедицію, показали повну відповідність їх всім вимогам.

***Ключові слова:** перетворювач частоти, електричний двигун, привід корабля, випробувальні дослідження*

Я. Заленский, П. Капуста, П. Млодзиковский, В. В. Билоножко, Б.Л. Копчак

Применение преобразователя частоты MFC1000AcR в ходовой системе морского корабля

Рассмотрен вариант практического применения комплекта из четырех преобразователей частоты типа MFC1000AcR, общей мощностью 1,4 МВт, для питания четырех двигателей главных и маневренных поводов корабля, что позволяет осуществлять перемещение, маневрировать и автоматически поддерживать место нахождения корабля в соответствии с сигналами GPS. Каждый из преобразователей частоты типа MFC1000AcR -это современное модульное четырехквадрантное устройство с жидкостным охлаждением. Проведенные климатические, механические и электромагнитной совместимости испытательные исследования комплекта преобразователей частоты в системе управления кораблем, согласно приведенных методик в многочасовых тестированиях с переменным образцом нагрузки, который отражает исследовательскую экспедицию, показали полное соответствие их всем требованиям.

***Ключевые слова:** преобразователь частоты, электродвигатель, привод корабля, испытательные исследования*

J. Załęski, P. Kapusta, P. Młodzikowski, V.V. Bilonozhko, B.L. Kopchak

Application of a MFC1000AcR frequency converter in a marine vessel propulsion system

Practical application of a set of four power electronic frequency converters of MFC1000AcR type with total capacity of 1.4 MW to power four motors of main and maneuvering drives of a ship has been considered, which makes it possible to displace, manoeuvre and automatically maintain the location of the ship according to GPS signals. Each of the MFC1000AcR converters is a four-quadrant modern modular device with liquid cooling. Climatic, mechanical and electromagnetic compatibility tests of frequency converters in the control system of a ship, conducted in accordance with the described procedure in extensive hours-long testing with varying load sample that reflects the research expedition, have displayed full compliance of all the requirements.

***Key words**: frequency converter, electric motor, drive of the ship, test studies.*

В.М. Шамардіна, С.М. Лемешко.....428

Моделі тягових електричних машин в умовах використання на маневрових тепловозах з поосним регулюванням тяги

У статті надається дослідження основних компонентів електромеханічної системи локомотива на базі маневрового тепловоза ТЕМ23 з тяговою електропередачею змінно-постійного струму. Розглянуто ключові особливості роботи тягового електрообладнання. Основна увага приділяється дослідженню електричних машин, як об'єкта автоматичного керування. Представлено придатний для рішення задач синтезу системи керування збудженням математичний опис тягового синхронного генератора. Запропоновано використання лінеаризованих та нелінійних моделей тягових електродвигунів постійного струму при синтезі системи поосного регулювання.

***Ключові слова:** маневровий тепловоз, електропередача змінно-постійного струму, синхронний генератор, двигун постійного струму послідовного збудження, навантажувальна характеристика.*

В.Н. Шамардина, С.М. Лемешко

Модели тяговых электрических машин в условиях использования на маневровых тепловозах с поосным регулированием тяги

В статье представлено исследование основных компонентов электромеханической системы локомотива на базе маневрового тепловоза ТЭМ23 с тяговой электропередачей переменно-постоянного тока. Рассмотрены ключевые особенности работы тягового электрооборудования. Основное внимание уделяется исследованию электрических машин, как объекта автоматического управления. Представлено удобное для решения задач синтеза системы управления возбуждением математическое описание тягового синхронного генератора. Предложено использование линеаризованных и нелинейных моделей тяговых электродвигателей постоянного тока при синтезе системы поосного регулирования.

***Ключевые слова:** маневровый тепловоз, электропередача переменно-постоянного тока, синхронный генератор, двигатель постоянного тока последовательного возбуждения, нагрузочная характеристика.*

V.N. Shamardina, S.M. Lemeshko

Models of traction electric machines in conditions of use on shunting locomotives with axle control of tractive effort

The paper presents research of the main components of a locomotive traction system. The basic example of a locomotive is a shunting locomotive TEM23 with traction AC/DC transmission. There were considered the key features of operation of the traction electrical equipment. Particular attention is paid to research of electric machines as a control object. The mathematical description of a traction synchronous generator is presented in order to synthesizing an excitation control system. To synthesize an axle control system, linearized and nonlinear models of traction DC motors are suggested.

***Keywords**: switching diesel locomotive, traction AC/DC drive, synchronous generator, series DC motor, load characteristic.*

Б.М. Горкунов, С.Г. Львов, А.А. Тищенко, Аббасі Жаббар ***.....432***
Експериментальні дослідження механічних властивостей металевих виробів безконтактним методом
В роботі проведені експериментальні дослідження по визначенню механічного напруження, яке виникає в феромагнітних пластинах при їх навантаженні. Розглянуто три різновиди електромагнітного методу безконтактного визначення механічної напруги. В результаті проведених експериментів з'ясовано, що амплітудний і фазовий методи мають найменьшу чутливість і можуть використовуватися у випадках визначення граничного навантаження. Що стосується змінно-частотного методу, то він має досить високу чутливість, хоча для його реалізації необхідно проводити ряд додаткових регулювальних дій.
Ключові слова: *трансформаторний вихорострумовий перетворювач, механічне напруження, відносна магнітна проникність, питома електрична провідність, амплітудний метод, змінно-частотний метод.*
Б.М. Горкунов, С.Г. Львов, А.А. Тищенко, Аббаси Жаббар
Экспериментальные исследования механических свойств металлических изделий бесконтактным методом
В работе проведены экспериментальные исследования по определению механического напряжения, возникающего в ферромагнитных пластинах при их нагружении. Рассмотрены три разновидности электромагнитного метода бесконтактного определения механического напряжения. В результате проведенных экспериментов выяснено, что амплитудный и фазовый методы обладают наименьшей чувствительностью и могут использоваться в случаях определения предельной нагрузки. Что касается переменно-частотного метода, то он обладает достаточно высокой чувствительностью, хотя для его реализации необходимо проводить ряд дополнительных регулировочных действий.
Ключевые слова: *трансформаторный вихретоковый преобразователь, механическое напряжение, относительная магнитная проницаемость, удельная электрическая проводимость, амплитудный метод, переменно-частотный метод*
B. Gorkunov, S. Lvov, A. Tyshchenko, Abbasi Jabbar
Experimental researches of mechanical properties of metal products with non-contact method
In the work, experimental researches to determine the mechanical stress that occurs in ferromagnetic plates during their loading were carried out. Three versions of the electromagnetic method of contactless determination of mechanical stress are considered. As a result of the experiments, it was found that the amplitude and phase methods have the lowest sensitivity and can be used in cases of determining the ultimate load. As for the variable-frequency method, it has a fairly high sensitivity, although a number of additional regulatory actions are needed to implement it.
Keywords*: transformer eddy current transducer, mechanical stress, relative magnetic permeability, specific electric conductivity, amplitude method, variable-frequency method*
І.В. Обруч, Ю.М. Кутовий ***.....436***
Нейромережева система керування тяговим електроприводом змінного струму трамвая
В роботі розглянуті питання аналізу роботи і синтезу нейромережевої системи керування тяговим асинхронним електроприводом трамвая.
И.В. Обруч, Ю.Н. Кутовой
Нейросетевая система управления тяговым электроприводом переменного тока трамвая
В работе рассмотрены вопросы анализа работы и синтеза нейросетевой системы управления тяговым асинхронным электроприводом трамвая.
I.V. Obruch, Yu.N. Kutovoy
Neural network control system of a tram traction AC electric drive
In the article questions of the analysis of operation and synthesis of the neural network control system a tram traction ac electric drive are considered.
В.Г. Сиченко, Д.В. Міронов ***.....440***
Оцінка ефективності автоматизованої системи моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій
На сьогоднішній день ситуація в електроенергетичній інфраструктурі залізничного транспорту України досить складна: значна частина обладнання, що знаходиться в експлуатації, вже вичерпала свій ресурс і потребує заміни або поетапної реконструкції та оновлення. Розвиток швидкісного і високошвидкісного руху та зростання його інтенсивності вимагають впровадження нових методів діагностики технічного стану обладнання та вдосконалення існуючої системи технічного обслуговування та ремонту пристроїв електропостачання. При цьому постає важливе питання оцінки ефективності та доцільності впровадження даних методів. В даній роботі проведена оцінка ефективності автоматизованої системи моніторингу технічного стану обладнання тягових підстанцій. Розраховані фінансові витрати на впровадження даного комплексу та строк його окупності при технічному обслуговуванні швидкодіючих вимикачів постійного струму ВАБ-43.
Ключові слова: *електропостачання; тягова підстанція; технічне обслуговування; діагностування; автоматизована система; строк окупності.*
В.Г. Сыченко, Д.В. Миронов
Оценка эффективности автоматизированной системы мониторинга технического состояния оборудования тяговых подстанций
На сегодняшний день ситуация в электроэнергетической инфраструктуре железнодорожного транспорта Украины довольно сложная: значительная часть оборудования, находящегося в эксплуатации, уже исчерпала свой ресурс и требует замены или поэтапной реконструкции и обновления. Развитие скоростного и высокоскоростного движения и рост его интенсивности требуют внедрения новых методов диагностики технического состояния оборудования и совершенствования существующей системы технического обслуживания и ремонта устройств электроснабжения. При этом постает важный вопрос оценки эффективности и целесообразности внедрения данных методов. В данной работе проведена оценка эффективности автоматизированной системы мониторинга технического состояния оборудования тяговых подстанций. Рассчитаны финансовые затраты на внедрение данного комплекса и срок его окупаемости при техническом обслуживании быстродействующих выключателей постоянного тока ВАБ-43.
Ключевые слова: *электроснабжение; тяговая подстанция; техническое обслуживание; диагностирование; автоматизированная система; срок окупаемости.*
V.G. Sychenko, D.V. Mironov
Evaluation of the effectiveness of the automated system of traction substation equipment technical condition monitoring
Today the situation in the electricity infrastructure of railway transport of Ukraine is quite complicated: the equipment has exhausted its resources and requires replacement or a phased renovation and upgrade. The development of high-speed rail and increasing of its

intensity requires the using of new methods of equipment technical condition diagnostics and improvement of the existing system of technical maintenance and repair of power supply equipment. This raises the important question of evaluating the effectiveness and feasibility of implementing these methods. In this work, the effectiveness of the automated system of monitoring of traction substation equipment technical condition has been evaluated. The financial costs for implementation of this complex and the payback period for maintenance of DC circuit breakers VAB-43 have been estimated.

***Keywords**: electricity; traction substation; maintenance; diagnostics; automated system; payback period.*

***В.Б. Клепіков, Є.В. Сакун*.....445**

Програмна синхронізація положень валів коробки передач електропривода електромобіля

В роботі пропонується функціональна схема та алгоритм її дії реалізації програмного узгодження швидкостей вхідного та вихідного валів коробки передач спрощеної конструкції, використання якої підвищує енергоефективність електропривода. Показано, що крім узгодження швидкостей, для підвищення надійності доцільно також узгодження положень кулачків муфти синхронізатора та під'єднуваної шестерні. Комп'ютерне моделювання підтвердило працездатність запропонованого алгоритма, реалізованого приведеною функціональною схемою.

В.Б. Клепиков, Е.В. Сакун

Программная синхронизация положений валов коробки передач электропривода электромобиля

В работе предлагается функциональная схема и алгоритм ее действия реализации программного согласования скоростей входного и выходного валов коробки передач упрощенной конструкции, применение которой повышает энергоэффективность электропривода. Показано, что кроме согласования скоростей, с целью повышения надежности, целесообразно также согласование положений кулачков муфты синхронизатора и шестерни, вводимой в зацепление. Компьютерным моделированием подтверждена действенность предложенного алгоритма, реализуемого представленной функциональной схемой.

V.B. Klepikov, E.V. Sakun

Position synchronization of gearbox shafts of electric vehicle

The paper proposes a functional scheme and operational algorithm of an electric vehicle system for matching the speeds of the input and output shafts of a simplified multi speed gearbox, the application of which increases the energy efficiency of the electric drive. It is shown that in addition to speed matching, in order to improve reliability, it is also advisable to match the positions of the synchronizer clutch and the engaged gear. Computer simulation confirmed the effectiveness of the proposed algorithm, implemented by the presented functional scheme.

***Б.В. Воробйов, Д.О. Пшеничніков*.....449**

Математична модель асинхронного електроприводу електромобіля

Пропонується функціональна схема стенду для дослідження характеристик асинхронного електроприводу електромобіля з можливістю моделювання будь-якого типу навантаження. Розроблено комп'ютерну модель, що враховує процеси синхронізації, перемикання передач, процеси в силових елементах, що дозволяє виробляти моделювання руху електромобіля. Запропоновано моделі коробки перемикання передач і синхронізатора. Проведено моделювання розгону електромобіля і зроблені відповідні висновки.

***Ключові слова:** електромобіль, суперконденсатор, перетворювач, скалярне керування, випробувальний стенд, асинхронний двигун.*

Д.А. Пшеничников, Б.В. Воробьёв

Математическая модель асинхронного электропривода электромобиля

Предлагается функциональная схема стенда для исследования характеристик асинхронного электропривода электромобиля с возможностью моделирования любого типа нагрузки. Разработана компьютерная модель, учитывающая процессы синхронизации, переключения передач, процессы в силовых элементах, позволяющая производить моделирование движения электромобиля. Предложены модели коробки переключения передач и синхронизатора. Произведено моделирование разгона электромобиля и сделаны соответствующие выводы.

***Ключевые слова:** электромобиль, суперконденсатор, преобразователь, скалярное управление, испытательный стенд, асинхронный двигатель.*

B.V. Vorobiov, D.O. Pshenichnikov

Using the statistical analysis methods in the processing of survey data of population

The functional diagram of the stand for research of characteristics of an asynchronous electric drive of an electric vehicle with the ability to model any type of load is proposed. A computer model has been developed that takes into account the processes of synchronization, gear shifting, processes in power cells, which makes it possible to simulate the motion of an electric vehicle. Models of a gearbox and the synchronizer are offered. Modeling of the acceleration of the electric vehicle is made and corresponding conclusions are drawn.

***Keywords**: electric car, supercapacitor, converter, scalar control, test bench, asynchronous motor*

А В Т О Р С К И Й У К А З А Т Е Л Ь

Bilonozhko V.V. 424
Kapusta P. 424
Kopchak B.L. 424
Młodzikowski P. 424
Nicolai U. 191
Wintrich A. 191
Zachepa Iu. 415
Zachepa N. 415
Załęski J. 424
Аббаси Жаббар 432
Авдеенко 324
Алексеев А.Г. 309
Алексеевский Д.Г. 309,332
Алєксєєв О.Г. 294
Андреєва Н.І. 142
Андриенко А.А. 254
Андриенко Д.С. 254
Андриенко П.Д. 254,268
Анищенко Н.В. 130
Белоха Г.С. 264,365
Бовдуй И.В. 99
Бойко В.С. 388
Бондар В.Ю. 294
Бондаренко О.Ф. 212,238
Бондаренко Ю.В. 238
Брылистый В.В. 146
Бур’ян С.О. 62
Васечко Е.В. 318
Васильев И.Л. 177
Вербицький Є.В. 212
Виниченко Е.В. 99
Войтех В.О. 393
Войтко О.А. 62
Волков В.А. 258
Волков И.В. 197,379,393
Волошко А.В. 58,99
Волянский Р.С. 39
Волянский С.М. 26
Воробьёв Б.В. 449
Гаврилюк С.І. 411
Гвимрадзе А.Дж. 30
Голобородько С.В. 160
Головин Е.О. 126
Горкунов Б.М. 432
Гузов Э.С. 455
Гупало Ю.Ю. 328
Гусак О.Г. 388
Гусев С.И. 369
Дашковська О.В. 17
Дерец А.Л. 75
Діденко В.О. 212
Дорошенко А.Л. 53
Дранкова А.О. 373
Дымко С.С. 43
Еноктаев Р.Н. 122
Ершов А.М. 369
Ефименко Р.А. 71
Жаркін А.Ф. 22,201,354
Жемеров Г.Г. 182
Загирняк М.В. 35
Задорожний Н.А. 150
Задорожняя И.Н. 150
Зайченко О.А. 379
Замаруев В.В. 171,313
Замаруєв В.В. 360
Ивакина Е.Я. 244
Ивахно В.В. 171
Иващенко В.П. 95
Казурова А.Е. 108
Калинов А.П. 401
Калошин О.О. 238
Кальмус Д.О. 397
Канунников Р.В. 130
Клепиков В.Б. 11
Клепиков В.Б. 445
Клюев О.В. 66
Кобалия М.И. 30,156
Кобилянський Б.Б. 58
Кобылянский Б.Б. 99
Ковальчук В.Г. 165
Ковбаса С.М. 43,84
Ковриго Ю.М. 230
Коломієць В.В. 58
Колосов В.И 318
Колпаков А.И. 191
Кольсун В.А. 346
Коренькова Т.В. 165
Коротаев П.А. 280
Косарєв Є.М. 360
Котляров В.О. 134
Красовський І.І. 373
Кузнецов Б.И. 58,99
Кузнецов В.В. 95
Кулагін Д.О. 268
Кунченко Т.Ю. 134
Кутовой Ю.Н. 436
Лекаревич Н.В. 134
Лемешко С.С. 428
Личов Д.О. 289
Лотоус В.В. 401
Львов С.Г. 432
Любицький С.В. 230
Макодзеб В.Н. 346
Малахатка Д.О. 201,354
Мальцев В.В. 342
Мартынов В.В. 234
Матусевич А.А. 177
Метельский В.П. 254,268

Мещанинов С.К. 324,328
Михальський В.М. 53
Міронов Д.В. 440
Міхайков С.С. 373
Морозов Д.І. 142
Мустафа Г.М. 369
Муха Н.И. 285
Мысак Т.В. 191,303
Назарова Е.С. 71,146
Немыкина О.В. 254
Нерубацкий В.П. 221
Никитина Т.Б. 58,99
Никифорова А.А. 134
Николенко А.В. 95
Никоненко Е.А. 84
Новський В.О. 201
Новський В.О. 354
Ноженко В.Ю. 384
Обруч И.В. 436
Огарь В.А. 401
Омельяненко О.В. 276
Осадчий В.В. 146
Островерхов М.Я. 249342
Павличенко М.Е. 177
Павловський В.О. 338
Пазєєв А.Г. 354
Палачов С.О. 22,201
Палис Ш. 126
Панкова О.О. 298
Панкова О.О. 309
Пересада С.М. 43,84
Петросян А.М. 30,156
Петрушин В.С. 122
Печеник М.В. 62
Плахтий А.А. 221
Погребняк В.П. 17
Подейко П.П. 379
Подольный С.В. 197
Поленок В.В. 89
Полилов Е.В. 103
Полищук С.И. 191
Приступа Д.Л. 84
Пулин Н.Н. 177
Пушницын Д.С. 84
Пшеничников Д.А. 449
Реуцький М.О. 249
Рижков О.М. 48
Рогоза А.В. 177
Родькин Д.И. 35
Родькін Д.Й. 384
Ромашихин Ю.В. 35
Руденко Ю.В. 234
Рыженков Д.В. 346
Савилов Р.И. 146
Садовой А.В. 39,66,75
Сакун Е.В. 445
Самков О.В. 230
Самчелеев Ю.П. 264
Сафронов П.С. 238
Северин В.П. 276
Сёмин А.В. 118
Сёмочкин А.Б. 419
Сергиенко С.А. 406
Сивокобыленко В.Ф. 80
Синчук И.О. 397,455
Синчук О.Н. 272,346,455
Сиченко В.Г. 440
Сменова Л.В. 419
Смирнов В.С. 230
Сокол Е.И. 171
Солоденко А.К. 17
Сорока К.О. 289
Сотник М.І. 388
Стисло Б.О. 360
Стысло Б.А. 171
Стяжкин В.П. 48,379,411
Супруновская Н.И. 206
Сыченко В.Г. 177
Тверитникова Е.В. 11
Теряєв В.І. 411
Тимощенко А.В. 126
Тищенко А.А. 432
Ткаченко А.А. 126
Толочко О.І. 48
Трипутень Н.М. 95
Трінчук Д.Я. 249
Тугай Д.В. 182
Турышев К.О. 309
Удовенко О.А. 346
Федотов В.А. 272,419,455
Филипп Ю.Б. 272,455
Харебава Д.Н. 156
Хребтова О.А. 406
Худяев А.А. 89,160
Ченчевой В.В. 384
Чорний О.П. 384
Чунашвили Б.М. 30,156
Шавёлкин А.А. 216,350
Шамардина В.Н. 428
Шаповал І.А. 53
Шевченко І.С. 142
Шеремет О.І. 112
Шкляр Т.Б. 22
Штіфзон О.Й. 230
Щерба А.А. 206
Щерба М.А. 187
Щербак Я.В. 221
Щербак Я.В. 244
Щипанский П.А. 298
Юрченко О.М. 338
Ягуп Е.В. 226
Яценко Д.В. 268

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Arendt Wintrich
Application Manager bei Semikron
Dr. Ing., Technische Universität Chemnitz
1988 – 1999

Jaroslaw Zaleski (*jaroslaw.zaleski@twerd.pl*)
Фірма ZE TWERD, Польща
Головний конструктор
В 1994 р. закінчив електротехнічний факультет Гданської політехники.

Pawel Kapusta (*pawel.kapusta@twerd.pl*)
Фірма ZE TWERD, Польща
Конструктор

Pawel Mlodzikowski (*pawel.mlodzikowski@twerd.pl*)
Фірма ZE TWERD, Польща
Конструктор

Ulrich Nicolai
Application Manager bei SEMIKRON
Dr.-Ing. Elektrotechnik/Leistungselektronikб Technische Universität Dresden
1972 – 1976

Аббаси Жаббар (*abbassi.jabbar1@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Аспирант кафедры «Информационно-измерительные технологии и системы»

Авдеенко Карина Викторовна (*kavdeenko5@gmail.com*)
Днепровский государственный технический университет
Студентка кафедры «Электроника»
Изучает физическую и биомедицинскую электронику.
Научные интересы: анализ психофизиологического состояния человека.

Алексеевский Дмитрий Геннадиевич (*signald@mail.ru*)
Запорожская государственная инженерная академия
Кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Электронные системы»
В 1993 г. закончил Запорожский индустриальный институт по специальности «Промышленная электроника». Работал в должности инженера КБ «Электроавтоматика» (Запорожье) в области разработки систем энергоснабжения космических аппаратов. К.т.н. (2003), тема «Электромеханическая система ветроэнергетической установки на базе сверхсинхронного вентильного каскада». Имеет более 60 научных публикаций. Направление научной работы: электромеханические системы ветроэнергетических установок с переменной угловой скоростью вращения.

Алексеєв Олександр Генадієвич (*alexejew@mail.ru*)
Запорізька державна інженерна академія
Кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри «Електронні системи»
В 1995 р. закінчив Іванівський державний енергетичний університет за фахом «Промислова електроніка». Провідний науковий співробітник відділу перетворювачів частоти НДІ «Перетворювач» (Запоріжжя) в області розробки драйверів силових напівпровідникових приладів. К.т.н. (2002), тема «Совершенствование формирователей импульсов управления для запираемых тиристоров». Має більше 30 наукових публікацій. Напрямок наукової роботи - електромеханічні системи вітроенергетичних установок.

Андреева Наталья Ивановна
Донбасский государственный технический университет, Лисичанск
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Автоматизированные электромеханические системы»
Окончила Донбасский горно-металлургический институт (в наст. время – ДонГТУ) в 1995 году. Защитила диссертацию в 2001 году. Соавтор 2 учебных пособий с грифом МОНУ. Автор более 20 научных и учебно-методических работ.

Андриенко Андрей Андреевич (*vamoseandrey@mail.ru*)
Запорожский национальный технический университет
Аспирант кафедры «Электрические и электронные аппараты»

Андриенко Данил Сергеевич (*andr.d@ukr.net*)
Запорожский национальный технический университет
Аспирант кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий»

Андриенко Петр Дмитриевич (*andrpd@ukr.net*)
Запорожский национальный технический университет
Доктор технических наук, професор, заведующий кафедрой «Электрические и электронные аппараты»
В 1962 г. закончил электротехнический факультет Одесского политехнический института по специальности инженер-электромеханик. В 1967 г. закончил заочное отделение Одесского политехнический института по специальности инженер-электрик. К.т.н. (1971), д.т.н. (1990), профессор кафедры электрических аппаратов (1992).

Анищенко Николай Васильевич (*annikolay@yandex.ru*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Кандидат технических наук, доцент, проф. кафедры «Автоматизированные электромеханические системы»
Окончил кафедру «Электрификация промышленных предприятий» ХПИ (1982), с этого же года на кафедре. К.т.н. (Московский станкоинстр. ин-т, 1987), тема «Стабилизация параметров программного движения рабочего органа промышленного робота при изменяющейся нагрузке». Доцент (1994). Курсы «Основы схемотехники», «Основы электробытовой техники», «Системы числового программного управления», «Управление мехатронными системами и промышленные сети»

Белоха Галина Сергеевна (*galin.1303@mail.ru*)
Донбасский государственный технический университет, Лисичанск
Кандидат технических наук, ст. препод. кафедры «Автоматизированные электромеханические системы»
В 2010 году окончила магистратуру ДГТУ по специальности «Электронные системы». К.т.н. (2015)

Білоножко Василь Вікторович (*vasyl.bilonozhko@twerd.pl*)
Інженер, Фірма ZE TWERD, Польща
1994 – Київський політехнічний інститут, Автоматика і керування в технічних системах. 1994-2004 – НДІ Автоматуглеруд-пром НВО «Красний металіст» (Конотоп, Україна). 1996-2004 – здобувач ученої степені, Дніпропетровська гірнича академія. 2004-2016 – Сумский державний університет. Старший викладач. 2016-2017 – інженер ZE TWERD, Польща. Автор: 2 монографій в області газового захисту шахт, статті і патенти по розробці чутливих елементів і систем газового і вибухозахисту шахтних виробіток.

Бовдуй Игорь Валентинович
Институт технических проблем магнетизма НАН Украины
Кандидат технических наук, научный сотрудник отдела проблем управления магнитным полем
Защитил кандидатскую диссертацию в 2010 году по синтезу нелинейных оптимальных регуляторов электромеханических систем. Основное направление научной деятельности – синтез высокоточных систем управления электромеханических и электромагнитных систем.

Бойко Валерій Степанович (*vsboiko@bigmir.net*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Доктор технічних наук, професор кафедры «Теоретична електротехніка»
Наукові інтереси – енергетична електроніка. Автор нового покоління перетворювачів електричної енергії компенсаційного типу, для живлення постійним струмом потужних технологічних споживачів у кольоровій металургії, хімічній промисловості та транспорті. Наукові розробки та впровадження високотехнологічного насосного обладнання світового рівня. Автор понад 150 наукових та науково-методичних друкованих праць.

Бондар Вадим Юрійович (*bwju1939@meta.ua*)
Запорізька державна інженерна академія
Кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри «Електронні системи»
Закінчив Український заочний політехнічний інститут (Харків, 1968), «Електропривод і автоматизація виробничих процесів». Зав. сектору електропривода в НДІ «Перетворювач» (системи керування та регулювання серій КТЕ,ТПР, Запоріжжя). К.т.н. (1981), тема «Исследование динамических свойств и синтез систем регулирования комплектных тиристорных электроприводов постоянного тока». Більше 30 наукових публікацій, з них 10 авторських свідоцтв на винаходи. Напрям наукової роботи: розробка та використання альтеренативних джерел енергії.

Бондаренко Олександр Федорович (*bondarenkoaf@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Кандидат технічних наук, докторант кафедри «Промислова електроніка»
Кваліфікація інженера електронної техніки за спеціальністю «Електроні системи», Донбаський гірничо-металургійний інститут (2003). К.т.н. (2008) зі спеціальності «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії», НТУУ «КПІ». Наукові інтереси: дослідження та розробка джерел живлення зі спеціальними характеристиками для контактного мікрозварювання, вдосконалення методів та засобів вимірювання параметрів напівпровідникових приладів, дослідження та розробка вимірювальних систем на основі інерціальних давачів.

Бондаренко Юлія Валеріївна (*bondarenko.julie@gmail.com*)
Донбаський державний технічний університет, Лисичанськ
Кандидат технічних наук, доцент кафедри «Електронні системи»
Інженер електронної техніки, спеціальність «Електроні системи», Донбаський гірничо-металургійн. інститут (2002). К.т.н. (2012), спеціальность «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії» (ІЕД НАНУ). Наукові інтереси: дослідження та розробка джерел живлення зі спеціальними характеристиками для контактного мікрозварювання, проектування напівпровідникових перетворювачів з модульною структурою, математичне моделювання напівпровідникових перетворювачів.

Брылистый Виктор Викторович (*77vitya77@gmail.com*)
Запорожский национальный технический университет
Магистрант кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок»
2016 г. – диплом бакалавра с отличием по специальности «Электромеханические системы и электропривод». Победитель Всеукраинского конкурса студенческих научных работ по направлению «Электротехника и электромеханика»: Диплом III степени (2014-2015 уч.г.), Диплом I степени (2015-2016 уч.г.), Диплом I степени (2016-2017 уч.г.).

Бур'ян Сергій Олександрович (*SBuryan18@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Кандидат технічних наук, доцент кафедри «Автоматизація електромеханічних систем та електропривода»
Закінчив НТУУ «КПІ» за спеціальністю «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод», магістр електромеханіки (2008). Асистент (2008) кафедри АЕСЕ, 2008 рік – член міжнародного товариства IEEE. Має близько 40 наукових публікацій. К.т.н. (2013). Тематика досліджень – енерго- та ресурсозбереження в електромеханічних системах автоматизації насосних установок водопостачання. Викладає дисципліни «Автоматизація технологічних процесів, установок і комплексів», «Системи автоматизації», «Синтез логічних схем» та «Керування процесами».

Васечко Евгений Викторович (*john@pulse.zp.ua*)
Научно-производственное предприятие «Импульс», Запорожье.
Ведущий инженер
Научные интересы: повышение эффективности DC-DC, DC-AC преобразователей, разработка энергоэффективных электронных нагрузок.

Васильев Игорь Львович (*IVasilyev@usurt.ru*)
УрГУПС, Екатеринбург, Россия
Кандидат технических наук, доцент
Окончил УЭМИИТ в 1980 году по специальности «Электрификация железнодорожного транспорта». До 1983 года работал в Шарташской дистанции электроснабжения Свердловской ж.д. С 1983 года – аспирант кафедры «Электроснабжение транспорта» УЭМИИТа. С 1986 г. на кафедре «Электроснабжение транспорта». Зам. декана электромеханического факультета (с 2001). К.т.н. (1992), доцента (1997). Награжден знаками «Почетный железнодорожник» и «Заслуженный работник высшего профессионального образования РФ»

Вербицький Євген Володимирович (*verbytskyi.ievgen@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Кандидат технічних наук, доцент кафедри «Промислова електроніка»
Отримав у 2007 р. кваліфікацію магістра електроніки за спеціальністю «Електроні системи» у НТУУ «КПІ». Захистив у 2013 р. дисертацію кандидата технічних наук зі спеціальності «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії» у НТУУ «КПІ». Наукові інтереси: проектування перетворювачів електричної енергії, аналіз та синтез систем керування.

Виниченко Елена Владимировна
Институт технических проблем магнетизма НАН Украины
Кандидат технических наук, младший научный сотрудник отдела проблем управления магнитным полем

Войтех Володимир Олександрович (*vvoitekh@gmail.com*)
Інститут електродинаміки НАН України
Кандидат технічних наук, старший науковий співробітник відділу систем стабілізованого струму
Автор більше 40 наукових праць, 15 винаходів та патентів. Спеціаліст в галузі автоматизованого електроприводу та перетворювальної техніки.

Войтко Олесь Андрійович (*lucccc4@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Кафедра «Автоматизація електромеханічних систем та електропривода».
Студент 6 – го курсу

Волков Владимир Александрович (*green_stone@ukr.net*)
Запорожская государственная инженерная академия
Кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Гидроэнергетика»
Закончил Запорожский национальный технический университет. Основное направление научной деятельности – минимизация потерь энергии в энергетических и электротехнических комплексах и системах.

Волков Игорь Владимирович (*ig.volkov@ukr.net*)
Институт электродинамики НАН Украины
Член-корреспондент НАН Украины, доктор технических наук, профессор.
Заведующий отделом систем стабилизированного тока
Лауреат Государственной премии Украины. Заслуженный деятель науки Украины, автор 11 монографий, 250 научных статей, 200 изобретений и патентов.

Володимир Сергійович Смирнов
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Доктор технічних наук, професор кафедри «Теоретична електротехніка»
Закінчив Київський політехнічний інститут (1974), інжен. електронної техніки, спеціальність «Промислова електроніка». Закінчив аспірантуру (1979). Асистент, старший викладач кафедри «Промислова електроніка» КПІ. К.т.н. (1983), доцент (1988), професор (2000) кафедри ТЕ. Д.т.н. (2002), дійсний член, академік (2004) НАНУ. Член спеціалізованої вченої ради Д26.861.01, підготував 2 доктора та 6 кандидатів технічних наук. Має понад 170 наукових та навчально-методичних праць, 18 авторських свідоцтв на винаходи та патентів, видано 5 навчальних посібників з грифом Міносвіти і науки України.

Волошко Александр Валерьевич
Институт технических проблем магнетизма НАН Украины
Кандидат технических наук, научный сотрудник отдела проблем управления магнитным полем
Защитил кандидатскую диссертацию в 2012 году по синтезу робастных регуляторов двухмассовых электромеханических систем. Основное направление научной деятельности – синтез высокоточных систем управления электромеханических и электромагнитных систем.

Волянский Роман Сергеевич (*voliansky@ua.fm*)
Днепровский государственный технический университет
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Электротехника и электромеханика»
Окончил Днепродзержинский индустриальный институт (2000, сейчас - ДГТУ), специальность «Электропривод и автоматизация промышленных установок». К.т.н (2005), тема «Повышение качественных показателей процессов управления следящими электроприводами систем автоматического управления». Ассистент (2000), старший преподаватель (2003), доцент (2008) кафедры электрооборудования ДГТ. Автор более 60 научных работ и 1 монографии.

Волянский Сергей Михайлович (*ffogres@ngmail.com*)
Национального университета кораблестроения
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Электрооборудование судов и информационная безопасность»
В 1998 г. окончил Украинский государственный морской техническийинститут. Аспирант (2007-2010), преподаватель (2000-2016), доцент (2016) кафедры электрооборудования судов и информационной безопасности. К.т.н. (2016), по специальности 05.13.03 – Системы и процессы управления.

Воробьёв Богдан Витальевич (*pro100lolpro100lol@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Аспирант кафедры «Автоматизированные электромеханические системы»

Гаврилюк Сергій Іванович (*serggtm@gmail.com*)
Інститут електродинаміки НАН України
Аспірант, спеціальність 05.09.03. Інженер ТОВ НТФ «ТЕМС»

Гвимрадзе АрчилДжимшерович (*a.gvimradze@gtu.ge*)
Грузинский Технический Университет, Тбилиси
Старший преподаватель департамента «Технологии электропотребления»
Главный специалист учебного центра «Schneider Electric - Telasi»

Голобородько Станислав Вадимович (*dielmi125@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Аспирант Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы» (2015 г.)
В 2015 г. защитил диплом магистра электромеханики на кафедре АЭМС. С этого же года работает на кафедре.

Головин Евгений Олегович (*ievgen.golovin@ovgu.de*)
Магдебургский университет им. Отто-фон-Герике (Германия)
Институт «Автоматизированная техника»
Направление «Управление системами с распределенными параметрами»
аспирант и научный сотрудник
В 2013 г. окончил Донецкий национальный технический университет. В 2014 г. окончил Магдебургский университет ОфГ.

Горкунов Борис Митрофанович (*gorkunov@kpi.kharkov.ua*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Доктор технических наук, профессор кафедры «Информационно-измерительные технологии и системы»

Гузов Эдуард Семенович (1938-2017)
Криворожский национальный университет
Кандидат технических наук, профессор кафедры Автоматизированные электромеханические системы в промышленности и на транспорте»
Закончил сотличием Криворожский горнорудный институт. Работал на шахтах Донбасса. Сотрудник научно-исследовательского сектора КРГИ. К.т.н. (1968). Доцент (1971), професор (2015) кафедры «Электрификация горных предприятий». В 1969 г. внедрил систему телеуправления шахтными электровозами во время погруз очно-разгрузочных работ. Автор более 200 научных работ, учебников, учебных пособий и монографій, которые издавались в Украине, Германии, Польше, Росии. Занимался проблемами повышения электроэнергоэффективности железорудных предприятий.

Гупало Юлиана Юрьевна (*uliana.gupalo@gmail.com*)
Днепровский государственный технический университет
Студентка кафедры «Электроника»
Основные научные интересы: анализ психофизического состояние человека в современных условиях действительности, надежность электронных систем, математические выводы с применением теории вероятности и нечётких множеств в различных сферах, современные методы биометрических исследований, инжиниринг человеческих тканей и органов.

Гусак Олександр Григорович (*info@teset.sumdu.edu.ua*)
Сумський державний університет
Кандидат технічних наук, доцент кафедры «Прикладна гідроаеромеханіка»
Працює на посаді доцента кафедри.Сфера наукових інтересів – прикладна гідроаеромеханіка, дослідження та створення насосного обладнання для енергетики, нафтовидобувної промисловості та хімічних виробництв. Відомий розробками та впровадженням насосного обладнання. Автор понад 100 наукових та методичних праць, має 5 авторських свідоцтв та винаходи.

Гусев Станислав Иванович (*gusev-si@lm-inverter.ru*)
ООО «НПП ЛМ Инвертор», Москва
Кандидат технических наук, генеральный директор НПП «ЛМ Инвертор»
Окончил Московский энергетический институт в 1972 г., автор более чем 80 статей и патентов в области силовой электротехники и енергетики.

Дашковська Олена Володимирівна (*v.osvita@imzo.gov.ua*)
Інститут модернізації змісту освіти МОН України
Кандидат хімічних наук, доцент, старший науковий співробітник відділу модернізації вищої освіти
Закінчила Київський державний університет (1982), «Хімія, органічна хімія». Заочна аспірантурі Інституту органічної хімії АНУ (1982-1991), та робота на посадах інженера, наукового співр. відділу біологічно-активних речовин (до 1993). Доц. кафедри промислової фармації (1993-2007), заступник декана факультету хімічних технологій Київського НУ технологій та дизайну. Зав. сектору відділення науково-методичного забезпечення вищої освіти (2007-2015) Інституті інноваційних технологій і змісту освіти. Викладач кафедри хімії Київського НУ будівництва та архітектури. Понад 100 наукових праць.

Дерец Александр Леонидович (*ald_dstu@i.ua*)
Днепровский государственный технический университет
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Электротехника и электромеханика»
Окончил Днепродзержинский индустриальный институт (1993, сейчас - ДГТУ), «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Научно-исследоват. сектор кафедры ЭПП ДГТУ (1993-1997). К.т.н (1997), тема «Разработка и исследование оптимальных по точности и быстродействию систем управления электроприводами с низкой чувствительностью к нестационарности объекта управления». М.н.с. (1993), ст. преподаватель (1997), доцент (1999) кафедры «Электрооборудование» ДГТУ. Более 60 научных работ, 1 монография, 2 учебных пособия

Діденко Віктор Олександрович (*didenko.viktor@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Стажист-дослідник НДІ ЕМСТ
Отримав у 2012 р. кваліфікацію науковий співробітник, викладач ВНЗ (електроніка) за спеціальністю «Електроні системи» в Донбаському державному технічному університеті, м. Алчевськ. Захистив у 2017 р. дисертацію кандидата технічних наук зі спеціальності «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії» у НТУУ «КПІ». Наукові інтереси: дослідження та розробка алгоритмів керування напівпровідниковими перетворювачами, як елементами складних систем.

Дорошенко Андрій Леонідович (*dfim@ukr.net*)
Інститут електродинаміки НАН України
Провідний інженер
Закінчив факультет електроенергетики та автоматики Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» в 2008 році за спеціальністю «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод».

Дранкова Алла Олеговна (*drankova64@gmail.com*)
Национальный университет «Одесская морская академия»
Доцент кафедры «Судовая электромеханика и электротехника»

Дымко Сергей Сергеевич (*sdymko@gmail.com*)
Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
Кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры «Автоматизация электромеханических систем и электропривода»

Еноктаев Р.Н.
Одесский национальный политехнический университет
Кафедра «Электрические машины»
Закончил в 2015 году Одесский национальный политехнический университет и получил полное высшее образование по специальности электрические машины и аппараты и получил квалификацию магистра электрических машин и аппаратов. С 2015 года является аспирантом кафедры электрических машин Одесского национального политехнического университета.

Ершов Александр Михайлович
инженер-программист ООО «НПП ЛМ Инвертор», Москва
окончил Московский энергетический институт в 2010 г.

Ефименко Руслан Алексеевич (*ruslan_tehsnab@mail.ru*)
Запорожский национальный технический университет
Студент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок»
2016 г. – диплом бакалавра с отличием по специальности «Электромеханические системы и электропривод». Участник университетских студенческих научно-практических конференций и выставок.

Жемеров Георгий Георгиевич (*zhemerov@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Доктор технических наук, профессор, профессор кафедры кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника»

Жаркін Андрій Федорович (*zhark@ied.org.ua*)
Інститут електродинаміки НАН України
Член-кореспондент НАН України (з 2009 р.).
Заст. директора з наукової роботи (2004), зав. відділу відділу стабілізації параметрів електроенергії (2014).
Закінчив у 1977 році Київський політехнічний інститут за спеціальністю «Електричні мережі і системи». В ІЕД НАНУ з 1980 року. Доктор технічних наук за спеціальностю «Електричні станції, мережі і системи» (2004). Голова спеціалізованої вченої ради по захисту докторських дисертацій при ІЕД НАНУ. Лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки (2007). Лауреат премії НАНУ ім. Г.Ф. Проскури (2014). Автор понад 160 наукових праць, зокрема, 10 монографій в галузі оптимізації режимів, забезпечення електромагнітної сумісності та підвищення параметрів якості електроенергії в електричних мережах.

Загирняк Михаил Васильевич
Кременчугский национальный университет
Доктор технических наук, професор, ректор КрНУ
Закончил с отличием Луганский машиностроительный институт. Инженер на Луганском тепловозостроитель-ном заводе. В 1971-2002 гг. научный сотрудник, старший преподаватель, доцент, зав. кафедрой, проректор Восточноукраинского национального университета им. Даля. Победитель конкурсов на долгосрочные государственные гранты США IREX (электротехника, 1983-84), Fulbright (организация образования, 1997-98), работал в университетах Кентукки и Техаса. С 2002 г. ректор КрНУ. Заслуженный деятель науки и техники Украины. Автор более 600 научных работ. Автор работ, опубликованных в специализированных изданиях, которые входят в международные наукометрические базы данных соответсвенно «ISI Web of Knowledge» і «Scopus». Руководитель научных проектов в рамках Программы научно-технического сотрудничества между Украиной и Словенией (2003-2004, 2007-2008). Главный редактор четырех и член редакционных коллегий пяти отечественных изданий, член редакционных коллегий шести иностранных изданий. Председатель совета по присуждению докторских и кандидатских степеней. Руководитель семинара «Электромагнитные и электромеханические процессы в электрических машинах и апаратах» Научного совета НАНУ по комплексной проблеме «Научные основы электроэнергетики». Член Академического совета высшей школы европейских и региональных исследований (Чешская Будийовице, Чехия).

Задорожний Николай Алексеевич (*4nd@list.ru*)
Донбасская государственная машиностроительная академия, Краматорск
Кандидат техническихнаук, доцент, доцент кафедры «Электромеханические системы автоматизации»
Окончил Харьковский политехнический институт (1974), специальность «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Аспирантура ХПИ (1976), специальность 05.09.03 – электрооборудование. К.т.н. (1982). С 1983 в Краматорском индустриальном институте (ныне ДГМА), анимается учебно-методической и научной деятельностью, стоял у истоков открытия специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод» в ДГМА. Более 85 научных и методических трудов, 5 и авторских свидетельств. Научные исследованя – электромеханические системы металлургических машин, оптимизация электроприводов машиностроительных и металлургических машин с компенсацией упругих связей.

Задорожняя Инна Николаевна (*zadorozhnyaya_in@ukr.net*)
Донбасская государственная машиностроительная академия, Краматорск
Кандидат техническихнаук, доцент, доцент кафедры «Электромеханические системы автоматизации»
Окончила ДГМА (2004), специальность «Информационные технологии проектирования», магистр компьютерных наук. К.т.н. (2010), специальность 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы. Ассистент (2004), старший преподаватель (2010), доцент (2012) кафедры ЭСА. Ученое звание «доцент» (2014). Активно занимается научной и учебно-методической работой. Имеет более 40 опубликованных научных трудов, работает в рамках научно-исследовательских направлений кафедры со студентами. Направление научных исследований – оптимизация параметров систем автоматического управления электроприводами технологических машин.

Зайченко Олег Анатольевич (*oleg_tems@ukr.net*)
Институт электродинамики НАН Украины
Кандидат технических наук, младший научный сотрудник, отдел систем стабилизированного тока
Окончил Киевский политехнический институт в 2007 году. 2015 году защитил кандидатскую диссертацию по теме «Оптимальное управление в системе полупроводниковый регулятор тока - электромагнитный сепаратор роторного типа». Автор 11 научных работ.

Замаруев Владимир Васильевич
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Кандидат технических наук, профессор кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника»
Окончил Харьковский политехнический институт в 1982 г. К.т.н. (1996) в области силовой электроники. Автор более 150 научных трудов, патентов и авторских свидетельств в области силовой электроники. Научные интересы: автономные преобразователи и разработка встраиваемых систем. Особое внимание уделяет алгоритмам управления специализированными системами, включающими как силовые преобразователи, так и альтернативные источники энергии

Зачепа Наталія Василівна (*zachepa.nataliia@ukr.net*)
Кременчуцький національний університет
Кафедра «Системи автоматичного управління і електроприводу»
Закінчила у 2007 році Кременчуцький державний університет імені Михайла Остроградського за спеціальністю «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод». У 2014 році закінчила аспірантуру за спеціальністю 05.09.03 – «Електротехнічні комплекси і системи», працює асистентом на кафедрі САУЕ.

Зачепа Юрій Володимирович (*zip1981@ukr.net*)
Кременчуцький національний університет
Кафедра «Системи автоматичного управління і електроприводу»
У 2003 р. закінчив Кременчуцький державний політехнічний університет. В 2014 році захистив кандидатську дисертацію за спеціальністю 05.09.03 – «Електротехнічні комплекси та системи». Доцент кафедри САУЕ (2014). Заступник директора Інституту електромеханіки, енергозбереження та систем управління КрНУ (2015).

Ивакина Екатерина Яковлевна (*ivakina.kat@gmail.com*)
Харьковский национальный университет городского хозяйства
Кафедра «Электрический транспорт»
кандидат технических наук, старший преподаватель

Ивахно Владимир Викторович (*v-ivakhno@ukr.net*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Кандидат технических наук, профессор кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника»
Окончил Харьковский политехнический институт в 1980 г, инженера электронной техники. Работал на каф. промышленной электроники ХПИ. К.т.н. (1989) в области силовой электроники. Автор более 130 трудов, в т. ч. 15 патентов и авторских свидетельств в области силовой электроники. Научные интересы: автономные преобразователи и коммутационные процессы в них, управление силовыми полупроводниковыми ключами, управление и регулирование преобразователей

Иващенко Валерий Петрович
Национальная металлургическая академия Украины
Доктор технических наук, профессор, первый проректор НМетАУ
Закончил Днепропетровский металлургический институт (1972, інженер-металург). С 2001 г. первый проректор НМетАУ. Лауреат Госпремии Украины в области науки и техники, академик АИН и АН ВШ Украины, заслуженный работник образования Украины. Научные интересы: разработка процессов прямого безкоксового получения жидкого металла из огрудкованого железорудного материали с применением низкотемпературной плазмы. Более 380 научных работ, 35 изобрет.

Казурова Алина Евгеньевна (*akazurova@gmail.com*)
Запорожский национальный технический университет
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок»
Окончила с отличием магистратуру ЗНТУ (2006), специальность «Электром. системы автоматизации и электропривод». Аспирант кафедры (2006). К.т.н. (2010), тема «Методы синтеза и анализ высокоточных систем позиционного управления неопределенными многомассовыми объектами». Ассистент (2009), доцент (2013). Соавтор уч. пособия «Основы теории автоматического управления» (2007), и пособия «Основы теории и методы автоматического управления» (2013 г.).

Калінов Андрій Петрович (*andrii.kalinov@gmail.com*)
Кременчуцький національний університет
Кандидат технічних наук, доцент кафедри «Системи автоматичного управління і електроприводу»
Аспірант, асистент (2002), доцент (2006) кафедри САУІЕ. К.т.н. (2006). Стипендіат КМУ (2008-2010). Доцент (2009), Почесна грамота МОНУ «за багаторічну сумлінну працю та значний особистий внесок у підготовку висококваліфікованих спеціалістів та плідну науково-педагогічну діяльність», нагорода «Винахід року–2009». Лауреат премії Президента України для молодих вчених (2013). Керівник лабораторії діагностики та випробувань електричних машин та систем електроприводу (2006). Більше 200 наукових праць, співавтор 5 монографій і посібників із грифом МОНУ. Підготовлено 3 к.т.н.

Калошин Олександр Олександрович (*kaloshyn.oleksandr@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Аспірант кафедри «Промислова електроніка»
Отримав у 2014 р. кваліфікацію інженера-електроніка за спеціальністю «Електроні системи» у Донбаському державному технічному університеті. Наукові інтереси: проектування напівпровідникових перетворювачів з модульною структурою, надійність роботи напівпровідникових перетворювачів.

Кальмус Дмитрий Олегович (*speet@ukr.net*)
Криворожский национальный университет
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы в промышленности и на транспорте»
Старший преподаватель

Клепиков Владимир Борисович (*klepikov@kpi.kharkov.ua*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Доктор технич. наук, профессор, заведующий кафедрой «Автоматизированные электромеханические системы»
Окончил Харьковский политехнический институт (1961), спец-ь «Электрификация промпредприятий». К.т.н. (1972) в области промышленной электроники. Заведующий кафедрой «Электрификация промышленных предприятий» (1976, сейчас «АЭМС»). Д.т.н., тема «Динамика электромеханических систем с отрицательным вязким трением» (1989, МЭИ). Заслуженный деятель науки и техники Украины, Лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники 2015 г., Президент Украинской ассоциации инженеров-электриков.

Клюєв Олег Володимирович (*kluev2006@ukr.net*)
Дніпровський державний технічний університет
Кандидат технічних наук, доцент, докторант кафедры «Електротехніка і електромеханіка»
Закінчив Дніпродзержинського державного технічного університету за фахом «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод», з 1999 р. в аспірантурі. Асистент (2001), старший викладач (2006), доцент (2012) кафедри «Електрообладнання» ДДТУ. К.т.н. (2009), тема дисертації «Багатоканальна система розривного векторного керування асинхронним вентильним каскадом»

Кобалия Мамука Игоревич (*mamuka.kobalia@yahoo.com*)
Грузинский Технический Университет, Тбилиси
Департамент «Технологии электропотребления».
Кандидат технических наук, профессор департамента

Кобилянський Борис Борисович
Украинская инженерно-педагогическая академия
Кандидат технических наук, доцент учебно-научного профессионально-педагогического института
В 2007 г. закончил Украинскую инженерно педагогическую академию. Защитил кандидатскую диссертацию в 2012 году по синтезу робастных регуляторов обмоточных машин. Ос-новное направление научной деятельности – синтез высокоточных систем управления электромеханических и электромагнитных систем.

Ковальчук Вікторія Григорівна (*viktoria_kovalc@mail.ru*)
Кременчуцький національный університет
Асистент кафедра «Системи автоматичного управління і електроприводу»
Закінчила Кременчуцький державний політехнний університет (2008), науковий співробітник з електромеханіки. Денна аспірантура (2008-2012), спеціальність 05.09.03 – Електротехнічні комплекси та системи. Навчальний майстер, асистент кафедри. Наукові інтереси - аналіз процесів енергоперетворення в електрогідравлічних комплексах. Понад 25 наукових робіт, 5 у Міжнар. наукометричної бази даних Scopus, 3 і 3 навчальних посібників, 1 затверджений МОН України.

Ковбаса Сергей Николаевич (*skovbasa@ukr.net*)
Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
Кафедра «Автоматизация электромеханических систем и электропривода»
Кандидат технических наук, доцент кафедры.

Ковриго Юрій Михайлович (*yukovrygo@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Кандидат технічних наук, професор, завідувач кафедри «Автоматизація теплоенергетичних процесів»
Наукові інтереси: питання розробки математичних моделей технологічних процесів з метою побудови систем автоматичного керування, цьому присвячені дисертація (1972) після наукового стажування (1979-1980) в Королівській Вищій Технічній школі у Швеції. Більше ніж 200 наукових робіт і п’яти посібників. В 1992 році за ініціативи Ю.М.Ковриго вперше в Україні була заснована і відкрита в КПІ спеціальність «Комп'ютерно-інтегровані технологічні процеси та виробництва».

Коломиец Валерий Витальевич
Кандидат технических наук, доцент кафедры ЭМС
Закончил 1986г. Днепропетровский государственный университет., руководитель Учебно научного профессионально педагогического института УИПА
Основное направление научной деятельности – Математическое моделирование электромеханических системы.

Колосов Валерий Иванович (*kvi@pulse.zp.ua*)
Научно-производственное предприятие «Импульс», Запорожье.
Кандидат технических наук, технический директор.
Научные интересы: импульсные преобразователи и моделирование процессов в них; проектирование и внедрение систем преобразования электрической энергии.

Колпаков Андрей Ильич
SEMIKRON Ltd, Санкт-Петербург, Россия
Старший технический специалист
Окончил в 1980 г Российский государственный университет аэрокосмической техники (Санкт-Петербург), по специальности «Радиотехника». Автор книг «В лабиринте силовой электроники» и «Pspice для чайников или революция Педерсона».

Кольсун Вячеслав Анатольевич (*kolsun_va@3g.ua*)
Криворожский национальный университет
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы в промышленности и на транспорте»
Кандидат технических наук, доцент кафедры

Копчак Богдан Любомирович (*kopchakb@gmail.com*)
Національний університет «Львівська політехніка», Інститут енергетики та систем керування,
Кандидат технічних наук, докторант, доцент Кафедра «Електричні машини і апарати»
Закінчив Державний університет «Львівська політехніка» (1999). К.т.н. (2004), тема «Асинхронна автономна генераторна система з керованим збудженням», спеціальність 05.09.03 – електротехнічні комплекси та системи. Наукова робот: аналіз і синтез електромеханічних систем з дробовими інтегрально-диференційними ланками; розроблення системи автоматичного керування напруги автономного асинхронного генератора; ситуаційне керування вітроенергетичними установками; - мікропроцесорне керування електроприводами. Автор та співавтор 60 наукових праць.

Коренькова Тетяна Валеріївна (*scenter@kdu.edu.ua*)
Кременчуцький національний університет
Кандидат технічних наук, доцент кафедри «Системи автоматичного управління і електроприводу»
Закінчила Кременчуцький філіал Харківського державного політехнічного університету, інженер-електрик (1996). К.т.н. (2001), тема «Раціональний електропривод насосних станцій міського водопостачання». Доцент (2004) кафедри САУІЕ. Наукові інтереси - енерго- і ресурсозберігаючі системи і технології управління електромеханічних комплексів, оснащених турбомеханізмами. Автор і співавтор понад 200 наукових робіт, 16 з яких входять до Міжнародної наукометричної бази даних «Scopus», 3 монографій, 6 навчальних посібників, 3 з яких затверджені МОНУ, 31 авторське свідоцтво і патент.

Коротаев Павел Алекссевич (*korotaiev@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы».
Кандидат технических наук, ассистент.
В 2009 году окончил кафедру АЭМС по специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод». С этого же года работает на кафедре. В 2016 г. Защитил кандидатскую диссертацию по специальности 05.09.03 электротехнические комплексы и системы.

Косарєв Євген Миколайович (*kosarev@e.diit.edu.ua*)
Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту
Аспірант кафедри «Інтелектуальні системи електропостачання»
У 2013 р. закінчив ДНКЗТ за спеціальністю «Електротехнічні системи електроспоживання» та отримав кваліфікацію магістра. З 2015 р. навчається в аспірантурі за спеціальністю «Електротранспорт». Автор більше 10 наукових робіт та 2 охоронних документів. Коло наукових інтересів: режими роботи електрифікованих ділянок, керування напругою, розподілені системи електропостачання, альтернативні джерела електроенергії.

Котляров Владимир Олегович (*kotlyarov@kpi.kharkov.ua*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Автоматизированные электромеханические системы»
Окончил Харьковский политехнический институт по специальности «Промышленная электроника» в 1993 году. В 2014 г. защитил кандидатскую диссертацию. Ведет лекционные и практические занятия по курсам «Электронная бытовая техника», «Системы автоматизированного проектирования», «Электропривод с микропроцессорным управлением» и др. Научные интересы: динамика электромеханических систем с ОВТ, создание САПР систем управления электроприводов.

Красовский Игорь Игоревич (*ikras@ymail.com*)
Национальный университет «Одесская морская академия»
Кафедра «Судовая электромеханика и электротехника»
Магистрант

Кузнецов Борис Иванович (*kuznetsov.boris.i@gmail.com*)
Институт технических проблем магнетизма НАН Украины
Доктор технических наук, профессор, заведующий отделом проблем управления магнитным полем
Защитил докторскую диссертацию в 1990 году по синтезу структур и оптимизации многоканальных квазиитерационных систем управления. Лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники за 2000 год. Основное направление научной деятельности – синтез высокоточных систем управления электромеханических и электромагнитных систем.

Кузнецов Виталий Вадимович (*wit1975@i.ua*)
Национальная металлургическая академия Украины,
Кандидат техническихнаук, доцент кафедры «Электротехника и электропривод»
Закончил Днепропетровский институт инженеров железнодорожного транспорта (1997), специальность «Электропривод и автоматизация промышленных процессов, комплексов и систем» и получил диплом специалиста электромеханики (с отличием). В 2013 году защитил диссертацию «Средства повышения энергоэффективности асинхронных двигателей, работающих в сетях с некачественной электроэнергией». Автор и соавтор 35 научных и учебно-методических публикаций.

Кулагін Дмитро Олександрович (*kulagindo@gmail.com*)
Запорожский национальный технический университет
Кадидат технических наук, професор кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий»
докторант, доцент кафедри «Електропостачання промислових підприємств»
Закінчив ЗНТУ (2008, магістр електромеханіки). В 2011 г. захщитил кандидатскую диссертацию на тему «Підвищення ефективності роботи тягової електропередачі дизель-поїздів ДЕЛ-02». Научные интересы: развитие научных основ основ систем электрической тяги моторвагонных поездов. Автором 28 печатных трудов в научных журналах, 8 патентов на изобретения, 3 авторских свидетельств.

Кунченко Татьяна Юрьевна (*medvedeva_1412@ukr.net*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Автоматизированные электромеханические системы»
В 1993 г. закончила кафедру АЭМС. С этого же года работает на кафедре. Помощник заместителя заведующего кафедрой по организационной и учебной работе. Профорг кафедры. К.т.н. (2016), тема «Параметрическая оптимизация условно устойчивых электромеханических систем методом диаграмм качества управления». Ведёт курсы: «Теория электропривода», «Теория автоматического управления», «Теория подъёмно-транспортных и дорожно-строительных машин».

Кутовой Юрий Николаевич
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы». Кандидат технических наук, профессор, заместитель заведующего кафедрой по учебной работе. В 1974 г. окончил кафедру «Примышленная электроника» ХПИ. С 1976 г. на кафедре «Электрификация промышленных предприятий» (сейчас АЭМС). К.т.н. (ДГИ, 1984), тема «Повышение тяговых свойств рудничных электровозов средствами электропривода». Ведёт курсы «Теория электропривода», «Микроэлектропривод», «Основы научных исследований», «Электрооборудование электромобиля», «Теория электрической тяги»

Лекаревич Анастасия Валериановна (*anastasiyalekarevich10@gmail.com*)
Менеджер по сбыту ООО «Харьковский аккумуляторный завод «Владар»
В 2016 году защитила диплом магистра на кафедре «Автоматизированные электромеханические системы» Национального технического университета «Харьковский политехнический институт».

Лемешко Сергей Михайлович (*sergii.lemeshko@i.ua*)
Государственное предприятие «Завод «ЭЛЕКТРОТЯЖМАШ» (г. Харьков)
Научно-исследовательский и проектно-конструкторский отдел тяговых электропередач.
Старший научный сотрудник, аспирант
Окончил кафедру «Автоматизированные электромеханические системы» НТУ «ХПИ».

Личов Дмитро Олександрович (*dimalychov@gmail.*)
Харківський національний університет міського господарства
Кафедра «Електротранспорт»
Закінчив факультет електричного транспорту Харківської державної академії міського господарства в 2005 р., з 2010 року працює на кафедрі електротранспорту асистентом.

Лотоус Володимир Вікторович
Кременчуцький національный університет
Аспірант кафедри «Електричні машини та апарати»
У 2015 р. закінчив магістерську підготовку за спеціальністю «Комп'ютеризовані системи управління та автоматика» та здобув кваліфікацію «науковий співробітник з комп'ютеризованих систем управління». Сфера наукових інтересів – системи діагностики та випробувань асинхронних двигунів

Львов Сергей Геннадиевич (*lsg@kpi.kharkov.ua*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Информационно-измерительные технологии и системы»

Любицький Сергій Вікторович (*ls@ukr.net*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Старший викладач кафедры «Автоматизація теплоенергетичних процесів»
Закінчив НТУУ «КПІ», у 2002 р за фахом «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані процеси і виробництва».

Макодзеб Владимир Николаевич
Криворожский национальный университет
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы в промышленности и на транспорте»
Аспирант

Малахатка Денис Олександрович (*malakhatka@ied.org.ua*)
Інститут електродинаміки НАН України
Інженер першої категорії відділу стабілізації параметрів електроенергії (з 2016 р.)
Закінчив у 2011 році Київський політехнічний інститут за спеціальністю «Прилади та системи неруйнівного контролю». В ІЕД НАНУ з 2011 року. Закінчив аспірантуру ІЕД НАНУ в 2016 році за спеціальністю «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії». Автор 11 наукових праць в області забезпечення електромагнітної сумісності у розподільних мережах.

Мальцев Валерій Валерійович (*the.maltsews@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Аспірант кафедри «Теоретична електротехніка»
Закінчив «Київський політехнічний інститут» в 2015 р.

Мартынов Вячеслав Владимирович (*mart_v@ied.org.ua*)
Институт электродинамики НАН Украины
Кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник отдела транзисторных преобразователей
Окончил Киевский политехнический институт в 1976 году. К.т.н. (1990) по специальности 05.09.12« Разработка и исследование транзисторных импульсных стабилизаторов с повышенным качеством выходного напряжения». Основные научные интересы: динамика систем с ШИМ-модуляцией; мощные источники электропитания питания для электронно-лучевых и плазменных технологических установок.

Матусевич Олександр Олександрович (*alm0452@meta.ua*)
Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту,
Доктор технічних наук, доцент, проректор. Кафедра «Електропостачання залізниць»
Автор більше 70 наукових робіт, 1 навчального посібника, 1 монографії та більше 50 навчально-методичних робіт. Відмінник освіти України. Коло наукових інтересів: наукові основи удосконалення системи технічного обслуговування силового електрообладнання тягового електропостачання, підвищення ефективності функціонування систем тягового електропостачання та діагностики обладнання.

Метельский Владимир Петрович
Запорожский национальный технический университет
Кафедра «Электроснабжение промышленных предприятий»
Кадидат технических наук, професор, заведующий кафедрой
Декан электротехнического факультета Запорожского национального технического университета. Академик Украинской академии наук, действительный член Украинской ассоциации инженеров.

Мещанинов Сергей Карминович (*sergey.meshaninov@gmail.com*)
Днепровский государственный технический университет
Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Электроника»
Доктор технических наук (2009), профессор кафедры электроники (2014) Автор свыше 120 научных работ, 4 монографий, 1-го научного открытия. Научные интересы: надежность сложных технических систем, эниология, анализ психо-эмоционального состояния человека в сложных условиях современного производства, биометрия.

Михайков Сергей Сергеевич (*pilot.vodolaz@gmail.com*)
Национальный университет «Одесская морская академия»
Аспирант кафедры «Судовая электромеханика и электротехника»

Михайличенко Дмитрий Анатольевич (*emdenn@mail.ru*)
Старший преподаватель кафедры СЭЭМ,
Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского

Михальський Валерій Михайлович (*mikhalsky@ied.org.ua*)
Інститут електродинаміки НАН України
Головний науковий співробітник, професор
Закінчив факультет автоматики та промислової електроніки Одеського політехнічного інституту в 1973 році. В 2010 році захистив докторську дисертацію за спеціальністю «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії».

Міронов Д.В. (*mironov.epz@yandex.ua*)
Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту
Аспірант Кафедра «Інтелектуальні системи електропостачання»
У 2013 р. закінчив ДНУЗТ за спеціальністю Електротехнічні системи електроспоживання. Аспірант кафедри. Дисципліни: «Автоматизація систем електропостачання», «Технічне обслуговування пристроїв електропостачання», «Алгоритмізація задач та САПР систем електропостачання», «Перетворювальна техніка». Коло наукових інтересів: Технічне обслуговування обладнання тягових підстанцій.

Морозов Дмитрий Иванович (dimorozov3@gmail.com)
Донбасский государственный технический университет, Лисичанск
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы»
Кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой
В 2002 г. закончил Донбасский горно-металлургический институт (в наст. время – ДонГТУ), магистр-электромеханик. К.т.н. (НТУ «ХПИ», 2006). Соавтор трех учебных пособий с грифом МОНУ, изданных в 2014 году, посвященных специальным вопросам теории электропривода.

Мустафа Георгий Маркович (*gmm-mail@yandex.ru*)
ООО «НПП ЛМ Инвертор», Москва
Кандидат технических наук, научный руководитель НПП «ЛМ Инвертор»
Окончил Харьковский политехнический институт (1965). К.т.н. (1973), тема «Моделирование схем преобразовательной техники на аналоговых вычислительных машинах». Работа в НИИ ХЭМЗ (Харьков, 1966-1969); Завод «Электровыпрямитель» (Саранск, 1969-1971); ВЭИ (Москва, с 1971). Профессиональные интересы: Теория цепей и систем; теория и техника статических преобразователей электроэнергии; теория и техника регулирования нелинейных нестац. систем; мощные электроприводы переменного тока; статические преобразователи электро-энергетических сетей пост. и переем. тока.

Муха Николай Иосифович (*n.mukha52@gmail.com*)
Национальный университет «Одесская морская академия»
Доцент кафедры «Судовая электромеханика и электротехника»

Мысак Тарас Владимирович (*tsdrive@ukr.net*)
Институт электродинамики НАН Украины
Старший научный сотрудник
В 1986 г. окончил Киевский политехнический институтза по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок», инженер-электрик, кандидат технических наук по специальности 05.09.12 – полупроводниковые преобразователи электроэнергии.

Назарова Елена Сергеевна (*nazarova16@gmail.com*)
Запорожский национальный технический университет
Кандидат техн.. наук, доцент, доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок»
Закончила с отличием бакалаврат и магистратуру «Электромеханические системы и электропривод» ЗНТУ. Аспирант (2007-2011). Ассистент (2009), старший преподаватель (2012), доцент (2013) кафедры ЭПА. К.т.н. (2012), тему «Синтез и исследование систем управления электроприводами станов холодной прокатки с использованием комплекса взаимосвязанных моделей». Доцента (2015). Опубликовано более 40 научных статей и тезисов, 1 монография.

Немыкина Ольга Владимировна (*olganemikina@ukr.net*)
Запорожский национальный технический университет
Кафедра «Электроснабжение промышленных предприятий»
Кадидат технических наук, доцент кафедры

Нерубацкий Владимир Павлович (*NVP9@i.ua*)
Украинский государственный университет железнодорожного транспорта
Кафедра «Электротехника, электроэнергетика и электромеханика»
Старший преподаватель

Никитина Татьяна Борисовна (*tatjana55555@gmail.com*)
Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет
Кафедра «Общетехнические дисциплины»
Доктор технических наук, доцент, заведующая кафедрой
Защитила докторскую диссертацию в 2012 году по многокритериальному синтезу робастного управления многомассовых электромеханических систем. Основное направление научной деятельности – синтез высокоточных систем управления электромеханических и электромагнитных систем.

Никифорова Анна Алексеевна
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы».
Магистрант

Николенко Анатолий Васильевич (*nikolenko_etep@mail.ru*)
Национальная металлургическая академия Украины,
Кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Электротехника и электропривод»
Закончил Днепропетровский металлургический институт (1979), специальность «Электротермические установки», инженер-электромеханик. К.т.н. (1986), тему «Оптимизация электрических параметров сверхмощных электроферросплавных печей». Автор и соавтор 87 научных и учебно-методических публикаций. Ведёт курсы: «Электроснабжение металлургических предприятий», «Электротехнологические установки», «Электрооборудование металлургических заводов»

Никоненко Евгений Алексеевич
Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
Кафедра «Автоматизация электромеханических систем и електропривода»
Студент

Новський Володимир Олександрович (*novsky@ied.org.ua*)
Інститут електродинаміки НАН України
Доктор технічних наук , провідний науковий співробітник відділу стабілізації параметрів електроенергії
Закінчив Київський політехнічний інститут (1973), спеціальність «Промислова електроніка». В ІЕД НАНУ з 1973 року. Д.т.н. за спеціальностю «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії» (2011 р.). Член спеціалізованих вчених рад по захисту докторських дисертацій при ІЕД НАНУ та НТУУ «КПІ». Лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки (2013 р.). Понад 200 наукових праць, 9 монографіъ, 30 авторських свідоцтв і патентів в області перетворювальної техніці, забезпечення електромагнітної сумісності та покращення якості електроенергії.

Ноженко Вікторія Юріївна (*viktoriya_nozhenko@mail.ru*)
Кременчуцький національний університет
Асистент кафедри «Системи автоматичного управління і електроприводу»
В 2010 р. закінчила магістратуру КрНУ за специальністю «Електромеханічні системи автоматизації і електропривод». Аспирантка кафедры САУІЕ (2012).

Обруч Игорь Владимирович, (*obruch@kpi.kharkov.ua*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы».
Старший преподаватель
В 1995 г. окончил кафедру АЭМС. С этого же года работает на кафедре. Готовит кандидатскую диссертацию на тему «Синтез нейросетевых электромеханических систем с отрицательным вязким трением».
Научные интересы: нейросетевые системы управления электроприводами

Огарь Віта Олександрівна (*vita.ogar@gmail.com*)
Кременчуцький національний університет
Кандидат технічних наук, доцент кафедри «Системи автоматичного управління і електроприводу»
Закінчила Кременчуцький державний політехнічний університет (2002), спеціальность «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод». К.т.н. (2009), тему «Характеристики асинхронних двигунів при зміні властивостей сталі». Асистент (2002), доцент (2009) кафедри САУІЕ. Лауреато Премії Президента України для молодих вчених (2013) за цикл наукових праць «Наукові основи енергозбереження засобами електропривода на базі використання методі теорії миттєвої потужності», Стипендіат Кабміну України (2014-15). Має 70 наукових праць, 1 монографію та 2 навчальних посібника.

Омельяненко Ольга Владимировна (*olha.omelianenko@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Аспирантка кафедры «Системный анализ и информационно-аналитические технологии»
Окончила магистратуру по специальности «Системный анализ» в 2016 году

Осадчий Володимир Володимирович (*w.osadchiy@gmail.com*)
Запорожский национальный технический университет
Кандидат техн.. наук, доцент, доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок»
1993 г. – диплом с отличием по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических комплексов». 1993-1996 гг. – обучение в аспирантуре. Ассистент (1996), старший преподаватель (2010), доцент (2013) кафедры ЭПА ЗНТУ. К.т.н. (2011), тема «Автоматизация процесса управления многокомпонентным весовым дозированием на основе идентификации параметров вибропитателя». В 2016 присвоено ученое звание доцента. Опубликовано более 20 научных статей и тезисов.

Островерхов Николай Яковлевич (*ostroverkhov@list.ru*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Доктор технічених наук, професор, завідувач кафедри «Теоретична електротехніка»
Закінчив «Київський політехнічний інститут» в 1985 р. Кандидатську дисертацію захистив у 1991 р. в Київському політехнічному інституті за спеціальністю 05.13.07-«Автоматизація технологічних процесів і виробництв. Докторську дисертацію захистив у 2013 р. в НТУ «Харківський політехнічний інститут» за спеціальністю 05.09.03-«Електротехнічні комплекси та системи».

Павліченко М. Є. (*2120@mail.ru*)
Директор ООО «ДДК», Екатеринбург, Россия
После окончания с отличием УЭМИИТа в 1991 году работал начальником участка на заводе «Уралэлектротяжмаш». В 1993 году поступил в аспирантуру УЭМИИТа и после её окончания работал старшим преподавателем на кафедре электроснабжения до 2012 года. Награжден медалью «За заслуги перед Университетом».

Павловський Володимир Олександрович
Інститут електродинаміки НАН України
Кандидат технічних наук, старший науковий співробітник відділу транзисторних перетворювачів
Закінчив радіотехнічний факультет Київського політехнічного інституту (1971), інженер-радиста по спеціальності «Радіотехніка». У 1980 р. захистив кандидатську дисертацію по оборонній тематиці. З 1993 р. працює у інституті електродинаміки НАН України. Спеціалізується у галузі електромагнітних завад у колах електроживлення.

Пазєєв Андрій Георгійович (*pazeev@ied.org.ua*)
Інститут електродинаміки НАН України
Кандидат технічних наук, старший науковий співробітник відділу стабілізації параметрів електроенергії (з 2016 р.). Закінчив у 1994 році Київський політехнічний інститут за спеціальністю «Промислова електроніка». В ІЕД НАНУ з 1994 року. Кандидат технічних наук за спеціальністю «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії» (2010 р.). Автор понад 20 наукових праць, зокрема, 1 монографії та 3 патентів України на винаходи в галузі перетворювальної техніки та забезпечення електромагнітної сумісності.

Палачов Сергій Олександрович (*palachov@ied.org.ua*)
Інститут електродинаміки НАН України
Кандидат технічних наук, науковий співробітник відділу стабілізації параметрів електроенергії (з 2013 р.)
Закінчив у 1981 році Харківський авіаційний інститут за спеціальністю «Радіоелектронні обладнання». В ІЕД НАНУ з 2003 року. Кандидат технічних наук за спеціальності «Електричні станції, мережі і системи» (2013 р.). Автор 22 наукових праць, зокрема, 1 монографії в області забезпечення електромагнітної сумісності та якості електроенергії у розподільних мережах.

Палис Штефан (*stefan.palis@ovgu.de*)
Магдебургский университет им. Отто-фон-Герике (Германия)
Институт «Автоматизированная техника»
Направление «Управление системами с распределенными параметрами»
доктор технических наук, профессор
В 2006 г. окончил Магдебургский университет ОфГ, в 2012 г. Там-же защитил диссертацию. профессор Научно-исследовательского университета «Московский энергетический институт».

Панкова Ольга Олеговна (*bloxa2007@ukr.net*)
Запорожская государственная инженерная академия
Аспирантка кафедры «Электронные системы»
В 2015 г. закончила Запорожскую государственную инженерную академию по специальности «Электронные системы». С 2015 г. работает над кандидатской диссертацией на тему «Полупроводниковые преобразователи для ветроэнергетических установок с переменной скоростью вращения ветротурбины» . Имеет более 60 научных публикаций. Направление научной работы: полупроводниковые преобразователи и электромеханические системы ветроэнергетических установок.

Пересада Сергій Михайлович (*sergei.peresada@gmail.com*)
Национальный технический университет Украин «Киевский политехнический институт»
Кафедра «Автоматизация электромеханических систем и електропривода»
Доктор технических наук, професор, заведующий кафедрой

Петросян Александр Михайлович (*a.petrosyan@gtu.ge*)
Грузинский Технический Университет, Тбилиси
Акад. доктор, ассоциированный профессор департамента «Технологии электропотребления»
Главный специалист учебного центра «Schneider Electric - Telasi»
Инженер-электрик, АО «Тбилприбор» (2007-2010); Руководитель проектов (проект-менеджер), ООО «LJM» (2010-по н.вр.); Приглашенный преподаватель департамента «Технологии электропотребления» (2011-2013 г.г.); Старший преподаватель департамента «Технологии электропотребления» (2013 – по н.вр.). - Автор 7 научных трудов, в том числе 1 патентов.

Петрушин Виктор Сергеевич (*victor_petrushin@ukr.net*)
Одесский национальный политехнический университет
Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Электрические машины»
В 1968 г закончил электромеханический факультет Одесского политехнического института по специальности «Электрические машины и аппараты». Доцент (1987), профессор (2002), заведующий (2003) кафедры электрических машин ОПИ. Декан факультета автоматизации и электрификации промышленности (1993-1998). К.т.н. (1979) тема «Исследование гребных электроустановок переменно-постоянного тока с компенсированными статическими преобразователями», д.т.н. (НТУ «ХПИ», 2002), тема «Проектный синтез высокоэффективных регулируемых асинхронных двигателей». Преподает дисциплины: «Электрические машины», «Тепловые и вентиляционные расчеты в электрических машинах», «Электрические машины в регулируемом приводе», «Основы электрической тяги». Научные интересы – моделирование и проектный синтез на основании системного подхода регулируемых асинхронных двигателей. Опубликовал 80 научно-методических работ, 2 учебных пособия.

Печеник Микола Валентинович
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Кафедра «Автоматизація електромеханічних систем та електропривода»
Кандидат технических наук, доцент.
Працює на кафедрі автоматизації електромеханічних систем та електропривода на посаді доцента. Викладає дисципліну «Електромеханічні системи автоматизації загальнопромислових механізмів». Має більше 50 наукових публікацій

Плахтий Александр Андреевич (*a.plakhtiy1989@gmail.com*)
Украинский государственный университет железнодорожного транспорта
Кафедра «Электротехника, электроэнергетика и электромеханика»
Кандидат технических наук, асистент кафедры
Инженер-электроник в конструкторском бюро ООО «ВО ОВЕН»

Погребняк Віталій Петрович (*v.osvita@imzo.gov.ua*)
Інститут модернізації змісту освіти МОН України
кандидат технічних наук, професор, старший науковий співробітник відділу модернізації вищої освіти
Закінчив Київський політехнічний інститут у 1964 році за спеціальністю 0705 Конструювання і виробництво радіоелектронної апаратури і до 1980 року працював на радіотехнічному факультеті КПІ. У 1980-2000 рр. працював в Міністерстві освіти на посадах начальника відділу, управління, головного управління. Представляв Україну в Європейському центрі вищої освіти (CEPES). У 2000 - 2015 рр. працював у Науково-методичному центрі вищої освіти та Інституті інноваційних технологій і змісту освіти керівником відділу інженерної освіти , відділення науково-методичного забезпечення вищої освіти, суміщаючи цю діяльність з роботою на посаді професора кафедри конструювання та виробництва радіоапаратури НТУУ «КПІ». Має понад 120 наукових і науково-методичних праць, у тому числі навчальні посібники і монографії. Підготував 6 кандидатів наук. Заслужений працівник освіти України.

Подейко Павел Петрович (*p-p-p@ukr.net*)
Институт электродинамики НАН наук Украины
Отдел систем стабилизированного тока
Ведущий инженер
Окончил НТУУ «КПИ» в 2007 году. Автор 12 научных работ. Направление исследований – полупроводниковые регуляторы тока в системах плавления и модификации материалов.

Подольний Сергій Вікторовичович (*dgp@ukr.net*)
Інститут електродинаміки НАН України
Відділ систем стабілізованого струму
Старший науковий співробітник, кандидат технічних наук
Автор більше 20 наукових праць. Спеціаліст в галузі теоретичної електротехніки, перетворювальної техніки та комп'ютерних технологій.

Поленок Виталий Викторович (*vitaliy_polenok@inbox.ru*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы».
Ассистент
В 2013 г. защитил диплом магистра электромеханики, с этого же года работает на кафедре.

Полилов Егор Владимирович (*egor.polilov@gmail.com*)
Донбасский государственный технический университет
кандидат технических наук, доцент кафедры «Автоматизированные электромеханические системы»
С 2000 г.– инженер по наладке и испытаниям электрооборудования и автоматики ПАО Алчевский металлур-гический комбинат. Занимается введением в эксплуатацию, наладкой и обслуживанием электроприводов на базе силовых преобразователей концернов Siemens, Alstom, Schneider Electric, ABB и др. С 2009 г. докторант ДонГТУ, тема работы: «Релейно-робастное управление параметрически и функционально неопределенными электромеханическими объектами». Научные интересы: феномен всплеска в управлении динамическими системами; стратегии качественного управления многомассовыми электромеханическими системами; управление на скользящих режимах; робастное управление.

Приступа Дмитрий Леонидович
Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
Кафедра «Автоматизация электромеханических систем и електропривода»
Кандидат технических наук, старший преподаватель.

Пушницын Дмитрий Сергеевич
Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
Кафедра «Автоматизация электромеханических систем и електропривода»
Студент

Пшеничников Дмитрий Алексеевич (*pshenichdm@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы».
Кандидат технических наук, доцент, старший научный сотрудник кафедры.
Окончил Харьковское высшее военное авиационное инженерное училище в 1986 г. Подполковник запаса. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию по аэронавигации. С 2008 г. работает на кафедре АЭМС. Научные интересы – энергоресурсосбережение, системы автоматического управления.

Реуцький Микола Олександрович (*m.reutskyi@kpi.ua*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Кафедра «Електромеханіка»
Кандидат технічних наук, доцент кафедри
Закінчив «Київський політехнічний інститут» в 1972 р. Кандидатську дисертацію захистив у 1978 р.

Рижков Олександр Михайлович (*alexr@myrfid.pp.ua*)
Інститут електродинаміки НАН України
Аспірант. Інженер ТОВ НТФ «ТЕМС»,
Закінчив НТУУ «КПІ» у 2016 році. Напрямок наукових досліджень – автоматизована система керування електроприводами крана-маніпулятора.

Рогоза А.В. (*fecherniykot@gmail.com*)
Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту,
Магістрант кафедри «Інтелектуальні системи електропостачання»
У 2017 році зайняла ІІ місце у Всеукраїнському конкурсі студентських наукових робіт у галузі «Енергетика» за наукову роботу на тему «Аналіз стійкості системи тягового електропостачання постійного струму за напругою», та посіла ІІ місце у другому турі Всеукраїнської олімпіади зі спеціальності «Електротехнічні системи електроспоживання».

Родькин Дмитрий Иосифович (*saue@kdu.edu.ua*)
Кременчугский национальный университет
Доктор техн.. наук, професор, зав. кафедрой «Системы автоматического управления и электропривода»
В 1962 году закончил Криворожский горнорудный институт по специальности «Автоматизация производственных процессов в горный промышленности». К.т.н. по специальности «Автоматизация производственных процессов» (1970, КПИ), д.т.н. (1995, ДГИ), тема диссертации «Системы динамического нагружения и диагностики электрических двигателей при испытаниях». Основное направление научной деятельности – повышение энергетической эффективности электромеханических систем и комплексов. С 2001 г. профессор и заведующий кафедрой САУИЭ. Заслуженный деятель науки и техники Украины.

Ромашихин Юрий Владимирович
Кременчугский национальный университет
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Системы автоматического управления и электропривода»
В 2005 году закончил Кременчугский государственный политехнический университет по специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод». Основное направление научной деятельности – исследование эффективности методов определения электромагнитных параметров машин переменного тока. Ассистент (2008), доцент (2015) кафедры САУИЭ. К.т.н. (2011), тема: «Усовершенствование метода определения электромагнитных параметров асинхронных двигателей». Лауреатом государственной премии Президента Украины для молодых ученых (2013).

Руденко Юрий Владимирович (*rudenko@ied.org.ua*)
Институт электродинамики НАН Украины
Кандидат технических наук, старший научный сотрудник отдела транзисторных преобразователей
Получил высшее образование в Национальном техническом университете (КПИ) в 1985 г. по специальности «Промышленная электроника». Защитил кандидатскую диссертацию в 1988 г. по специальности «Электрические полупроводниковые преобразователи». Основные научные интересы: транзисторные преобразователи с высокочастотной импульсной модуляцией, силовая электроника.

Рыженков Дмитрий Викторович (*dimjkee@ukr.net*)
Криворожский национальный университет
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы в промышленности и на транспорте»
Аспирант

Савилов Роман Игоревич (*firebarnsykes@gmail.com*)
Запорожский национальный технический университет
Кафедра «Электропривод и автоматизация промышленных установок»
Студент
Победитель Всеукраинского конкурса студенческих научных работ по направлению «Электротехника и электромеханика»: Диплом III степени (2014-2015 уч.г.), Диплом I степени (2015-2016 уч.г.), Диплом I степени (2016-2017 уч.г.).

Садовой Александр Валентинович (*alsadovoy@mail.ru*)
Днепровский государственный технический университет
Доктор технических наук, профессор. Кафедра «Электротехника и электромеханика»
Окончил Киевский политехнический институт по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Руководитель группы источников питания ЦНИЛС при институте электросварки им. Патона (1970). Аспирант, ассистент, старший преподаватель, доцент кафедры ЭПП Коммунарского горно-металлургического института (1972-1985). К.т.н (1980), тема диссертации «Синтез и исследование систем оптимального управления тиристорными электроприводами». Доцент кафедры ЭПП Днепродзержинского индустриального института (1985). Д.т.н (1993), тема диссертации «Синтез и исследование оптимальных по точности систем управления электроприводами с низкой чувствительностью к широкому спектру дестабилизирующих факторов». Профессор(1996), зав. кафедрой «Электрооборудование» (1996-2014). Проректор по научной работе ДГТУ (1998-2016). Подготовил 1 доктора и 9 кандидатов наук.
Автор более 400 научных работ, 5 монографий, 1 учебника, 4 учебных пособий.

Сакун Евгений Владиславович (*eugene.sakun@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы».
Аспирант
Окончил кафедру АЭМС в 2016 г. Победитель Всеукраинской студенческой олимпиады по теории электропривода в 2014 г.

Самков Олександр Всеволодович (*samkov@ied.org.ua*)
Інститут електродинаміки НАН України
Доктор технічних наук, ст.. науковий співробітник Відділ стабілізації параметрів електромагнітної енергії
Закінчив НТУУ «КПІ» в 1977, інженер-електрик, і з того часу працює в ІЕД НАНУ. Пройшов шлях від інженера до старшого наукового співробітника. Опублікував 145 наукових праць, у тому числі 6 монографій, а також отримав сім авторських свідоцтв та сім патентів України на винаходи. Д.т.н. (2011). Член спеціалізованих вчених рад Д 35.052.10 у НУ «Львівська політехніка» і Д 26.861.05 у Державному університеті телекомунікацій. Наукові інтереси: розвиток наукових засад моніторингу технічного стану об'єктів електроенергетики; оптимізація процесів електропостачання та використання інформаційних технологій в електроенергетиці; пристрої для перетворення та ефективного використання електроенергії; проблеми якості електроенергії та електромагнітної сумісності в електромережах.

Самчелеев Юрий Павлович
Донбасский государственный технический университет, Лисичанск
Кандидат технических наук, доцент. Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы»
Окончил в 1957 г. Электромашиностроительный факультет харьковского политехнического института, там же в 1972 г. году защитил диссертацию на тему «Разработка и исследование реверсивных тиристорных преобразователей с принудительным выключением вентилей в системах автоматизированного электропривода» направление научной деятельности разработка и исследование устройств преобразования параметров электроэнергии для электроприводов.

Сафронов Павло Сергійович (*p.s.safronov@gmail.com*)
Одеський національний політехнічний університет
Канд. техн. наук, доцент кафедри «Інформаційні технології проектування в електроніці та телекомунікація»
Отримав у 2000 р. кваліфікацію магістра з електроніки за спеціальністю «Електроні системи» у Донбаському гірничо-металургійному інституті. Захистив у 2006 р. дисертацію кандидата технічних наук зі спеціальності «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії» у Національному технічному університеті «ХПІ». Наукові інтереси: математичне моделювання та автоматизоване проектування напівпровідникових перетворювачів, електромагнітна сумісність напівпровідникових перетворювачів та мережі живлення.

Северин Валерий Петрович (*severinvp@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Кафедра «Системный анализ и информационно-аналитические технологии»
Доктор технических наук, профессор кафедры
В 2007 году защитил докторскую диссертацию по специальности «Автоматизация технологических процессов»

Семиков Алексей Владимирович ( )
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Аспирант кафедры «Автоматизированные электромеханические системы»
В 2012 году защитил диплом магистра электромеханики на кафедре «АЭМС». Научные интересы – электрооборудование электромобилей.

Сёмин Андрей Александрович (*syomin_andrew@mail.ru*)
Национальный горный университет
Ассистент кафедры «Электропривод»
В 2003 г. окончил учился в Национальный горный университет по специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод». В 2003-2006 учился в аспирантуре при кафедре электропривода. С 2006 – работа ассистентом.
Направление научной деятельности – идентификация параметров электромеханических систем.

Сёмочкин Альберт Борисович (*syomochkyn@gmail.com*)
Криворожский национальный университет»
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Автоматизированные электромеханические системі в промышленности и транспорте». Окончил Криворожский технический университет в 1992 году по специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод». В 1992-1993 гг. инженер-наладчиком «Укрчерметавтоматики». С 1993 г. в заочной аспирантуре ГВУЗ «Криворожский горнорудный институт» по специальности «Электротехнические комплексы и системы». К.т.н. (2004)

Сергієнко Сергій Анатолійович (*sergsa@kdu.edu.ua*)
Кременчуцький національний університет
Кафедра «Системи автоматичного управління і електроприводу»
Кандидат технічних наук, доцент кафедри
Закінчив у 1997 році Кременчуцький філіал Харківського політехнічного університету. В КрНУ працює з 1997 року. К.т.н. (2004) за спеціальністю 05.09.03 – електротехнічні комплекси і системи. Доцент (2005) кафедри САУІЕ. Проректор з науково-педагогічної роботи та новітніх технологій в освіті КрНУ (2006),

Сивокобиленко Віталій Федорович (*svf1934@gmail.com*)
Донецький національний технічний університет, Покровськ (Донецька обл.)
Доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри «Електромеханіка і автоматика»
Закінчив з відзнакою Харківський політехнічний інститут в 1957р., Д.т.н. (1986р.), тема «Математичне моделювання і оптимізація перехідних процесів в багатомашинних системах електропостачання електричних станцій і промислових установок». Професор (1987р.). Основний напрямок наукової діяльності – математичне моделювання перехідних процесів в електроенергетичних системах та системах електропостачання з асинхронними та синхронними двигунами великої потужності, Автор 12 монографій, 300 наукових статей та 85 авторських свідотцтв та патентів.

Синчук Игорь Олегович (*speet@ukr.net*)
Криворожский национальный университет
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы в промышленности и на транспорте»
Кандидат технических наук, доцент кафедры
Направление научных исследований – тяговый электропривод переменного тока.

Синчук Олег Николаевич (*speet@ukr.net*)
Криворожский национальный университет
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы в промышленности и на транспорте»
Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой
В 1966 г. поступил в Криворожский горнорудный институт (КГРИ), ныне Криворожский национальный университет. К.т.н. (КПИ, 1975). В 1975-78 гг. - секретарь комитета комсомола КГРИ. В 1978-82 гг. - заместитель секретаря, а в 1982-85 гг. - секретарь партийного комитета института. С 1985 гг. - проректор по учебной работе КГРИ. Д.т.н. (ДнГИ, 1988). Ученое звание профессор (1990). С 2012 по настоящее время - заведующий кафедрой АЭСПТ. Ннаучные исследования – тяговый электропривод шахтных электровозов.

Сиченко Віктор Григорович (*elpostz@i.ua*)
Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту
Доктор технічних наук, с.н.с., доцент, завідувач кафедри «Інтелектуальні системи електропостачання»
Закінчив у 1985 р. Дніпропетровський інститут інженерів залізничного транспорту за спеціальністю «Електрифікація залізничного транспорту». Кандидат технічних наук («Адаптивне мікропроцесорне регулювання напруги на шинах тягового навантаження», 1992), доктор технічних (2011). Академік Транспортної та Підйомно-транспортної Академії Наук України, чл.-корр. Російської Академії Електротехнічних Наук. Автор більше 200 наукових робіт, 7 монографій, 3 навчальних посібників, 13 патентів на винаходи. Наукова діяльність: електромагнітна сумісність електрифікованих залізниць, якість електроенергії та підвищення ефективності функціонування систем тягового електропостачання.

Сменова Людмила Витальевна (*lsmenova@bmir.net.*)
Украинский государственній университет железнодорожного транспорта
Старший преподаватель
В 2015 г. окончила УкрГУЖТ и работает на кафедре.

Сокол Евгений Иванович (*sokol@kpi.kharkov.ua*)
Национальній технический университет «Харьковский политехнический институт»
Член-корр. НАН Украины, доктор технических наук, профессор, ректор НТУ «ХПИ»
Заведующий кафедрой «Промышленная и биомедицинская электроника»
В 1974 году окончил с отличием Харьковский политехнический институт по специальности «Промышленная электроника». С 1976 г. в очной аспирантуре ХПИ. К.т.н. (1979), тема «Разработка и исследование автономных инверторов с улучшенными динамическими характеристиками», специальность 05.09.12 – «Єлектрические и полупроводниковые преобразователи». Д.т.н. (1994), тема «Микропроцессорное управление полупроводниковыми преобразователями электрической энергии по вычисляемым прогнозам», специальность 05.09.12 – «Полупроводниковые преобразователи электроэнергии». Доцент кафедры промышленной электроники (1985). Профессор (1998). Чл.-корр. НАН Украины (2012). С 2015 года - ректор НТУ «ХПИ». Автор более 300 научных работ, среди которых 3 научные монографии, 6 учебников и учебных пособий, 26 авторских свидетельств и патентов на изобретение. Основоположник в университете научной школы по микропроцессорному управлению устройствами силовой электроники. Сфера научных интересов – микропроцессорные системы управления полупроводниковыми преобразователями электрической энергии.

Солоденко Алла Костянтинівна (*v.osvita@imzo.gov.ua*)
Інститут модернізації змісту освіти МОН України
Завідувач сектору освіти в галузях інженерії, технологій та виробництва відділу модернізації вищої освіти
Закінчила Українську сільськогосподарську академію, спеці-ь «Автоматизація сільськогосподарського виробництва» (1980). Закінчила УСГА (педагогічний факультет, 1990), спеціальність «Електрифікація с.г.». Закінчила (2002) Центральний інститут післядипломної педагогічної освіти за спеціальністю «Менеджмент організацій» (спеціалізація – «Менеджмент освіти»). В системі освіти працює з 1998 р., методист, завідувача сектору, начальника відділу. Входила до складу президій чотирьох Науково-методичних комісій за галузями знань і 11 підкомісій за напрямами підготовки. Учасник у розробці галузевих стандартів вищої освіти. Викладач Київського інституту інвестиційного менеджменту. Понад 60 наукових праць. Відмінник освіти України. Нагрудний знак «Петро Могила». Має почесні грамоти та подяки МОНУ.

Сорока Костянтин Олексійович (*kasoroka@ukr.net*)
Харківський національний університет міського господарства
Кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, доцент кафедри «Електротранспорт»
Закінчив фізичний факультет Львівського державного університету в 1969 р., вчитель фізики Лідихівської СШ, Тернопільської області, з 1971р. інженер конструктор в/о «Ватра» (Тернопіль). 1975 р., аспірант, молодший науковий співробітник Світлотехнічного науково-дослідного та інженерно-конструкторського інституту (Москва). 1978 р. старший науковий співробітник, завідувач галузевої науково-дослідної лабораторії пускорегулюючих апаратів Харківський інституту інженерів комунального господарства, доцент кафедри АСУ електротранспорту, доцент кафедри електричного транспорту ХНУМГ, К.т.н. (1986), тема «Дослідження шумових характеристик пускорегулюючих апаратів люмінесцентних ламп»

Сотник Микола Іванович (*ni.sotnik@gmail.com*)
Сумський державний університет
Доктор технічних наук, доцент кафедри «Прикладна гідроаеромеханіка»
Працює на посаді доцента кафедри, директор НДІ енергоефективних технологій СумДУ. Коло наукових інтересів – енергозбереження, дослідження енергетичних процесів у електромеханічних системах мереж водопостачання (у т. ч. математичним моделюванням) з метою підвищення енергоефективності їх функціонування; також, дослідження енергетичних процесів у системах теплопостачання будівель з метою підвищення енергоефективності їх функціонування. Відомий розробками та впровадженням енергоефективного насосного обладнання. Автор понад 60 наукових публікацій, патентів України та РФ.

Стысло Богдан Александрович (*bohdanstyslo@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Аспирант кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника».
Работает на кафедре с 2008 г. Сфера научных интересов – полупроводниковые преобразователи для систем с накопителями электрической энергии; цифровые системы управления преобразователями.

Стяжкин Виталий Павлович (*vist@ied.org.ua*)
Институт электродинамики НАН Украины
Кандидат технических наук, старший научный сотрудник отдел систем стабилизированного тока
Технический директор НПЦ «Энергоимпульс» ИЭД НАН Украины, директор НТФ «ТЕМС». Окончил Киевский политехнический институт в 1984 году. 1989 году защитил кандидатскую диссертацию. Автор более 60 научных статей, изобретений и патентов. Научные направления: силовые полупроводниковые преобразователи со свойствами источника тока для электроприводов и электротехнологий; частотно-регулируемые электроприводы; системы автоматического управления в энергетике и электротехнологиях.

Супруновская Наталия Игоревна (*iednat1@gmail.com*)
Институт электродинамики НАН Украины,
Кандидат технических наук, старший научный сотрудник отдела электропитания технологических систем
С 1984 г. работает в ИЭД НАНУ, в который была направлена после окончания с отличием Киевского политехнического института. Работала инженером I категории, ведущим инженером, младшим научным сотрудником, научным сотрудником, а с 2010 г. и по настоящее время - старшим научным сотрудником отдела электропитания технологических систем. К.т.н. (2009). тема «Энергетические процессы в цепях заряда и разряда конденсаторов электроимпульсных установок» по специальности 05.09.05 «Теоретическая электротехника». В 2011 г. получила ученое звание старшего научного сотрудника по этой же специальности.

Тверитникова Олена Євгенівна (*tveekhpi@ukr.net*)
Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»
кандидат історичних наук, доцент, професор кафедрис«Інформаційно-вимірювальні технології і системи»
Наукові інтереси: історія науки і техніки, еволюція та закономірності розвитку прикладних технічних наук та вищої технічної освіти. Аналіз інтеграційних процесів науки і технічної освіти в Україні. Зокрема, розвиток електротехнічної науки і освіти. Вивчення історичного досвіду накопичення наукових знань у минулі періоди історії має важливе значення для вдосконалення системи освіти і науки, розгортання наукових досліджень у галузі електротехніки.

Теряєв Віталій Іванович (*kpivit@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Кандидат технічних наук, доцент

Тимощенко Андрей Валериевич (*andrey.timoschenko@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы».
В 2008 г. защитил диплом магистра электромеханики по специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод» на кафедре АЭМС. С этого же года работает на кафедре. Готовит кандидатскую диссертацию на тему «Улучшение динамических характеристик рудничного электровоза в режимах буксования и юза». Ведёт курсы «Микропроцессорные средства автоматизации», «Основы микропроцессорной техники», «Основы схемотехники». Научные нтересы – системы устранения избыточного скольжения колес в рудничных электровозов средствами ЭП, программирование встраиваемых систем на основе микропроцессоров и ПЛИС, цифровая обработка сигналов, разработка систем управления ЭП, разработка защищенных каналов радиосвязи.

Тищенко Анна Анатольевна (*ant_31@mail.ru*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Кафедра «Электрические станции»
Кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры

Ткаченко Андрей Александрович (*magistramd@mail.ru*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы».
Кандидат технических наук, старший преподаватель.
В 2006 г. защитил диплом магистра электромеханики по специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод» на кафедре АЭМС. С этого же года работает на кафедре. В 2013 г. защитил кандидатскую диссертацию

Толочко Ольга Іванівна (*tolochko.ola@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Доктор технических наук, професор кафедри «Автоматизація електромеханічних систем та електроприводу»
Після закінчення Донецького політехнічного інституту в 1971 р. працювала в науково-дослідному секторі кафедри «Електропривод і автоматизація промислових установок» на посадах інженера, молодшого наукового співробітника та старшого наукового співробітника, з 2007р по 2015 р. – зав. кафедри електропривода та автоматизації промислових установок ДВНЗ «Донецький національний технічний університет». В 1981 р. закінчила заочну аспірантуру в Московському енергетичному інституті та захистила кандидатську дисертацію. У 2005 р. захистила докторську дисертацію з присудженням вченого ступеня доктора технічних наук. Вчене звання доцента присвоєно в 1990 р., вчене звання професора – у 2006 р. Нагороджена чотирма грамотами Міністерства освіти і науки України. У 2008 р. нагороджена знаком «Відмінник освіти України». голова спеціалізованої ради Д11.052.02 та член спеціалізованої ради Д11.052.03

Трипутень Микола Мусійович
Национальный горный университет
кадидат технических наук, доцент кафедры «Автоматизация и компьютерные системы»
С 1983 г. инженер Днепропетровского горного института. В 1988 г. защитил кандидатскую диссертацию. С 1993 г. работает асистентом на кафедре «Автоматизация и компьютерные системы». С 1994 г. – доцент. Направления научной работы – управление технологическими процессами горно-обогатительных комбинатов. Автор 30 научных статей.

Трінчук Данило Ярославович (*d.trinchuk@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Аспірант кафедри «Теоретична електротехніка»
Закінчив Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут» в 2015 р. за спеціальністю 05.09.01 «Електричні машини і апарати».

Тугай Дмитрий Васильевич (*tugaydmytro@gmail.com*)
Харьковский национальный университет городского хозяйства
Кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Теоретическая и общая электротехника»

Турышев Константин Олегович (*kturyshev@yandex.ru*)
Запорожская государственная инженерная академия
Ассистент кафедри «Электронные системы»
В 1982 г. окончил Запорожский индустриальный институт по специальности «Промышленная электроника». Работал в должности заместителя директора по научным вопросам ЧП «НПКФ «ЭКОТЕХ» (г. Запорожье) в области разработки полупроводниковых преобразователей электрической энергии. Направление научной работы - полупроводниковые преобразователи электрической энергии, электросинтез озона.

Удовенко Олег Олександрович (*udoleg75@gmail.com*)
Криворожский национальный университет
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Автоматизированные электромеханические системы в промышленности и на транспорте»
В 1997 году закончил Криворожский технический университет по специальности «Электропривод и авто-матизация промышленных установок и технологических комплексов», К.т.н. (2004) по специальности «Электротехнические комплексы и системы», ученое звание доцент (2006)

Федотов Владислав Александрович (*speet@ukr.net*)
Криворожский национальный университет
Старший преподаватель кафедры «Автоматизированные электромеханические системі в промышленности и транспорте». В 1990 г. окончил среднюю школу в г. Кривой Рог и поступил в Криворожский горнорудный институт, специальность – электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических комплексов. В 1995 г. закончил Криворожский технический университет (КГРИ стал КТУ) и поступил в заочную аспирантуру. В этом же году пришел работать на кафедру ассистентом.

Филипп Юлий Борисович
Криворожский национальный университет
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы в промышленности и на транспорте»
Кандидат технических наук, доцент кафедры

Харебава Дмитрий Нугзарович (*dimitrikharebava@yahoo.com*)
Грузинский Технический Университет, Тбилиси
Департамент «Технологии электропотребления».
старший преподаватель департамента, докторант
главный специалист учебного центра «Schneider Electric - Telasi»

Хребтова Оксана Анатоліївна (*34092@ukr.net*)
Кременчуцький національний університет
Старший викладач кафедри «Системи автоматичного управління і електроприводу»

Худяев Александр Андреевич (*aleksander.khudiayev@gmail.com*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
Кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Автоматизированные электромеханические системы»
Закончил кафедру «Автоматические системы управления» Харьковского политехнического института (1980). Работал в УИПА, кафедра «Системы управления технологическими процесами и объектами». Декан электромеханического факультета УИПА (1996-205). К.т.н. (1996) «Параметрическая оптимизация итерационных многоканальных систем воспроизведения движений». Доцент (1998). Доцент кафедры АЭМС (2008). Готовит докторскую диссертацию на тему «Анализ и синтез итерационных многоканальных следящих электромеханических систем с эталонной типовой настройкой каналов».

Ченчевой Володимир Віталійович (*vladchen.86@gmail.com*)
Кременчуцький національний університет
Кафедра «Системи автоматичного управління і електропривод»
Кандидат технічних наук, асистент кафедри
В 2008 р. закінчив Кременчуцький державний політехнічний університет за спеціальністю «Електромеханічне устаткування енергоємних виробництв». Асистент (2011) кафедрb САУІЕ.

Чорний Олексій Петрович (*apch@kdu.edu.ua*)
Кременчуцький національний університет
Доктор технічних наук, професор
Директор Інституту електромеханіки, енергозбереження і систем управління КрНУ

Чунашвили Бадур Михайлович (*btchunashvili@yahoo.com*)
Грузинский Технический Университет
Доктор технических наук, профессор, руководитель департамента Технологии электропотребления»
Начальник учебного центра «Schneider Electric - Telasi»
Доцент кафедры ЭПП, ГТУ (1986-2003); Профессор факультета энергетики, ГТУ (2003-по н.вр); Главный советник министра имуществ Грузии по вопросам энергетики (2002-2003); Нач. управления технической безопасности, министерства энергетики Грузии (1998-2001); Нач. отделения малой энергетики министерства энергетики Грузии (1996-1998); Академик инженерной академии и Энергетической академии Грузии. Автор 112 научных трудов, в том числе 8 патентов.

Шавёлкин Александр Алексеевич (*shavolkin@gmail.com*)
Киевский национальный университет технологий и дизайна
Доктор технических наук, профессор, профессор кафедры «Электроника и электротехника»
Окончил Донецкий политехнический институт (ДПИ) по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Большая часть творческой биографии связана с ДПИ (ныне ДонНТУ). Докторскую диссертацию защитил в специализированном ученом совете Д 64.050.04 при Национальном техническом университете «Харьковский политехнический институт». Тема работы «Многоуровневые преобразователи частоты с улучшенными энергетическими характеристиками» Научные интересы: силовая электроника (преобразовательная техника), регулируемый электропривод.

Шамардина Вера Николаевна (*shamardina@kpi.kharkov.ua.*)
Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы».
Кандидат технических наук, профессор, декан Немецкого технического факультета.
Закончила с отличием кафедру «Электропривод и автоматизация промышленных предприятий» в 1979 г. В 1992 г. защитила кандидатскую диссертацию на тему «Многодвигательные асинхронные электропривода грузоподъёмных кранов с улучшенными динамическими и статическими характеристиками». С 2003 г. декан НТФ НТУ «ХПИ». Ведущий лектор по учебным дисциплинам: «Теория автоматического управления», «Нелинейные и дискретные системы автоматического управления», «Специальный курс теории автоматического управления»

Шаповал Іван Андрійович (*shapoval@ied.org.ua*)
Інститут електродинаміки НАН України
Старший науковий співробітник
Закінчив факультет електроенергетики та автоматики Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» в 1997 році. В 2003 р. захистив кандидатську дисертацію за спеціальністю «Електротехнічні комплекси та системи».

Шевченко Иван Степанович
Донбасский государственный технический университет, Лисичанск
Кандидат технических наук, профессор. Кафедра «Автоматизированные электромеханические системы»
Окончил в 1961 г. Ворошиловский горно-металлургический институт. В 1973 г. защитил диссертацию на тему «Тиристорный асинхронный электропривод индукционными сопротивлениями в роторе» в Харьковском политехническом институте. В 2014 году получил ученое звание профессора. Автор более 200 научных работ и 10 учебных пособий. В 2014 году издал серию из трех учебных пособий с грифом МОНУ по дисциплине «Специальные вопросы теории электропривода».

Шеремет Олексій Іванович (*sheremet-oleksii@ukr.net*)
Днепровский государственный технический университет
Кафедра «Электротехника и электромеханика»
Кандидат технічних наук, докторант
З 2001 р. навчався в аспірантурі, у 2005 р. захистив кандидатської дисертацію. З 2004 по 2015 р. – асистент, старший викладач, доцент кафедри «Електромеханічні системи автоматизації» Донбаської державної машинобудівної академії. З 2015 р.– докторант Дніпровського державного технічного університету.

Шкляр Тетяна Борисовна (*shkliar@ied.org.ua*)
Інститут електродинаміки НАН України
Кандидат физіко-математичних наук, мол. науковий співр. відділу стабілізації параметрів електроенергії
Закінчила у 2008 році Київський національний університет імені Тараса Шевченка за спеціальністю «Математика». В ІЕД НАНУ з 2008 року. Кандидат физіко-математичних наук за спеціальності «Диференційні рівняння» (2013 р.). Лауреат премії Верховної Ради України для молодих вчених (за 2013 р.). Автор 18 наукових праць в галузі математичного моделювання електричних систем.

Штіфзон Олег Йосипович (*oshtifzon@gmail.com*)
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
Кандидат технічних наук, старший викладач кафедри «Автоматизація теплоенергетичних процесів»
В 1996 р закінчив КПІ і працював в ГІОЦ Міністерства транспорту України на посаді керівника відділу мереж і комуникацій. У 1997 р вступив до аспірантури ФТІМС НАНУ, після закінчення якої працює на кафедрі АТП. Автор більше ніж 30 друкованих робіт та 2 патентів з питань світловодного пірометричного контролю температури рідких металів і експрес-контролю складу сплавів.

Щерба Анатолий Андреевич (*sh1ch@ied.org.ua*)
Институт электродинамики НАН Украины
Член-корреспондент НАНУ, доктор технических наук, профессор, заведующий отделом электропитания технологических систем. Закончил радиофизический факультет Киевского национального университета. С 1975 г. работает в ИЭД НАНУ, с 1995 г. и по настоящее время – заведующим отделом электропитания технологических систем. К.т.н. (1984), д.т.н. (1993). Профессор (2005), членом-корреспондентом НАН Украины (2003). Лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники 1998 г.и премии имени В.М. Хрущова НАН Украины (2010 г.).

Щерба Максим Анатольевич (*m.shcherba@gmail.com*)
Институт электродинамики НАН Украины,
Кандидат технических наук, старший научный сотрудник отдела электропитания технологических систем
Закончил магистратуру НТУУ «Киевский политехнический институт» по специальности «прикладная физика». В 2013 г. защитил кандидатскую диссертацию «Закономерности локальных усилений электрического поля в диэлектрической среде с проводящими близко расположенными включениями» по специальности 05.09.05 «Теоретическая электротехника». Область научных интересов: теоретическая электротехника, анализ электромагнитных полей в гетерогенных средах, пороговые электрофизические процессы в твердой полимерной изоляции силовых кабелей.

Щербак Яков Васильевич (*pyvsh47@gmail.com*)
Харьковский национальный университет городского хозяйства
Кафедра «Электрический транспорт»
Доктор технических наук, професор, заведующий кафедрой

Щипанский Павел Андреевич (*schipanskiy@mail.ru*)
Запорожская государственная инженерная академия
Кафедра «Электронные систеы»
Студент

Юрченко Олег Миколайович
Інститут електродинаміки НАН України
Доктор технічних наук, завідувач відділу транзисторних перетворювачів
Закінчив у 1986 р. Київський політехнічний інститут. Отримав кваліфікацію інженера електронної техніки за спеціальністю «Промислова електроніка». Кандидат технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії (1991). Старший науковий співробітник за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії (1998). Доктор технічних наук за спеціальністю 05.09.03 – електротехнічні комплекси та системи (2008). Основні напрямки наукових робіт пов'язані з дослідженнями в галузі створення систем електроживлення, які характеризуються широким діапазоном зміни параметрів навантаження (насамперед, технологічного і транспортного призначення) з метою підвищення їх енергетичної, техніко-економічної ефективності та електромагнітної сумісності.

Ягуп Екатерина Валериевна (*kata3140@gmail.com*)
Украинский государственный университет железнодорожного транспорта
Кандидат технических наук, доцент кафедры «Электротехника, электроэнергетика и электромеханика»
Выпускница инженерно-физического факультета ХПИ. Кандидатская диссертация (2008 г.) посвящена разработке методов подавления неканонических гармоник в системах электроснабжения железнодорожного транспорта

Яценко Дмитро Валерійович (*19yatsenko94@gmail.com*)
Запорожский национальный технический университет
Студент кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий»

Наукове видання

ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
«ХПІ»

Збірник наукових праць

№ 27 (1249)

Проблеми автоматизованого електропривода.
Теорія і практика

Силова електроніка і енергоефективність

Відповідальний за випуск *д.т.н., проф. Клепіков В.Б.*

При підготовці макету використані вільні програмні продукти
LibreOffice, Inkscape та Scribus

Верстка О.А. Крохмальов

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ: 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2, НТУ «ХПІ».
Кафедра «Автоматизовані електромеханічні системи».
Тел. (057) 707-62-26, 707-69-74, 707-64-45; e-mail: eeau@kpi.kharkov.ua

Підп. до друку 01.09.2017 р. Формат 60 × 84/16. Папір офсетний. Riso-друк. Гарнітура Times.
Ум. друк. Арк. 60,9. Наклад 100 прим., Зам. № 200. Ціна договірна

В и д а в е ц ь
Видавничий центр НТУ «ХПІ»,
вул. Кирпичова, 2, м. Харків -2, 61002

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 5478 від 21.08.2017 р.

В и г о т о в л ю в а ч
ТОВ «Л'еколь»,
вул. Командарма Уборевіча, 20, кв. 171, м. Харків-144, 61144