МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

ВІСНИК

НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

Присвячено 50-річчю кафедри промислової і біомедичної електроніки

Серія: "Нові рішення в сучасних технологіях"

No 18 (991) 2013

Збірник наукових праць

Видання засновано в 1961 р.

Харків НТУ «ХПІ», 2013 Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ» — 2013. — N 18 (991). — 184 с.

Державне видання

Свідоцтво Держкомітету з інформаційної політики України КВ № 5256 від 2 липня 2001 року

Збірник виходить українською та російською мовами.

Вісник Національного технічного університету «ХПІ» внесено до «Переліку наукових Фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук», затвердженого постановою президії ВАК України від 26 травня 2010 р. №1 — 05/4.(Бюлетень ВАК України №6, 2010 р., стор. 3, №20).

Координаційна рада:

- Л. Л. Товажнянський, д-р техн. наук, проф. (голова);
- К. О. Горбунов, канд. техн. наук, доц. (секретар);
- А. П. Марченко, д-р техн. наук, проф.; Є. І. Сокол, член-кор. НАН України, д-р техн. наук, проф.;
- Є. Є. Александров, д-р техн. наук, проф.; А. В. Бойко, д-р техн. наук, проф.; Ф. Ф. Гладкий, д-р техн. наук, проф.; М. Д. Годлевський, д-р техн. наук, проф.; А. І. Грабченко, д-р техн. наук, проф.;
- В. Г. Данько, д-р техн. наук, проф.; В. Д. Дмитриєнко, д-р техн. наук, проф.; І. Ф. Домнін, д-р техн. наук, проф.; В. В. Єпіфанов, канд. техн. наук проф.; Ю. І. Зайцев, канд. техн. наук, проф.;
- П.О. Качанов, д-р техн. наук, проф.; В.Б. Клепіков, д-р техн. наук, проф.; С. І. Кондрашов, д-р
- техн. наук, проф.; В. М. Кошельник, д-р техн. наук, проф.; В. І. Кравченко, д-р техн. наук, проф.; Г. В. Лісачук, д-р техн. наук, проф.; О. К. Морачковський, д-р техн. наук, проф.; В. І. Ніколаєнко, канд іст наук проф.; П. Г. Перерва д-р екон наук проф.; В. А. Пудяев д-р техн. наук проф.; М.
- канд. іст. наук, проф.; П. Г. Перерва, д-р екон. наук, проф.; В. А. Пуляев, д-р техн. наук, проф.; М. І. Рищенко, д-р техн. наук, проф.; В. Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.; Г. М. Сучков, д-р техн. наук, проф., Ю. В. Тимофієв, д-р техн. наук, проф., М. А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.

Редакційна колегія серії:

Відповідальний редактор: Є. І. Сокол, член-кор. НАН України, д-р техн. наук, проф. Відповідальний секретар: А. В. Івахненко, ст. викладач, Т. Л. Коворотний, асист. Члени редколегії: Л. Л. Брагіна, д-р техн. наук, проф.; В. Г. Данько, д-р техн. наук, проф.; В. Т. Долбня, д-р техн. наук, проф.; В. Я. Заруба, д-р техн. наук, проф.; В. Б. Клепіков, д-р техн. наук, проф.; Б. В. Кліменко, д-р техн. наук, проф.; О. С. Куценко, д-р техн. наук, проф.; Г. І. Львов, д-р техн. наук, проф.; Н. Н. Олександров, д-р техн. наук, проф.; П. Г. Перерва, д-р екон. наук, проф.; М. І. Погорелов, канд. екон. наук, проф.; Л. Г. Раскін, д-р техн. наук, проф.; Р. Д. Ситнік, д-р техн. наук, проф.; В. Я. Терзіян, д-р техн. наук, проф.; В. І. Тошинський, д-р техн. наук, проф.; В. І. Шустіков, д-р техн. наук, проф.

3 номеру 42'2012 р. Вісник НТУ «ХПІ» має власну подвійну нумерацію № 42 (948).

Рекомендовано до друку вченою радою HTУ «XПІ» Протокол № 4 від « 16 » квітня 2013 р.

3MICT

Сокол Е. И., Кипенскии А. В. Научные достижения кафедры промышленной и биомедицинской электроники Национального технического университета «ХПИ» (к 50-летию со дня основания)
Чуб А. И., Гусев А. А., Винников Д. В. Классификация изолированных DC/DC квази–импедансных преобразователей
Гончаров Ю. П., Ивахно В. В., Войтович Ю. С., Лобко А. В., Опанасенко Е. И. Использование принципов электронных систем вторичного электропитания для широкодиапазонного бесконтактного управления коммунальными электрическими объектами
Падалко Д. А., Гарганеев А. Г. Системы электроснабжения на основе электрических машин с самовозбуждением
Степенко С. А. Обзор и перспективы развития исследований, посвящённых коррекции коэффициента мощности
Кучеренко Д. В., Сафронов П. С. Параллельный активный фильтр высших гармоник тока
<i>Шавёлкин А. А.</i> , <i>Ханин А. В.</i> Многоуровневый каскадный преобразователь частоты с силовым последовательным активнымфильтром
<i>Белоха Г. С.</i> Высокоэффективный источник питания с релейным управлением 51
<i>Сучков Г. М., Познякова М. Е.</i> Раздельно-совмещенный ЭМА преобразователь для ультразвукового контроля железнодорожных осей
Алексеевский Д. Г., Бурова А. А., Кулаков С. А. Анализ поведения электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием с учётом потерь
Борисенко А. А., Иванчук А. В., Чередниченко К. Э. Биномиальный преобразователь информации
Полено О. М., Бондаренко О. Ф., Діденко В. О. Математична модель обробки даних в системі моніторингу параметрів хитання кристалізатора машини безперервного лиття заготовок
Борисенко А. А., Маценко С. М., Полковников С. И., Помехоустойчивый счетчик фибоначчи
Дорогань О. И. Оптимизация структуры средств автоматизации судовых электроэнергетических систем
Борисенко А. А., Протасова Т. А., Протасова Е. А., Сидоренко В. Ю. Многозначные биномиальные счетчики
Мазманишвили А. С., Александрова Т. Е. Параметрический синтез стабилизатора переменной структуры

Вовна А. В., Зори А. А., Коренев В. Д. Способ повышения чувствительности и точности оптического измерителя концентрации метана
Сидоренко А. С., Бондаренко А. Ф. Уменьшение времени аналого-цифрового преобразования
Шишкин М. А., Булгаков А. А., Костенко С. Ю. Использование слоисто- периодических структур для исследования биологических материалов при терагерцовой диагностике
Аврунин О. Г., Носова Я. В. Система виртуальной ультразвуковой диагностики для подготовки биомединженеров
Утицких Т. А., Семенец В. В. Основные и дополнительные методы диагностики репродуктивной функции коров
Тымкович М. Ю. Оптический метод регистрации пространственного положения хирургического инструмента в компьютерной навигационной системе 124
Сокол Е. И., Томашевский Р. С., Макаров В. А. Методы улучшения технических характеристик спирометров применительно к задачам семейной медицины
Селиванова К. Г. Экспериментальное исследование тонкой моторики рук с помощью цифрового графического планшета
Кипенский А. В., Куличенко В. В., Томашевский Р. С., Демидова Е. Ю. Анализ динамической погрешности измерения среднего значения частоты сердечных сокращений
Опанасюк А. С., Курбатов Д. І., Бересток Т. О., Доброжан О. А., Лопатка Р. В. Моделювання основних характеристик сонячних елементів на основі гетеропереходів <i>n</i> -ZnS/ <i>p</i> -CdTe і <i>n</i> -CdS/ <i>p</i> -CdTe
Кушнир И. С., Андреев А. И. Математические модели систем управления процессом производства ВУТ
Рябенький В. М. , Мишустов В. П. Моделирование интегральной системы импульсно-фазового управления тиристорным выпрямителем
Денищик С. С., Ткачев Р. Ю., Глушко О. В. Идентификация индуктивно-емкостного преобразователя с выходом на постоянном токе
Бойко В .С. , Сомник М. І. Електромагнітний процес у електричній моделі відцентрового насоса, працюючого в режимі перевантажень

Е. И. СОКОЛ, член-корр. НАНУ, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПИ» *А. В. КИПЕНСКИЙ*, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»

НАУЧНЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ КАФЕДРЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ И БИОМЕДИЦИНСКОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА «ХПИ» (к 50-летию со дня основания)

В статье приведены результаты ретроспективного анализа научных разработок и достижений кафедры промышленной и биомедицинской электроники НТУ «ХПИ» за 50 лет существования. Указаны основные направления работ, их руководители и исполнители. Показано, что все разработки были внедрены в промышленную эксплуатацию, серийное производство или в учебный процесс.

Ключевые слова: история, полупроводниковые преобразователи электроэнергии, микропроцессорные системы управления, энергетика, технологические процессы, медицинская техника.

История создания кафедры. Истоки истории кафедры промышленной и биомедицинской электроники следует искать в 60-х годах прошлого столетия. Эти годы были периодом расцвета науки и образования в Советском Союзе. В 1961 году состоялся первый полет человека в космос, активно развивалась атомная и электронная промышленность. Появление полупроводниковых приборов, а впоследствии и интегральных микросхем, произвело революцию в области электроники и электротехники. В стране возникла потребность в устройствах силовой электроники для различных отраслей народного хозяйства — таких, как энергетика, металлургия, транспорт и многие другие.

Подготовка инженеров по специальности «Промышленная электроника» была начата в Харьковском политехническом институте в 1961 г. В 1963 г. в связи с тем, что студентам третьего курса было необходимо преподавать дисциплины, которые как по своему содержанию, так и по объему значительно выходили за рамки общего курса промышленной электроники, остро встал вопрос о создании в ХПИ специальной кафедры. Поскольку общий курс читался доцентом кафедры электрификации промышленных предприятий Олегом Алексеевичем Маевским, проведение всей организационной работы по созданию новой кафедры было поручено именно ему. Активную помощь О.А. Маевскому оказывал его бывший аспирант и ученик доцент В.Т. Долбня, который в то время являлся деканом факультета автоматики и приборостроения, в состав которого и входила кафедра электрификации промышленных предприятий. В результате проделанной работы в октябре 1963 г. практически одновременно в Харьковском политехническом институте появляются два приказа.

В соответствие с приказом № 1576-III от 9 октября 1963 г. кафедра электрификации промышленных предприятий была разделена на две – кафедру с прежним названием и кафедру промышленной электроники. В состав новой кафедры вошли доценты О.А. Маевский и В.Т. Долбня, старшие преподаватели Ю.А. Розанов,

__

И.П. Архиереев, Е.А. Фесенко, ассистенты В.В. Губернаторова, В.Д. Земляков, Е.В. Линник, ст. лаборант Е.И. Кондратьева, механик В.М. Гоженко, лаборанты В.П. Дзюба и Н.А. Козлитин. Обязанности заведующего вновь созданной кафедрой были возложены на доцента Виктора Тимофеевича Долбню. Доцент О.А. Маевский находился в то время в творческом отпуске для завершения работы над докторской диссертацией.

Несколькими днями позже по ХПИ вышел приказ № 1581-III, в соответствие с которым кафедры электрификации промышленных предприятий и промышленной электроники вместе со всем контингентом студентов переводились на электромашиностроительный факультет.

В короткий срок преподавателями и сотрудниками кафедры промышленной электроники были подготовлены программы и лекционные курсы по всем специальным дисциплинам учебного плана новой специальности. Одновременно с этим были развернуты работы по оснащению лабораторий приборами и оборудованием для организации учебного процесса и проведения научных исследований.

Основная часть научных исследований на кафедре объединяется общим направлением — «Оптимизация энергетических и динамических показателей полупроводниковых преобразователей электроэнергии и систем на их основе». Работы в этом направлении проводятся преподавателями, научными сотрудниками и инженерами.

Цель настоящей статьи состоит в ретроспективном анализе научных разработок и достижений кафедры промышленной и биомедицинской электроники НТУ «ХПИ» за 50 лет существования.

Исследования переходных процессов в преобразователях путем отображения на комплексную плоскость, начиная с 70-х годов прошлого века, проводились профессором Виктором Тимофеевичем Долбней. Результаты этих исследований использовались при создании источников аварийного питания с улучшенными динамическими характеристиками для газокомпрессорных станций газопровода «Средняя Азия – Центр»; при разработке электрооборудования для аккумуляторных электровозов, выпускаемого заводом «Электромашина» (г. Харьков); для определения передаточных функций тяжелосреднего циклонного комплекса, предназначенного для обогащения угля, и синтеза систем управления основными технологическими аппаратами в институте «УкрНИИуглеобогащение» (г. Ворошиловград); при внедрении унифицированной системы регулирования установок серии ТПЧ на Таллиннском электротехническом заводе им. М.И. Калинина (ТЭЗ) и на ряде других предприятий.

Следует отметить, что разрабатываемые В.Т. Долбней топологические методы, позволяют решать не только задачи анализа процессов в электронных схемах, но и синтезировать схемы для получения электрических сигналов с необходимыми характеристиками. В частности, в 80-х годах перед ХПИ была поставлена важная правительственная задача, для решения которой В.Т. Долбня, впервые в Советском Союзе, синтезировал электрическую схему, которая воспроизводила электромагнитный импульс, возникающий при взрыве атомной бомбы. Такая установка была необходима для разработки способов защиты от электромагнитного воздействия.

Результаты дальнейших исследований в этом направлении изложены в мо-

нографиях: «Исследование переходных процессов в преобразователях путем отображения на комплексную плоскость» (авторы Долбня В.Т и Сокол Е.И.), которая была издана в 1988 г. и «Топологический анализ и синтез электрических и электромеханических систем» (автор Долбня В.Т), изданной в 2005 году.

Разработкой и исследованиями автономных преобразователей руководил и продолжает руководить профессор Юрий Петрович Гончаров. С 1973 г. по этому направлению было реализовано более 15 проектов по хозяйственным договорам с предприятиями и организациями согласно планам ГКНТ СССР и межвузовской целевой программе «Оптимум». Тематика этих проектов была посвящена решению следующих задач.

Разработки агрегатов бесперебойного питания и источников питания специального назначения с высокими энергетическими и динамическими показателями выполнялись для Небитдагской ГРЭС (Туркмения), компрессорных станций газопровода «Средняя Азия — Центр» объединения «Саратовтрансгаз», Днепродзержинского и Ровенского ПО «Азот», энергетических предприятий Донбасса, отделения НПО «Квант» г. Ашхабад (Туркмения), Всесоюзного института электрификации сельского хозяйства (г. Москва) и многих других (исполнители: Э.И. Заика, Ю.Д. Сакара, М.Г. Греул, С.Ю. Кривошеев, А.В. Ересько и С.Н. Иванов).

Выпуск преобразователей, разработанных в ХПИ, был организован на Харьковском заводе «Электромашина», ТЭЗ, Опытном заводе НТУ «ХПИ» и др.

В частности, для Днепродзержинского ПО «Азот» были разработаны и изготовлены 14 преобразователей постоянного напряжения в переменное синусоидальное типа ИРП-3 мощностью 3 кВА, которые обеспечивали работоспособность системы КИП и А производства слабой азотной кислоты даже при исчезновении центрального электроснабжения. Преобразователи показали свою высокую надежность в непрерывном режиме работы, а также, в различных переходных и аномальных режимах.

В рамках договора с Московским энергетическим институтом сотрудниками кафедры в инициативном порядке проводились исследования по созданию формирователей для управления силовыми транзисторами, в результате которого был разработан и изготовлен транзисторный преобразователь постоянного напряжения в переменное синусоидальное мощностью 0,5 кВА. Разработки были защищены 4 авторскими свидетельствами СССР на изобретения.

Для Харьковского электротехнического завода в рамках программы по исследованию электромагнитного излучения электродвигателей был разработан и изготовлен преобразователь постоянного напряжения в переменное синусоидальное с широтно-импульсной модуляцией, экспоненциальной огибающей выходного напряжения и пиковой мощностью 10 кВА.

В рамках договора с Харьковским заводом холодильных машин, по программе создания холодильного агрегата для космической станции, был разработан и изготовлен преобразователь постоянного напряжения в переменное синусоидальное мощностью 1,5 кВА.

Исследования и разработка автономных инверторов, которые выполнялись под руководством проф. Ю. П. Гончарова, всегда отвечали текущим требованиям народного хозяйства. В 70-х годах прошлого века был разработан тиристорный преобразователь для управления тяговыми двигателями постоянного тока руднич-

ного электровоза. Экспериментальный образец электровоза прошел испытания на кольце Дружковского машиностроительного завода. Работы по созданию полупроводниковых преобразователей для рудничных электровозов велись по заказу СКБ завода «Электромашина» (г. Харьков).

В 80-е годы перспективным стало использование альтернативных источников энергии, в частности, солнечной. В инициативном порядке была начата разработка преобразователей для водоподъемных комплексов отдаленных районов. Десять оригинальных преобразователей прошли испытания на полигонах Всесоюзного института электрификации сельского хозяйства, в пустынных районах Каракумы (Туркмения), показали свои высокие технико-экономичные показатели и были внедрены на объектах Заказчика.

Разработка преобразователей с тиристорными ключами на напряжение (3-20) кВ поставила задачу одновременного (группового) включения тиристоров, расположенных на значительном удалении друг от друга. Для решения этой задачи были разработаны транзисторные формирователи импульсов управления. Частотное заполнение управляющих импульсов в формирователе позволило обеспечить для них требуемые параметры, а также высокую помехоустойчивость самих формирователей. Эти научно-исследовательские работы были включены в координационный план Академии наук Украины. Универсальные формирователи импульсов для управления тиристорными ключами серийно выпускались на ТЭЗ. Ряд технических решений был защищен авторскими свидетельствами СССР на изобретения (исполнители: В.И. Кривошея и С.М. Никулочкин).

Начиная с 1980 г. по заказу НПО «Электросила» (г. Ленинград), были начаты работы по созданию тиристорного преобразователя для управления судовыми маршевыми электродвигателями. Опытный образец преобразователя, созданный на кафедре, успешно прошел электрические и акустические испытания в Севастопольском высшем военно-морском училище им. П.С. Нахимова и был передан заказчику (исполнители: В.А. Шеенко, В.В. Замаруев, В.В. Ивахно, А.В. Кипенский и С.М. Никулочкин).

В инициативном порядке для дизель-поездов были разработаны преобразователи типа ППС-20-110. До конца 80-х годов на подвижном составе, приписанном к депо городов Рига, Коломна, Людиново, Ворошиловград, Алма-Ата эксплуатировалось до 100 преобразователей, выпущенных заводом «Электромашина» (исполнители: С.М. Никулочкин, В.В. Замаруев и В.В. Ивахно).

В 1980-1990-х гг. по заказу СКБ «Союзморинжгеология» (г. Рига) была разработана серия преобразователей для работы с электромагнитными, электроискровыми и пьезоэлектрическими излучателями в составе морских геологоразведочных комплексов. Преобразователи размещались в герметичном корпусе на расстоянии до 1200 м от судна и были предназначены для формирования импульсов тока заданной формы. Использование резонансных инверторов с самонастраивающейся системой управления позволило обеспечить абсолютную коммутационную устойчивость преобразователей при скачкообразном изменении их нагрузки. Технические решения, использованные для этой разработки были защищены 5 авторскими свидетельствами СССР на изобретения (исполнители: В.В. Замаруев и В.В. Ивахно).

Дальнейшее развитие теория резонансных преобразователей получила в

процессе работ над источником питания алфавитно-цифрового печатающего устройства по заказу завода «Счетмаш» (г. Лубны). Применение транзисторов в резонансной схеме инвертора позволило увеличить мощность источника питания при сохранении его габаритов и снижении уровня электромагнитных помех. Внедрение разработанного источника питания повысило скорость печати алфавитно-цифрового печатного устройства АЦПУ-6362 с 80 до 120 строк в минуту.

В 90-х годах исследования были направлены на разработку преобразовательных устройств для альтернативной и малой энергетики. Среди разработок можно отметить энергогенерирующий комплекс, который может использоваться в малых ГЭС и автономных дизельных установках с асинхронным генератором; источник резервного питания для использования бытовыми потребителями при веерном отключении электроэнергии (этот источник серийно выпускался одним из подразделений ХПИ).

В начале 2000-х годов по заказу Государственного предприятия «Харьковский приборостроительный завод им. Т.Г. Шевченко» была выполнена разработка источника резервного электропитания телекоммуникационной аппаратуры (исполнители: В.В. Замаруев, В.В. Ивахно и В.А. Макаров).

В рамках программы «Украинский электромобиль» совместно с сотрудниками Харьковского национального автомобильно-дорожного университета был разработан транзисторный преобразователь с микропроцессорной системой управления и поочередной многофазной ШИМ для питания тягового двигателя электромобиля с рабочим током 1200 A (исполнители: В.В. Замаруев и А.В. Ересько).

Большое внимание проф. Ю.П. Гончаровым уделялось и уделяется созданию гибких систем передачи электрической энергии (СПЭ) с преобразованием формы напряжения, числа фаз и частоты.

Одной из проблем эксплуатации подземных линий электропередач является определение мест повреждения кабеля. Существующие методики определения мест повреждения требуют наличия в составе поискового комплекса генератора переменного напряжения с заданными характеристиками и мощностью единицы киловатт. Такой генератор был создан на основе автономного инвертора напряжения на полевых транзисторах с микропроцессорным управлением в начале 2000-х годов и выпускался серийно (исполнители: В.В. Замаруев и В.В. Ивахно).

В последние годы в связи с новыми достижениями электронной промышленности — разработкой и внедрением мощных быстродействующих полупроводниковых приборов типа IGBT, GTO, в мировой энергетике появились новые концепции построения системы генерации и передачи электрической энергии. Одна из них заключается в том, чтобы сохраняя идею Доливо-Добровольского о целесообразности передачи энергии переменным током высокого напряжения, освободить ее от ряда недостатков, которые были обусловлены состоянием тогдашней элементной базы: синусоиды как базового сигнала СПЭ; трех фаз; низкой частоты (50 Гц).

Совместно со специалистами государственного опытно-научного центра «Укрзалізниця» сотрудники кафедры с 2006 г. разрабатывают структуры с продольной ЛЭП повышенного напряжения 6-10 кВ, которая связывается с основной контактной сетью 3 кВ с помощью бестрансформаторных преобразователей по-

стоянного тока. Это позволяет поддержать постоянное напряжение в контактной сети, повысить КПД системы электроснабжения и пропускную способность участка железной дороги. В настоящее время такие разработки ведутся для участков Южной и Приднепровской железной дорог: Харьков-Люботин и Лозовая-Симферополь. Для действующих тяговых подстанций постоянного тока по заказу ОНЦ «Укрзалізниця» на кафедре разрабатываются полупроводниковые преобразователи вольтодобавочного типа.

Наряду с развитием схемных решений и проведением научных работ в области теории преобразовательной техники, ученые кафедры последние годы большое внимание уделяют развитию прикладных вопросов конструирования преобразователей электрической энергии. Ряд оригинальных идей был использован при изготовлении матричного преобразователя, разработка которого выполнялась в 2001 г. совместно с Институтом электродинамики НАН Украины (исполнители: Е.И. Сокол, И.Ф. Домнин, В.В. Замаруев).

Разработкой тиристорных преобразователей с искусственной коммутацией для питания электроприводов и приборов для измерения энергетических показателей таких преобразователей в семидесятые годы руководил доцент Юрий Алексеевич Розанов.

В частности, был разработан и изготовлен прибор «Измеритель углов ИУ-1» для измерения составляющих коэффициента мощности: углов управления, коммутации и проводимости вентилей преобразователя. На технические решения этого прибора был получен целый ряд авторских свидетельств СССР на изобретения. Работы велись по хоздоговорам с предприятиями НИИ «Преобразователь» (г. Запорожье) и Запорожским титаномагниевым комбинатом. Заказчикам были переданы образцы измерительного прибора ИУ-1 и соответствующая техническая документация. Образцы действующих приборов были представлены на Выставке достижений народного хозяйства (г. Киев) и ВДНХ СССР (г. Москва). В Москве прибор был отмечен серебреной медалью, а авторы стали лауреатами Выставки. Кроме того, прибор использовался при проведении лабораторного практикума по дисциплине «Преобразовательная техника» на кафедре «Промышленная электроника» (исполнители: О.П. Котляров, В.Д. Яндоло и Сунанто).

Разработка преобразователей велась по заказам предприятий г. Харькова и г. Запорожье. Исследовались способы снижения потребления реактивной мощности тиристорными преобразователями постоянного тока путем создания компенсированных преобразователей. В результате проведенных исследований были предложены способ трехступенчатой искусственной коммутации и схемы для его реализации. Практическим результатом работ явилось создание макета тиристорного преобразователя с трехступенчатой искусственной коммутацией (исполнители: В.Д. Яндоло, Сунанто и Ю.И. Колесник).

Работами по повышению динамических показателей систем автоматического регулирования, содержащих в своем составе полупроводниковые преобразователи электрической энергии с 1973 г. на кафедре руководил профессор Валентин Павлович Шипилло. Данное научное направление во многом базировалось на его известных работах в области исследования динамики систем автоматического регулирования с учетом дискретности преобразователей электрической энергии.

Первые работы выполнялись по заказу НИИ «Преобразователь» (г. Запорожье). Данные исследования были направлены на оптимизацию динамических характеристик контура регулирования тока системы автоматического регулирования скорости вращения валков прокатного стана. В 1976 г. в НИИ «Преобразователь» были проведены совместные испытания разработанной системы автоматического регулирования тока двигателя прокатного стана (исполнители: В.В. Ерисова и Я.В. Щербак). Технические решения, полученные в ходе выполнения работ по дискретной коррекции контура регулирования тока, были защищены рядом авторских свидетельств СССР на изобретения. Кроме того, в 1976 г. от ТЭЗ поступило предложение о создании системы автоматического регулирования тиристорного преобразователя частоты для индукционного нагрева (исполнители: С.И. Дрейслер и Я.В. Щербак).

Параллельно с работами по дискретной коррекции тиристорного преобразователя частоты, проводились исследования многосвязной системы автоматического регулирования выпрямительной и инверторной части установки с автоматическим разделением зон их работы в статическом и динамическом режимах (исполнитель В.В. Ерисова).

В процессе внедрения на ТЭЗ в серийное производство быстродействующих регулируемых источников стабильного тока (ИСТ) возникла необходимость в подавлении низкочастотных неканонических гармоник, вызываемых несимметрией питающих тиристорный выпрямитель напряжений, с помощью замкнутой системы автоматического регулирования. В 1978 г. эта задача была решена за счет применения замкнутой системы автоматического регулирования по отклонению, содержащей селективную цепь с высокой добротностью, что позволило эффективно подавлять неканонические гармоники тиристорного выпрямителя с частотами вплоть до граничной частоты выпрямителя (исполнитель Я.В. Щербак).

В 1983г. НИИ Харьковского электромеханического завода (ХЭМЗ) получил заказ на разработку и постановку на производство ИСТ для питания первой ступени строящегося в городе Протвино нового протонного ускорительно-накопительного комплекса мощностью 3000 ГЭВ (21-км кольцевой тоннель диаметром 5 м и примыкающие к нему 14 подземных залов для крупногабаритного оборудования). Учитывая положительный опыт разработки систем автоматического регулирования для ИСТ, НИИ ХЭМЗ внес предложение об участии кафедры в этих работах (исполнители: Я.В. Щербак и И.Ф. Домнин).

Испытания изготовленного опытного образца ИСТ проводились в г. Протвино (исполнители: Сунанто и Н.Н. Страхов). После успешного окончания наладки состоялась конференция в Объединенном Институте Ядерных Исследований (г. Дубна), где профессору В.П. Шипилло было поручено выступить с докладом от имени НИИ ХЭМЗ и ХПИ («Записки 11-й Конференции по Ускорителям», Дубна).

В 1984 г. ТЭЗ предложил кафедре принять участие в разработке и постановке на серийное производство стабилизированного источника для питания самолетов и вертолетов во время стоянки в аэропорту. Позже этот преобразователь получил название В-ТПЕ-400-28 (научный руководитель Я.В. Щербак, исполнители: И.Ф. Домнин, В.Д. Яндоло, В.В. Ерисова, А.А. Евдокимов). Разработанный преобразователь прошел госприемку. Испытания опытного образца на выполнение тре-

бований ГОСТ, проходившие в ГосНИИ Гражданской Авиации (г. Москва), подтвердили достоверность теоретических предпосылок. Преобразователь демонстрировался на ВДНХ СССР, где получил две золотых медали. Поставки преобразователя осуществлялись в республики СССР, Германию, Кубу, Вьетнам.

Разработка и исследования микропроцессорных систем управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии с начала 80-х годов выполнялась под руководством доцента Евгения Ивановича Сокола.

Первый опыт использования микропроцессорной техники был получен при создании лабораторного стенда, предназначенного для изучения архитектуры микропроцессоров и проверки знаний студентов (исполнители: И.Ф. Домнин и В.Ю. Шутько). В 1985 г. Стенд экспонировался на ВДНХ СССР и был отмечен медалями.

Микропроцессорные системы управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии для автоматизации технологических процессов литейного производства разрабатывались по заказу завода «Ленинская кузница» (г. Киев) и Купянского литейного завода (Харьковская обл.) (исполнители: А.В. Кипенский, Ю.И. Колесник, В.И. Рябенький, Л.В. Фетюхина и В.Ю. Шутько). Результаты работы дважды экспонировались на ВДНХ СССР (1989 и 1991 гг.) и оба раза были отмечены медалями.

В течение 1990-1994 гг. Е.И. Соколом при участии профессоров В.Т. Долбни и В.П. Шипилло были разработаны методы прогнозного формирования процессов конечной длительности в замкнутых системах микропроцессорного управления с полупроводниковыми преобразователями различных классов. В эти годы по заказу Всесоюзного НПО «Союзучприбор» (впоследствии Российское НПО «Росучприбор», г. Москва) был разработан и внедрен в серийное производство комплект оборудования для прямого микропроцессорного управления полупроводниковыми преобразователями (исполнители: А.В. Кипенский, Ю.И. Колесник и В.И. Рябенький). Ряд технических решений этого комплекта был защищен авторскими свидетельствами СССР и патентами Российской Федерации, а в 1995 г. отмечен медалями Всероссийского выставочного центра.

В 1997-2000 гг. в рамках украинско-польского научно-технического сотрудничества выполнялся совместный проект «Преобразователи электроэнергии с многофункциональными системами управления для электропитания ответственных потребителей». Результаты научных исследований используются при разработке микропроцессорных систем управления полупроводниковыми преобразователями с высокой динамикой переходных процессов в нагрузке и преобразователей со сложными алгоритмами управления. В частности, был разработан высокочастотный преобразователь со звеном постоянного тока мощностью 200 кВт для устройства индукционного нагрева И37-200/8 по договору с НИИ ПО «ХЭМЗ».

Для синтеза современных преобразователей электроэнергии с характеристиками, улучшенными за счет усовершенствования и дальнейшего развития методов идентификации параметров силовой схемы и нагрузки, нахождения реальных значений параметров схемы с помощью отображения на комплексную плоскость в 1999-2000 гг. был проведен комплекс исследований: «Идентификация параметров в схемах прогнозного управления преобразователем частоты», «Разработка и исследование алгоритмов идентификации параметров силовых схем полупроводниковых преобразователей частоты» (исполнители: И.Ф. Домнин, М.А. Шишкин, Т.В. Миланич и М.Р. Вержановская).

В 2000-2004 гг. были проведены исследования по темам «Разработка и исследование алгоритмов адаптивного управления полупроводниковыми преобразователями частоты», «Теоретические основы построения нетрадиционных алгоритмов параметрической идентификации силовых схем и нагрузки полупроводниковых преобразователей частоты», «Разработка и исследование системы адаптивного управления преобразователями частоты на мощность 800 кВт для плавления черных металлов» (исполнители: И.Ф. Домнин, М.А. Шишкин, М.Р. Вержановская); «Улучшение энергетических характеристик преобразователей переменного напряжения средствами микропроцессорного управления» (исполнители: И.П. Архиереев, А.В. Кипенский и Е.И. Король). В ходе этих разработок получены новые схемотехнические решения и алгоритмы микропроцессорных систем управления полупроводниковыми преобразователями.

Созданием и исследованием преобразовательных систем с улучшенными энергетическими характеристиками в настоящее время на кафедре руководит профессор Георгий Георгиевич Жемеров. В рамках выполнения работ по теме «Разработка и исследование компенсированных управляемых выпрямителей» были разработаны схемы выпрямителей и непосредственных преобразователей частоты, с высокими показателями электромагнитной совместимости с питающей сетью (исполнители: Д.С. Крылов и О.В. Ильина). Они позволяют компенсировать до нулевого или заданного значения реактивную мощность и подавлять высшие гармоники в кривой сетевого тока средствами самого преобразователя и силового активного фильтра, интегрированного в структуру преобразователя.

В ходе исследований были созданы математические и виртуальные модели преобразователей, исследованы их основные характеристики. Предложена новая теория мощности, что позволяет строить эффективные системы управления энергосберегающими преобразователями. Получен патент Украины на изобретение. Разработаны методики, позволившие рассчитать параметры преобразователя и системы управления. Результаты выполненного проекта используются при разработке преобразовательных систем в энергетическом оборудовании, в частности, в статических компенсаторах реактивной мощности и в мощных преобразователях электроэнергии (2-50 MW) при глубоком регулировании выходного напряжения.

Разработкой и исследованием физиотерапевтических аппаратов и других изделий медицинской техники с микропроцессорными системами импульсного управления и автоматического регулирования на кафедре руководят профессора Евгений Иванович Сокол и Андрей Владимирович Кипенский. Эти работы были начаты в 1995 г. практически одновременно с началом подготовки специалистов по биомедицинской электронике. При разработке медицинской техники была использована новая концепция микропроцессорного импульсного управления и положения теории цифро-импульсных и импульсно-цифровых преобразований. Начиная с 1998 г. научно-исследовательские и проектные работы по этой тематике проводятся в лаборатории биомедицинской электроники (ЛБМЭ) по трем основным направлениям.

2002 г. – начало разработки высокоэффективного оборудования для низкои высокотемпературной стерилизации медицинских инструментов, материалов и других изделий медицинского назначения. Было разработано несколько моделей генераторов озоно-воздушных смесей для низкотемпературной стерилизации и дезинфекции. Один из первых генераторов ГО-5 был введен в медицинский технологический процесс в Харьковском НИИ гигиены труда и профзаболеваний. Среди последующих разработок — генераторы озоно-воздушных смесей ОG-101, OG-103, OG-105 и OG-107, которые разработаны по заказу фирмы СҮВЕКОРТЕХ TRADING EST (ОАЭ) (исполнители: Е.И. Король, А.А. Лашин и бывший аспирант кафедры Харисси Хасан).

Для регулирования температуры, в том числе, и в медицинских термостерилизаторах в 2002 г. был разработан электронный терморегулятор с микропроцессорным управлением РТЭ 200/1-2.0. Технические характеристики регулятора позволяют осуществлять все виды температурной стерилизации медицинских инструментов, термостойких предметов, материалов и т.д. В последующее время было освоено серийное производство модернизированного варианта регулятора РТЭ 200/1-2.0 М и регулятора с таймером РТЭ 200/1-2.0 Т. Терморегулятор РТЭ 200/1-2.0 Т был использован, в частности, в медицинских учреждениях г. Харькова при модернизации медицинских термостерилизаторив и хорошо зарекомендовал себя в процессе эксплуатации (исполнители: Е.И. Король и А.А. Лашин).

Разработанные в ЛБМЭ *многофункциональные физиотерапевтические ап- параты* предназначены для озонотерапии, электротерапии и фототерапии.

Для проведения процедур *озонотерапии* в ЛБМЭ при участии специалистов МГП «ХПИ-ЭМОС» и фирмы «ПНЕВМАТИКА» в 2001 г. была начата разработка медицинского озонатора ОМ 80/1 (исполнители: А.В. Кипенский, Е.И. Король, А.А. Лашин, С.В. Виниченко и Д.М. Дейнеко). Этот озонатор предназначен для синтеза озона из медицинского кислорода электрофизическим методом. Разработка озонатора выполнена по договору с ОАО «АО НИИ радиотехнических измерений» (г. Харьков). Серийное производство с 2007 г. освоено фирмой «РАДМИР», которая является дочерним предприятием АО НИИРИ. В 2005 г. на Всеукраинском конкурсе-выставке «Барвиста Україна» медицинский озонатор ОМ 80/1 был признан лучшим товаром года в номинации «Инновационные разработки».

Для электротерапии по заказу фирмы «РАДМИР» ДП АО НИИРИ (г. Харьков) в ЛБМЭ в 2005-2006 гг. был разработан аппарат АНЭТ-50 ГТ, который предназначен для проведения процедур гальванизации и лекарственного электрофореза (исполнители: Е.И. Король, Н.И. Кубышкина и В.В. Куличенко). Особенностью этого аппарата является возможность лечебного воздействия не только постоянным электрическим, но и импульсным током с неизменной частотой следования импульсов и с ее изменением по определенным законам. Кроме того, аппарат позволяет проводить процедуры с тремя и четырьмя электродами без дополнительных устройств.

Для импульсной и низкочастотной электротерапии в период с 2004 г. по 2007 г. на основании теории цифро-импульсных и импульсно-цифровых преобразований были разработаны принципы формирования синусоидальных модулированных и диадинамических токов (исполнители: В.А. Верещак и М.Е. Доценко). С использованием этих принципов фирмой «РАДМИР» ДП АО НИИРИ разработан и внедрен в серийное производство многофункциональный аппарат АНЭТ-50 М.

В настоящее время в лаборатории биомедицинской электроники на стадии

завершения находится многофункциональный аппарат для терапии постоянным и импульсными (в том числе и диадинамическими) электрическими токами, магнитным полем и электромагнитным излучением оптического диапазона.

С 2005 года совместно с Научно-производственной и медико-биологической корпорацией «Лазер и Здоровье» (г. Харьков) проводится разработка фотомерапевтических аппаратов серии «Барва». Специалистами корпорации разрабатываются фотонные излучатели (аппараты) различного назначения, а в ЛБМЭ выполняется разработка микропроцессорных блоков и систем импульсного управления
этими излучателями. На сегодняшний день в ЛБМЭ завершена разработка, а корпорацией «Лазер и Здоровье» освоено производство, более десяти фототерапевтических аппаратов и аппаратных комплексов с микропроцессорными блоками и системами импульсного управления (исполнители: Е.И. Король В.В. Куличенко и
Р.С. Томашевский).

В 2007 году по заказу ООО «Институт целостного здоровья» (г. Киев) завершена разработка двухпроцессорной системы импульсного управления для аппарата комплексной фототерапии «СИНЕРГИС». Аппарат по своим возможностям является уникальным, поскольку ничего подобного в Украине до настоящего времени не производилось. Он оказывает тонизирующее и направленное стимулирующее воздействие, за счет чего достигается эффект быстрого восстановления организма после перенесенных психологических, экологических и физических нагрузок (исполнители: Е.И. Король, В.В. Куличенко и Р.С. Томашевский).

По заказу фирмы «РАДМИР» ДП АО НИИРИ этими же специалистами в 2008 г. завершена разработка облучателя для комплексной фототерапии. Основным назначением этого облучателя является коррекция психоэмоционального состояния человека с целью повышения настроения и улучшения аппетита, повышения энергичности и концентрации, уменьшения напряженности и восстановления биоритмов, нормализации процессов обмена и т.д.

В рамках третьего направления в ЛБМЭ проводится разработка высокоточных приборов для функциональной диагностики. В 2007 г. завершены научно-исследовательские работы и изготовлены опытные образцы цифрового портативного прибора для тестирования функции внешнего дыхания человека ЦПС-14/1 (заказчик фирма «РАДМИР» ДП АО НИИРИ). Этот прибор позволяет определять основные показатели функции внешнего дыхания, сравнивает их со статистически нормальными величинами (для определенных пола, роста и возраста человека) и вычисляет отклонения (исполнители: Е.И. Король и Р.С. Томашевский).

К настоящему времени завершена разработка, изготовлен опытный образец, проведены технические испытания и медицинская апробация медицинского конденсора, который предназначен для сбора конденсата выдыхаемого воздуха (исполнитель Р.С. Томашевский). Основным отличием разработанного конденсора от аналогичных устройств, является использование в качестве охладителя конденсорной камеры не компрессорного холодильника, а термоэлектрического преобразователя.

Для контроля за состоянием пациента во время проведения процедур комплексной фототерапии по заказу фирмы «РАДМИР» ДП АО НИИРИ в 2007 г. была начата, а в 2008 г. завершена, разработка диагностического прибора (исполнители: Е.И. Король и В.В. Куличенко). Этот прибор позволяет измерять частоту

пульса, частоту дыхания, вычислять некоторые их соотношения, а также формировать сигналы для синхронизации параметров воздействия фотонного облучателя с ритмическими процессами в организме человека.

Заключение. На основании результатов анализа разработок кафедры промышленной и биомедицинской электроники НТУ «ХПИ» может быть сделан вывод об их высоком научном уровне. Дополнительным подтверждением этого факта является то, что за 50 лет на кафедре было защищено 6 докторских и 55 кандидатских диссертаций, написано более 40 монографий, учебников и учебных пособий, опубликовано сотни статей, получены десятки авторских свидетельств и патентов на изобретения. Многочисленные разработки сотрудников кафедры экспонировались на выставках разного уровня и были отмечены медалями и дипломами.

В последние годы кафедра значительно расширила круг своих научных интересов за счет интеграции со смежными научными направлениями. Это, прежде всего, медицинская электроника. Многолетние исследования и совместные научные работы с ведущими медицинскими учреждениями и промышленными предприятиями позволили кафедре создавать новую высокоэффективную электронную медицинскую аппаратуру. Нет сомнений в перспективности этого важного для страны направления.

Другим важным направлением расширения научных интересов кафедры является энергетика. Проникновение силовой электроники в энергетику позволяет значительно изменить облик всей системы производства, передачи и распределения электрической энергии. В этой области лежат многие пока еще мало исследованные перспективные решения. Однако уже сегодня видно, что они затрагивают ряд смежных областей. Это такие направления как материаловедение и микроэлектроника, связанные с производством нетрадиционных источников энергии (фото преобразовательные установки), а также значительный прогресс в области создания новых типов электронных приборов.

УДК 621.314.1

- А. И. ЧУБ, аспирант, ТТУ, Талин, Эстония;
- А. А. ГУСЕВ, канд. техн. наук, ассистент, ЧГТУ, Чернигов, Украина;
- **Д. В. ВИННИКОВ**, д-р техн. наук, старш. научн. сотр., ТТУ, Талин, Эстония

КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗОЛИРОВАННЫХ DC/DC КВАЗИ-ИМПЕДАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Представлены существующие схемы повышающих DC/DC квази-импедансных преобразователей. Произведена классификация преобразователей по передаточной характеристике по постоянному току и типу схемы квази-импедансного звена.

Ключевые слова: квази-импедансный преобразователь, возобновляемые источники энергии, классификация.

Введение

За последние годы наблюдается резкий рост количества энергии, генерируемой возобновляемыми источниками энергии (ВИЭ). В 2011 году мощность ветряных и фотоэлектрических установок выросла почти на 20% и 74%, соответственно, и составила 238 ГВт и 70 ГВт, соответственно [1]. Топливные элементы могут генерировать постоянную мощность, и являются другой активно развивающейся технологией в сфере энергетики и транспорта [2]. Выше упомянутые ВИЭ требуют повышающих преобразователей для распределенных систем сбора энергии и интеграции с сетью.

Импедансные и квази-импедансные инверторы (КИИ) были предложены для интеграции в сеть низковольтных источников энергии [3,4]. КИИ обходят ограничения классических инверторов: они могут повышать, понижать и инвертировать входное напряжение. КИИ использует состояние перекрестной проводимости плеча/плеч инвертора для повышения входного напряжения. Эти схемы обладают повышенной надежностью, благодаря невосприимчивости к сквозным токам. Непрерывный входной ток КИИ подтолкнул исследования по применению квази-импедансного звена в интерфейсных преобразователях для систем отслеживания точки максимальной мощности. Базовая ячейка квази-импедансного преобразователя (КИП) показана на рис. 1 a. Эта структура получена из классического КИИ и состоит из КИ-звена и ключа S_1 . КИ-звено содержит: два индуктора, два конденсатора и ключ S_2 . Простейший DC/DC КИП, показанный на рис. 1 a, содержит базовую ячейку, ключ a, выходной фильтр. К достоинствам КИП по сравнению с импедансными преобразователями можно отнести меньшие перенапряжения на компонентах и непрерывный входной ток.

Цель

Целью данного исследования является обзор существующих решений в области DC/DC КИП и их классификация по передаточной характеристике по постоянному току и типу схемы квази-импедансного звена.

Существующие схемы изолированных квази-импедансных преобразователей Первое семейство DC/DC КИП было представлено в [5]. На основе базовой

ячейки, путем добавления нагрузки к одному из конденсаторов КИ-звена, было получено две схемы. Еще две схемы были получены путем перестановки источника напряжения и одного из конденсаторов. Это семейство работало в асимметричном режиме и не нашло широкого применения. Именно вокруг схемы, изображенной на рис. $1\ \delta$, было сосредоточено большинство исследований.

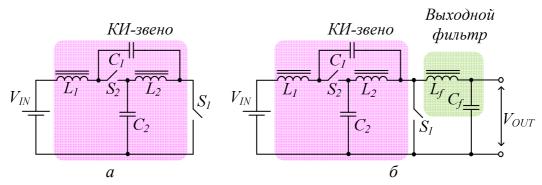


Рис. 1 — Схемы КИ преобразователей: a — базовая ячейка; δ — простейший КИП

DC/DC КИП на базе мостового инвертора (МИ) были подробно описаны в [6] и обобщены в [7]. В зависимости от приложения, может использоваться однофазный (см. рис. 2) или трехфазный МИ. Повышающее КИ-звено и понижающий иннапряжения придают итоговому преобразователю понижающие свойства. Высокочастотный трансформатор (TR_1) и выпрямитель с удвоением напряжения (ВУН) позволяют устранить индуктивность выходного фильтра и обеспечивают гальваническую изоляцию, необходимую во многих приложениях. ВУН позволяет снизить коэффициент трансформации высокочастотного трансформатора на 62%. Также ВУН содержит вдвое меньше диодов, чем в мостовой схеме, что снижает потери. В приведенной схеме общий коэффициент усиления распределен между трансформатором, КИ-звеном и ВУН. Для мощных приложений оправдано использование трехфазного инвертора. КИ-звено служит для стабилизации выходного напряжения, когда входное напряжение меняется, обычно в диапазоне не более 2 раз.

DC/DC КИП обеспечивает непрерывный входной ток. Меньшее повышение на КИ-звене соответствует меньшим потерям при перекрестной проводимости [8]. Это обеспечивает работу преобразователя вне зоны критического усиления, когда длительность интервалов перекрестной проводимости приближается к 0,5 и потери начинают значительно расти. Диоды $D_1...D_3$ можно заменить транзисторами, что обеспечит возможность двунаправленной передачи энергии. Двунаправленный режим передачи энергии подходит для задач интеграции элементов хранения энергии (суперконденсаторы, водородный буфер и т.д.) в системы ВИЭ [9]. На практике КПД КИ-звена может достигать 94% [10]. Главным недостатком этих преобразователей является сложная динамика, что выдвигает дополнительные требования при проектировании системы управления [11].

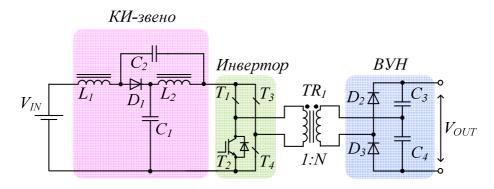


Рис. 2 – Схема DC/DC КИП на базе МИ

Дополнительным путем улучшения характеристик является замена двух индукторов КИ-звена одной связанной индуктивностью [12], как показано на рис. 3. Подобная замена не изменяет принципа работы, но улучшает массогабаритные параметры преобразователя. Чтобы полупроводниковые элементы не подвергались перенапряжениям со стороны индуктивностей рассеяния, необходимо применить снабберную цепь. На рис. 3 показан снаббер, состоящий из диодов $D_4...D_6$ и конденсаторов $C_5...C_7$. Эта цепь также позволяет регенерировать энергию, запасенную в индуктивности рассеяния.

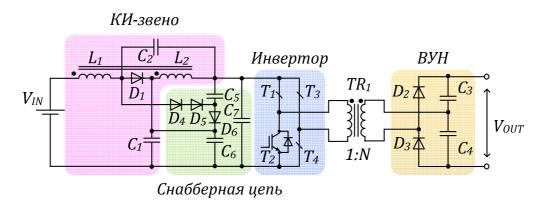


Рис. 3 – Схема улучшенного DC/DC КИП на базе МИ

Обычно повышение на КИ-звене не превышает 2,5 раз и служит для адаптации к изменениям входного напряжения. Для расширения диапазона усиления было предложено каскадное включение КИ-звеньев [13]. Каскадные КИП можно разделить на два типа: со вспомогательным конденсатором и со вспомогательным диодом. Каскадные схемы имеют потенциал в приложениях, где входное напряжение может варьироваться более чем в 2,5 раза [14]. Каскадные схемы показаны на рис. 4. Оба типа схем имеет модифицированный вариант с меньшим напряжением на элементах. Каскадный КИП со вспомогательным конденсатором требует на 30% меньшую длительность состояния перекрестной проводимости, то есть способен обеспечить в 1,5 большее повышение напряжения при той же длительности перекрестного состояния [15]. При незначительном повышении напряжения схема со вспомогательным диодом немного уступает схеме со вспомогательным конденсатором. На практике каскадные схемы не дают выигрыша по КПД, по сравнению с простыми КИП.

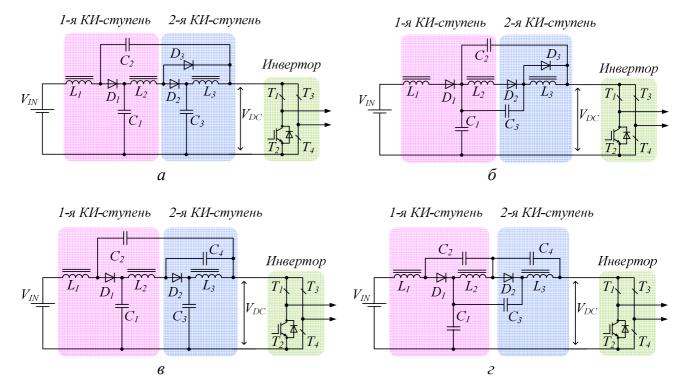


Рис. 4 — Схемы каскадных DC/DC КИП: a - со вспомогательным диодом; δ - модифицированная со вспомогательным диодом; ϵ - со вспомогательным конденсатором; ϵ - модифицированная со вспомогательным конденсатором

Для увеличения повышающей способности один (см. рис. 5 a) или оба индуктора в КИ-звене могут быть заменены схемой коммутируемого индуктора [16,17]. Эти схемы по передаточной характеристике не имеют преимуществ перед каскадными КИП. Они содержат больше диодов, что снижает КПД, а дополнительные индукторы ухудшают массогабаритные характеристики.

Также КИ-звено может дать положительный эффект совместно с резонансной цепью (рис. $5\, \delta$). При изменении входного напряжения МИ с резонансной цепью требует широкого изменения частоты коммутации. КИ-звено позволяет сузить диапазон частоты, путем стабилизации входного напряжения инвертора [18]. Это ведет к повышению КПД. Как и все КИИ, эта схема имеет повышенную надежность.

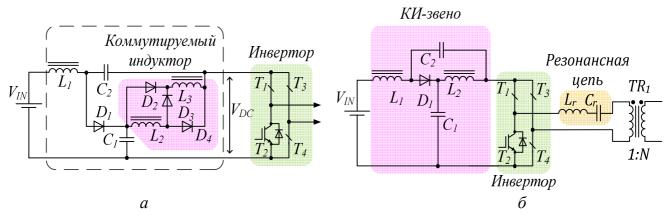


Рис. 5 – Схемы КИП:

a – с одним коммутируемым индуктором; δ – на базе МИ с резонансной цепью

Альтернативой DC/DC КИП на МИ стал двухтактный изолированный

КИП [19]. Ранее был показан и проанализирован в установившемся режиме вариант с двумя независимыми трансформаторами (см. рис. 6 a). Трансформаторы сочетают роль гальванической изоляции и элемента хранения энергии. Эта схема имеет перспективу интеграции трансформаторов в один магнитный элемент. Это позволит снизить количество магнитных элементов до одного (см. рис. 6 δ). Также схема имеет непрерывный входной ток в разных режимах работы, что актуально в системах ВИЭ.

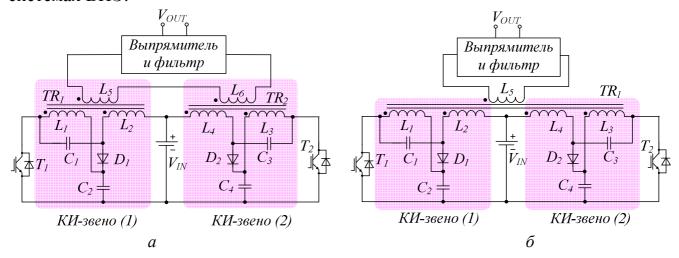


Рис. 6 – Схемы двухтактных изолированных КИП: a – с двумя трансформаторами; δ – с одним трансформатором

Классификация КИП

Классификация существующих схем изображена на рис. 7.

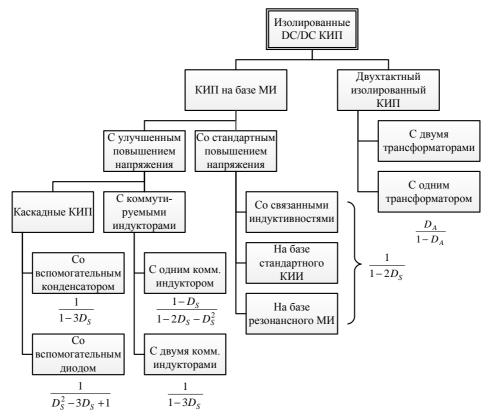


Рис. 7 – Классификация КИП

Рассмотренные схемы КИП были классифицированы по передаточной харак-

теристике по постоянному току и по особенностям схемы КИП. Рисунок содержит выражения для коэффициентов повышения напряжения в зависимости от относительной длительности состояния перекрестной проводимости.

Выволы

Обычно КИ-звено служит для регулирования коэффициента повышения всего преобразователя при изменении входного напряжения. Для многих задач с изменением входного напряжения в диапазоне до 2,5 раз КИП на базе МИ могут стать простым и надежным решением. Двухтактный изолированный КИП перспективен в системах ветряной энергетики и фотоэлектрических установках в условиях частичного затемнения, где входное напряжение преобразователя изменяется в широких пределах. Этот КИП содержит малое количество полупроводниковых компонентов и обеспечивает непрерывный входной ток в широком диапазоне регулирования.

Благодарность

Данная научно-исследовательская работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Эстонии (проект SF0140016s11) и научного фонда (грант ETF8538).

Список литературы: 1. Renewables 2012 Global Status Report, Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, 2012. 2. The Fuel Cell Industry Review 2012, Fuel Cell Today, 2012. 3. J. Anderson, F. Z. Peng, Four quasi-Z-Source inverters, in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf., PESC'08, pp. 2743-2749, 2008. 4. F. Z. Peng, Z-Source Inverter, IEEE Trans. Ind. Appl., vol.39, no.2, pp. 504-510, 2003. 5. Dong Cao, F. Z. Peng, A Family of Z-source and Quasi-Z-source DC-DC Converters, in Proc. 24th Annu. IEEE Appl. Power Electronics Conf. and Expo., APEC'09, pp. 1097-1101, 2009. 6. D. Vinnikov, I. Roasto, T. Jalakas, An Improved High-Power DC/DC Converter for Distributed Power Generation, in Proc. 10th Int. Conf. Elect. Power Quality and Utilisation, EPQU'09, 2009. 7. D. Vinnikov, I. Roasto, Quasi-Z-Source-Based Isolated DC/DC Converters for Distributed Power Generation, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.58, no.1, pp.192-201, 2011. 8. R. Strzelecki, D. Vinnikov, Models of the qZ-Converters, Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review), vol.86, no.6, pp.80-84, 2010. 9. J. Zakis, D. Vinnikov, O. Husev, I. Rankis, Dynamic Behaviour of qZS-based Bi-directional DC/DC Converter in Supercapacitor Charging Mode, in Proc. Int. Symp. Power Electronics, Elect. Drives, Automation and Motion, SPEEDAM'12, pp.764-768, 2012. 10. D. Vinnikov, I. Roasto, Impact of Component Losses on the Voltage Boost Properties and Efficiency of the qZS-Converter Family, in Proc. 7th Int. Conf.-Workshop Compatibility and Power Electronics, CPE'011, pp.303-308, 2011. 11. D. Vinnikov, O. Husev, I. Roasto, Lossless Dynamic Models of the Quasi-Z-Source Converter Family, Scientific J. of Riga Tech. University: Power and Elect. Eng., vol.29, pp.73-78, 2011. 12. J. Zakis, D. Vinnikov, I. Roasto, T. Jalakas, Practical Design Guidelines of qZSI Based Step-Up DC/DC Converter, Scientific J. of Riga Tech. University: Power and Elect. Eng., vol.27, pp.107-114, 2010. 13. D. Vinnikov, I. Roasto, T. Jalakas, S. Ott, Extended Boost Quasi-Z-Source Inverters: Possibilities and Challenges, Electronics and Elect. Eng., no.112(6), pp.51-56, 2011. 14. Miaosen Shen, A. Joseph, Jin Wang; F. Z. Peng, D. J. Adams, Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles, IEEE Trans. Power Electron., vol.22, no.4, pp.1453-1463, 2007. 15. D. Vinnikov, I. Roasto, R. Strzelecki, M. Adamowicz, Step-Up DC/DC Converters With Cascaded Quasi-Z-Source Network, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.59, no.10, pp.3727-3736, 2012. **16.** *M.-K. Nguyen*, Y.-C. Lim, G.-B. Cho, Switched-Inductor Quasi-Z-Source Inverter, IEEE Trans. Power Electron., vol.26, no.11, pp.3183-3191, 2011. 17. M.-K. Nguyen, Y.-C. Lim, J.-H. Choi, Two switchedinductor quasi-Z-source inverters, IET Power Electronics, vol.5, no.7, pp.1017-1025, 2012. 18. Honnyong Cha; Peng, F.Z.; Dongwook Yoo; "Z-Source Resonant DC-DC Converter for Wide Input Voltage and Load Variation," International Power Electronics Conference, IPEC'10, pp.995-1000, 2010 19. D. Vinnikov, J. Zakis, O. Husev, R. Strzelecki, New High-Gain Step-Up DC/DC Converter with High-Frequency Isolation, in Proc. 27th Annu. IEEE Appl. Power Electronics Conf.

УДК 621.314.1

Классификация изолированных DC/DC квазиимпедансных преобразователей/ А. И. Чуб, А. А. Гусев, Д. В. Винников // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 18 (991). – С. 15–21. – Бібліогр.: 19 назв.

Представлені існуючі схеми підвищуючих DC/DC квазі-імпедансних перетворювачів. Виконана класифікація перетворювачів за передавальною характеристикою у статичному режимі та типу схеми квазі-імпедансної ланки.

Ключові слова: квазі-імпедансний перетворювач, відновлювальні джерела енергії, класифікація.

Existent topologies of the quasi-Z-source converter were presented and discussed. Classification of the DC/DC qZS-converters based on DC voltage gain and type of quasi-Z-source network was made.

Keywords: quasi-Z-source converter, renewable energy sources, classification.

УДК 621.314.58

Ю. П. ГОНЧАРОВ, д-р. техн. наук, НТУ «ХПИ»;

В. В. ИВАХНО, канд. техн. наук, НТУ «ХПИ»;

Ю. С. ВОЙТОВИЧ, студент, НТУ «ХПИ»;

А. В. ЛОБКО, аспирант, НТУ «ХПИ»;

Е. И. ОПАНАСЕНКО, студент, НТУ «ХПИ»

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДЛЯ ШИРОКОДИАПАЗОННОГО БЕСКОНТАКТНОГО УПРАВЛЕНИЯ КОММУНАЛЬНЫМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ

В данной работе рассматривается применение принципов, используемых в электронных системах вторичного электропитания с промежуточным звеном постоянного и высокочастотного переменного тока, для построения распределительных электросетей объектов коммунально-бытового назначения.

Ключевые слова: широкодиапазонное регулирование, бесконтактная защита, распределительная электросеть.

Анализ состояния проблемы и постановка задачи роботы

Современные распределительные электросети 220/380 В для питания коммунально-бытовых объектов обладают рядом существенных недостатков:

- не обеспечивается плавное регулирование электрической мощности при формировании в питающей сети синусоидального тока, совпадающего по фазе с

[©] Ю. П. Гочаров, В. В. Ивахно, Ю. С. Войтович, А. В. Лобко, Е. И. Опанасенко, 2013

1000, 2010 **19.** *D. Vinnikov, J. Zakis, O. Husev, R. Strzelecki*, New High-Gain Step-Up DC/DC Converter with High-Frequency Isolation, in Proc. 27th Annu. IEEE Appl. Power Electronics Conf. and Expo., APEC'12, pp.1204-1209, 2012.

Надійшла до редколегії 16.03.2013

УДК 621.314.1

Классификация изолированных DC/DC квазиимпедансных преобразователей/ А. И. Чуб, А. А. Гусев, Д. В. Винников // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 18 (991). – С. 15–21. – Бібліогр.: 19 назв.

Представлені існуючі схеми підвищуючих DC/DC квазі-імпедансних перетворювачів. Виконана класифікація перетворювачів за передавальною характеристикою у статичному режимі та типу схеми квазі-імпедансної ланки.

Ключові слова: квазі-імпедансний перетворювач, відновлювальні джерела енергії, класифікація.

Existent topologies of the quasi-Z-source converter were presented and discussed. Classification of the DC/DC qZS-converters based on DC voltage gain and type of quasi-Z-source network was made.

Keywords: quasi-Z-source converter, renewable energy sources, classification.

УДК 621.314.58

Ю. П. ГОНЧАРОВ, д-р. техн. наук, НТУ «ХПИ»;

В. В. ИВАХНО, канд. техн. наук, НТУ «ХПИ»;

Ю. С. ВОЙТОВИЧ, студент, НТУ «ХПИ»:

А. В. ЛОБКО, аспирант, НТУ «ХПИ»;

Е. И. ОПАНАСЕНКО, студент, НТУ «ХПИ»

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДЛЯ ШИРОКОДИАПАЗОННОГО БЕСКОНТАКТНОГО УПРАВЛЕНИЯ КОММУНАЛЬНЫМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ

В данной работе рассматривается применение принципов, используемых в электронных системах вторичного электропитания с промежуточным звеном постоянного и высокочастотного переменного тока, для построения распределительных электросетей объектов коммунально-бытового назначения.

Ключевые слова: широкодиапазонное регулирование, бесконтактная защита, распределительная электросеть.

Анализ состояния проблемы и постановка задачи роботы

Современные распределительные электросети 220/380 В для питания коммунально-бытовых объектов обладают рядом существенных недостатков:

- не обеспечивается плавное регулирование электрической мощности при формировании в питающей сети синусоидального тока, совпадающего по фазе с

[©] Ю. П. Гочаров, В. В. Ивахно, Ю. С. Войтович, А. В. Лобко, Е. И. Опанасенко, 2013

напряжением, что требуют от потребителей новые мировые стандарты [1];

- вследствие низкого напряжения в этих сетях велики токи в силовых подводящих электрокабелях, что повышает расход дефицитных цветных металлов и потери электроэнергии, которые достигают 10 % от передаваемой энергии;
- для защиты от токовых перегрузок и токовых замыканий используются аппараты с контактным принципом размыкания электрической цепи автоматические выключатели или предохранители, что снижает надежность;
- затруднено присоединение распределенных генераторов электрической энергии, например, солнечных [2];

Плавное регулирование электрической мощности повышает эффективность использование электроэнергии и снижает ее потери, что убедительно доказали разработки последних лет в другой области техники – электроприводе.

Для комплексного преодоления перечисленных недостатков можно использовать принципы электропитания с промежуточными звеньями повышенной частотой и постоянного тока (принципы вторичного электропитания), которые также доказали свою высокую эффективность, например, при питании электронной аппаратуры [3]. На рис. 1 показана возможная структура распределительной электросети для объектов коммунально-бытового назначения, построенная с использованием принципов вторичного электропитания.

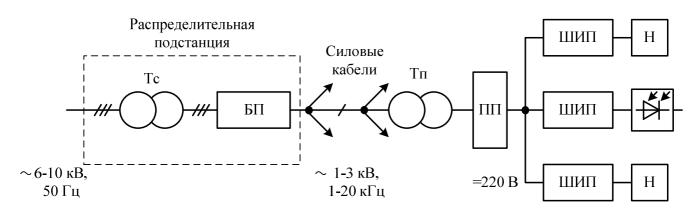


Рис. 1 – Общая структура распределительной электросети для объектов коммунально-бытового назначения

Входом системы является трехфазная промышленная сеть и распределительная подстанция, которая отличается от традиционной только тем, что для устанавливаемого на ней базового преобразователя $Б\Pi$ в сетевом трансформаторе Tc нет необходимости использовать четырехпроходной выход вторичной обмотки. Мощность трансформатора имеет порядок сотен кВт, то есть достаточно велика, поэтому его энергетические характеристики по расходу материалов и $K\Pi\Pi$ достаточно высоки, несмотря на низкую частоту 50 Γ ц.

Далее в структуре используется промежуточное звено однофазного переменного тока повышенной частоты порядка единиц к Γ ц, что позволяет получить малые размеры выходного трансформатора в $B\Pi$ и переходных понижающих трансформаторов Tn, устанавливаемых у каждой конкретного потребителя или у каждого контактно расположенной группы потребителей, например, примыкающих к одной лестничной клетки многоэтажного дома. Эта особенность позволяет развязать потребителей и распределительную кабельную сеть по уровню напряжения, у

потребителей оно должно быть низким по условиям безопасности, а в кабельной сети достаточно высоким для получения приемлемых энергетических характеристик кабелей [4]. Использование однофазного тока позволяет применить коаксиальные кабели с заземленной проводящей оболочкой. Они обладают простой конструкцией и практически не излучают электромагнитных помех. Использование полой жилы, например, в виде металлической оплетки, позволяет получить приемлемые потери от вихревых токов при повышенных частотах.

Развязка потребителей и распределительной сети по уровню напряжения в принципе может быть использована и при низкой частоте и такие двухуровневые по напряжению системы уже получили некоторое применение. Однако низкочастотные трансформаторы небольшой мощности обладают, как известно, плохими энергетическими характеристиками.

Есть ряд причин в пользу того, чтобы использовать внутреннюю распределительную сеть у потребителя на постоянном токе при низком напряжении в ней порядка 220 В. Для этого необходим переходной преобразователь ПП, действующий, в основном, как выпрямитель. При наличии генераторов возобновляемой энергии его можно сделать обратимым для передачи избыточной энергии в сеть. В качестве переходного преобразователя предлагается использовать однофазный активный выпрямитель с последовательным резонансным контуром на стороне переменного тока и формированием в питающей сети синусоидального тока, совпадающего по фазе с напряжением в выпрямительном режиме и противофазного – в инверторном. Для широкодиапазонного регулирования электрической мощности генераторов ОНЖОМ использовать индивидуальные нагрузок широтно-И импульсные преобразователи (ШИП), как это и показано на рис. 1.

Имеющиеся в структуре потребителя преобразователи можно использовать для бесконтактной защиты при токовых перегрузках и коротких замыканиях, что повышает надежность и пожарную безопасность. Коммутационные аппараты при этом можно использовать лишь как разъединители электрической сети, а также как резервную защиту.

Наконец, низкое напряжение постоянного тока, как известно, предпочтительнее по условиям электробезопасности.

Задача данной работы состояла в компьютерном моделировании системы, с целью проверки ее работоспособности и анализа наиболее принципиальных характеристик.

Компьютерное моделирование распределительной электросети по структуре рис. 1.

Цель моделирования состояла в анализе характеристик установившихся режимов и в определении структур и параметров автоматических регуляторов, которые эти режимы обеспечивают. Моделирование производилось в пакете *Matlab*.

Базовое окно модели (рис. 2), содержит:

- силовую схему преобразователя;
- логическую часть системы управления *Logic*;
- регулятор выходного напряжения Pu;
- подчиненный регулятор первичного тока P_i ;
- компенсатор P_0 постоянной составляющей напряжения (на конденсаторе входного фильтра);

- совокупность измерительных приборов;

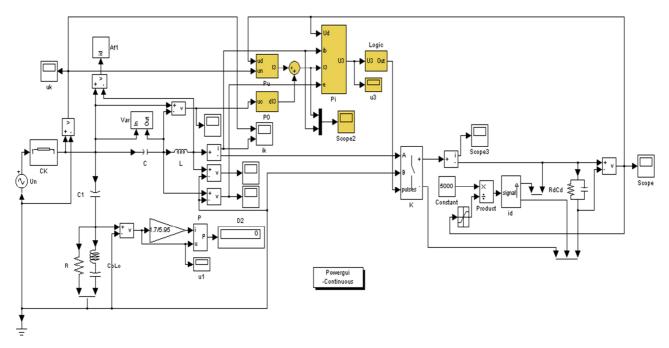


Рис. 2 – Базовое окно модели

Силовая схема содержит:

- источник напряжения , замещающий питающую высоковольтную сеть;
- силовой кабель СК, рассматриваемый как объект с распределенными параметрами (длинная линия);
 - фильтр с варистором Var для ограничения напряжения на конденсаторе;
- однофазный мостовой коммутатор K, который в зависимости от направления потока мощности действует либо как выпрямитель тока, либо как инвертор напряжения;
- выходной фильтр , эквивалент нагрузки и генератор возобновляющей энергии, который замещен управляемым источником тока ;
- входной демпфер, состоящий из резистора , последовательного конденсатора , и параллельного резонансного контура .

Длина силового кабеля может изменяться. Коммутатор работает с однополярной синусоидальной ШИМ при частоте , где - основная частота. Величина тока генератора задается блоком *const* в пределах от 0 до 25 A.

Логическая часть СУ отрабатывает сигнал задания по среднему значению входного напряжения коммутатора на каждом полупериоде ШИМ. Принцип действия соответствующего регулятора описан в работе [5].

Регулятор напряжения (рис. 3), предназначен для стабилизации выходного напряжения на уровне 220 В при одновременной коррекции коэффициента мощности питающей сети.

Для этого регулятор управляет амплитудой синусоидального тока в питающей сети таким образом, чтобы поддерживать неизменное напряжения 220 В во

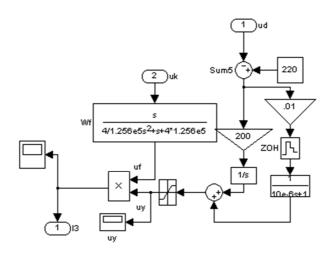


Рис. 3 – Схема регулятора напряжения

внутренней распределительной сети коммунального потребителя. Сигнал ошибки по напряжению определяется сумматором Sum 5 и поступает на вход ПИ-регулятора. Пропорциональная часть, наряду с заданием коэффициента усиления , содержит также фиксатор нулевого порядка ZOH для устранения пульсаций с удвоенной основной частотой и апериодическое звено с постоянной времени 10 мкс, которое подавляет высокочастотные помехи. Интегральная часть, кроме собственно интегратора , содержит также пропорциональное звено для задания коэффициента усиления . На выходе ПИ-регулятора получается управляющий сигнал , задающий амплитуду тока задания. Форму и фазу тока задания определяет передаточная функция , электрический эквивалент которой соответствует рис. 4 и операторному уравнению:

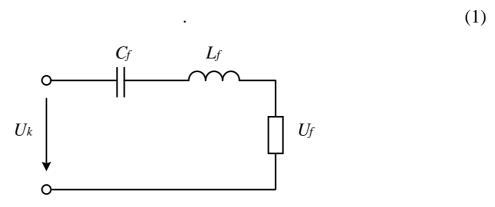


Рис. 4 – Электрический эквивалент передаточной функции

Поскольку формируемый входной ток должен совпадать по фазе с напряжением , то входным сигналом звена является . Для основной частоты выполняется условие

Поэтому на основной частоте сопротивление резонансного контура равно нулю и . Для всех других гармоник сопротивление контура велико в сравнении с , поэтому функция формы практически синусоидальна и совпа-

дает по фазе с U_{k0} . В результате получаем

$$I_3 = U_{\mathbf{v}} \cdot U_f. \tag{3}$$

Подчиненный регулятор тока отслеживает синусоидальный входной ток.

Регулятор P_0 устраняет постоянную составляющую из напряжения на конденсаторе C благодаря тому, что он создает на входе коммутатора эквивалент активного сопротивления R_{90} , через которое и происходит разряд конденсатора при переходных процессах согласно равенству

$$dI_3 = \frac{U_{00}}{R_{30}}. (4)$$

Постоянная составляющая U_{c0} напряжения на конденсаторе выделяется цифровым фильтром $m96f_0$. Пропорциональное звено устанавливает величину проводимости $g_{90}=1/R_{90}$, а знак «минус» обеспечивает положительную проводимость. Импульсная характеристика фильтра задавалась согласно рекомендациям работы [5].

Кроме измерительных приборов очевидного назначения имеется также измеритель P мощности потерь в активном сопротивлении R демпфера в ваттах.

При пуске модели задается начальное выходное напряжение $U_d = 220 \text{ B}$. В реальной схеме первоначальный заряд конденсатора C_d происходит через обратные диоды коммутатора при наличии задержки отпирания управляемых ключей.

Результаты моделирования

Исследовались два режима работы системы, в которых переходной преобразователь ПП (рис. 1) работает как выпрямитель, либо как инвертор. В первом случае нагрузка замещалась меняющимся резистором R_d .

Осциллограммы напряжений и токов для выпрямительного режима *ПП* при мощности нагрузки 5000 Вт показаны на рис. 5.

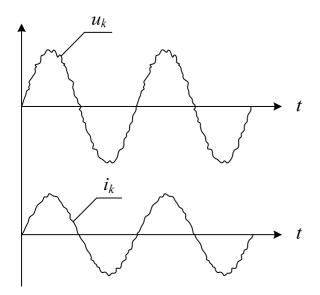


Рис. 5 — Напряжение и ток на входе $\Pi\Pi$ в выпрямительном режиме

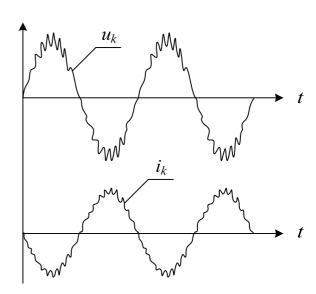


Рис. 6 — Напряжение и ток на входе $\Pi\Pi$ в инверторном режиме

Напряжение U_k на выходе кабеля и его выходной ток i_k (входной ток преобразователя) (рис. 5), в этом режиме совпадает по фазе с напряжением. Для инвер-

торного режима (рис. 6) мощность генератора в выходной цепи принималась равной 5000 Вт, но сопротивление нагрузки R_d увеличивалось в 10 раз, то есть большая часть генерируемой мощности сбрасывалась в питающую сеть. Напряжение и ток на входе $\Pi\Pi$ при этом находятся в противофазе. Регулятор напряжения P_u поддерживал в обоих случаях напряжение нагрузки равным 220 В.

Было выявлено, что в обоих режимах работы потери мощности в резисторе R входного демпфера имеют порядок $0,3\,\%$ от передаваемой мощности. Малые относительные потери достигаются за счет шунтирования резистора на частоте основной гармоники цепью C_0L_0 , настроенной в резонанс на этой частоте.

Выводы

- 1. Показано применение принципов, используемых в электронных системах вторичного электропитания с промежуточным звеном постоянного и высокочастотного переменного тока, для построения распределительных электросетей объектов коммунально-бытового назначения, что позволяет обеспечить, наряду с улучшением массогабаритных показателей и повышением КПД, также индивидуальное плавное широкодиапазонное регулирование электрической мощности отдельных нагрузок, бесконтактную защиту при аварийных режимах и присоединение генераторов возобновляемой энергии со сбросом избыточной энергии в питающую сеть.
- 2. Разработана компьютерная модель предлагаемой системы электропитания коммунальных нагрузок при частоте 20 кГц в промежуточном звене однофазного высокочастотного переменного тока. Моделирование подтвердило функциональную работоспособность системы и ее ожидаемые свойства.
- 3. Предложены структуры автоматических регуляторов напряжений и токов, а также разработана методика выбора их параметров.
- 4. Моделирование подтвердило функциональную работоспособность структуры рис. 1 в установившемся режиме и ее ожидаемые свойства. Работу необходимо продолжить в направлении анализа переходных и аварийных режимов.

Список литературы: 1. Duffey C. K., Stratford R. P. Update of Harmonic Standard IEEE-519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 6, November/December 1989, pp. 1025—1034.

2. Soeren Baekhoj Kjaer, Member, IEEE, John K. Pedersen, Senior Member, IEEE, abd Frede Blaabjerg, Fellow. Areview of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltic Moduels. IEEE transactions on industry applications, vd. 41, NO. 5, September/October 2005.

3. М. Браун. Источники питания. Расчет и конструирование. Киев: "МК-Пресс" 2007 г. 4. Сокол Е.И., Гончаров Ю.П., Замаруев В.В., Івахно В.В, Кривошеєв С.Ю., Ересько А.В., Родин Н.Ю., Маляренко Е.А., Лобко А.В. Полупроводниковые преобразователи для связи между автономным генератором и промышленной сетью. Технічна електродинаміка, Інститут електродинаміки. К. : — 2012.— № 3. — с. 67—68.

5. Сокол Е. И., Гончаров Ю. П., Ересько А. В. [и др.] Использование силовой электроники в низковольтных распределительных электросетях коммунальных объектов. // Праці інституту електродинаміки НАН України. Спеціальний випуск. Ч. 1. — К. : 2011 — с. 101—111.

Надійшла до редколегії 23.03.2013

УДК 621.314.85

Использование принципов электронных систем вторичного электропитания для широкодиапазонного бесконтактного управления коммунальными электрическими объекта-

ми / Ю. П. Гончаров, В. В. Ивахно., Ю.С. Войтович, А. В. Лобко, Е. И. Опанасенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 21—28. — Бібліогр.: 5 назв.

У даній роботі розглядається застосування принципів, використовуваних в електронних системах вторинного електроживлення з проміжною ланкою постійного і високочастотного змінного струму, для побудови розподільних електромереж об'єктів комунально-побутового призначення.

Ключові слова: широкодіапазонне регулювання, безконтактний захист, розподільча електромережа.

This paper discusses the application of the guidelines used in electronic systems with a secondary power supply DC bus and high-frequency alternating current, to build electricity distribution facilities household purpose.

Keywords: wide-range control, contactless security, distribution grid.

УДК 621.314:621.382:621.314.572

Д. А. ПАДАЛКО, студент, ТУСУР, Томск, Россия;

А. Г. ГАРГАНЕЕВ, д-р. техн. наук, проф., зав. каф. ЭСАУ, ТУСУР, Томск, Россия

СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Рассмотрены принципы генерирования электроэнергии в автономных системах электроснабжения на основе электрических машин с самовозбуждением. Показана общность процессов самовозбуждения в электрических машинах постоянного тока, асинхронных и синхронно-гистерезисных. Представлены результаты моделирования процессов самовозбуждения. Показана возможность построения регулируемых систем генерирования с полупроводниковыми преобразователями.

Ключевые слова: электрическая машина, генератор, полупроводниковый преобразователь, инвертор, выпрямитель.

Актуальность

Увеличение численности населения, повышение требований к сохранению окружающей среды, специфика некоторых производств предполагают поиск новых источников энергии. В подавляющем большинстве случаев генерация электроэнергии осуществляется с помощью электрических машин постоянного и переменного тока. Наиболее распространенными промышленными системами генерирования электроэнергии (СГЭЭ) являются системы на основе синхронных генераторов (СГ), диапазон мощностей которых достаточно широк.

Специфика автономных СГЭЭ, в частности, для летательных аппаратов (ЛА), заключается в условиях применения, характеризующихся:

- широким диапазоном температур;

УДК 621.314.85

Использование принципов электронных систем вторичного электропитания для широкодиапазонного бесконтактного управления коммунальными электрическими объектами / Ю. П. Гончаров, В. В. Ивахно., Ю.С. Войтович, А. В. Лобко, Е. И. Опанасенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — X. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 21—28. — Бібліогр.: 5 назв.

У даній роботі розглядається застосування принципів, використовуваних в електронних системах вторинного електроживлення з проміжною ланкою постійного і високочастотного змінного струму, для побудови розподільних електромереж об'єктів комунально-побутового призначення.

Ключові слова: широкодіапазонне регулювання, безконтактний захист, розподільча електромережа.

This paper discusses the application of the guidelines used in electronic systems with a secondary power supply DC bus and high-frequency alternating current, to build electricity distribution facilities household purpose.

Keywords: wide-range control, contactless security, distribution grid.

УДК 621.314:621.382:621.314.572

Д. А. ПАДАЛКО, студент, ТУСУР, Томск, Россия;

А. Г. ГАРГАНЕЕВ, д-р. техн. наук, проф., зав. каф. ЭСАУ, ТУСУР, Томск, Россия

СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Рассмотрены принципы генерирования электроэнергии в автономных системах электроснабжения на основе электрических машин с самовозбуждением. Показана общность процессов самовозбуждения в электрических машинах постоянного тока, асинхронных и синхронно-гистерезисных. Представлены результаты моделирования процессов самовозбуждения. Показана возможность построения регулируемых систем генерирования с полупроводниковыми преобразователями.

Ключевые слова: электрическая машина, генератор, полупроводниковый преобразователь, инвертор, выпрямитель.

Актуальность

Увеличение численности населения, повышение требований к сохранению окружающей среды, специфика некоторых производств предполагают поиск новых источников энергии. В подавляющем большинстве случаев генерация электроэнергии осуществляется с помощью электрических машин постоянного и переменного тока. Наиболее распространенными промышленными системами генерирования электроэнергии (СГЭЭ) являются системы на основе синхронных генераторов (СГ), диапазон мощностей которых достаточно широк.

Специфика автономных СГЭЭ, в частности, для летательных аппаратов (ЛА), заключается в условиях применения, характеризующихся:

- широким диапазоном температур;

- разреженностью атмосферы;
- большими механическими перегрузками;
- соизмеримостью мощности генератора и потребителя;
- переменной частотой вращения авиадвигателя;
- работой при электрических перегрузках;
- безопасностью электрической машины при возникновении короткого замыкания нагрузки [1].

В настоящее время СГЭЭ на основе генераторов постоянного тока (ГПТ) уступают свое место системам на основе машин переменного тока, прежде всего, ввиду наличия ненадежного искрящего конструктивного элемента - щеточноколлекторного узла, особенно плохо работающего в условиях разреженности атмосферы. СГЭЭ на основе СГ с постоянными магнитами на сегодняшний день являются наиболее востребованными и энергетически выгодными системами бортового электрооборудования. Исследованиям СГЭЭ на основе СГ с постоянными $(C\Gamma\Pi M)$ магнитами при использовании В качестве преобразовательнорегулирующих устройств полупроводниковых преобразователей (автономных инверторов и выпрямителей) посвящен целый ряд работ [2 – 4]. Однако при всей своей привлекательности СГЭЭ на основе СГПМ имеют и ряд недостатков, основными из которых являются:

- низкая механическая прочность постоянных магнитов;
- старение постоянных магнитов;
- возможность размагничивания при высоких температурах;
- высокая стоимость постоянных магнитов;
- сложность организации защит от короткого замыкания, прежде всего, ввиду большого запаса электромагнитной энергии во вращающемся роторе. В аварийных ситуациях ЛА «неисчезаемый» запас электромагнитной энергии ротора потенциально опасен.

Альтернативой СГЭЭ с СГПМ является применение систем генерации на основе электрических машин с самовозбуждением — асинхронных и синхронногистерезисных генераторов (АГ и СГГ). Если системы генерации с АГ известны [5], то системы с СГГ ранее никем не рассматривались, поэтому авторами данной статьи фактически предлагается новое техническое решение.

Цель работы

Целью данной работы является комплексное исследование автономных систем генерирования электроэнергии с самовозбуждающимися электрическими машинами постоянного и переменного тока.

Электрическая машина с самовозбуждением с позиций теории автоматического управления

С точки зрения теории автоматического управления режим самогенерации в электрических машинах различной конструкции аналогичен.

На рис. 1 приведены структурные схемы ГПТ и АГ с самовозбуждением.

Согласно схеме ГПТ наличие остаточного магнитного потока $\Phi_{\text{ост}}$ приводит при вращении якоря к возникновению ЭДС $E_{\scriptscriptstyle \Gamma}$ на выходе генератора, по принципу

генерирования электроэнергии в двигателях постоянного тока – выражение 1, в случае машин переменного тока генерация обуславливается выражением 2.

(1)



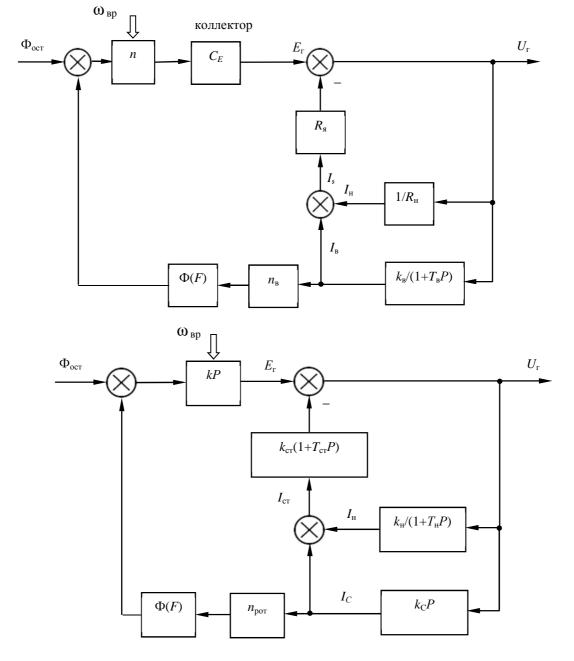


Рис. 1 – Структурные схемы ГПТ (вверху) и АГ, СГГ (снизу).

В обмотке возбуждения с числом витков $n_{\rm B}$, представленной апериодическим звеном $k_{\rm B}/(1+T_{\rm B}{\rm P})$, возникает ток возбуждения, который создает МДС F и соответствующий магнитный поток. Таким образом, образуется контур положительной обратной связи по магнитному потоку, способствующий процессу самовозбуждения. Амплитуда потока и ЭДС ограничивается за счет нелинейности характеристики намагничивания $\Phi(F)$. Как и в схемах с самовозбуждением

представленный процесс характеризуется балансом фаз и амплитуд. Что касается баланса амплитуд, то он выполняется при петлевом коэффициенте усиления, равном единице и может быть получен из выражений общей передаточной функции системы. Баланс фаз в ГПТ фактически отсутствует, так как коллектор, выполняющий функцию «модулятора-демодулятора», превращает переменный в якоре магнитный поток в постоянный.

В схеме АГ происходит фактически тот же процесс, что и в схеме ГПТ. Однако для выполнения баланса амплитуд в статорной цепи переменного тока необходимо получить емкостную составляющую тока I_C после блока дифференцирования, которая в цепи ротора «поддержит» развитие магнитного потока. Известно, что в АГ емкостную составляющую получают за счет батареи конденсаторов. Представленные схемы позволят получить известные в теории электрических машин условия самовозбуждения, однако, с позиций теории автоматического управления.

Желание устранить в схеме ГПТ коллектор приводит к необходимости перейти к обращенной конструкции электрической машины, применив в наблюдателя относительно цепи якоря полупроводниковый коммутатор (инвертор), как и в бесконтактном двигателе постоянного тока. Однако, процесс самовозбуждения в этом случае может развиться лишь в случае магнитной «податливости» материала ротора, единственным a типом электрических машин с таким материалом является гистерезисная машина с ротором, например, из викаллоя [6]. В этом случае процесс самовозбуждения аналогичен процессу в $A\Gamma$ при фиктивном числе витков ротора n_{pot} .

Мехатронные системы с самозбуждением электрических машин

Необходимость регулировки выходного напряжения АГ и СГГ при изменении нагрузки как по величине, так и по характеру приводит к идее применения в СГЭЭ в качестве поставщика и регулировщика емкостного тока полупроводникового преобразователя (ПП), способного работать в режиме инвертора или активного выпрямителя.

На рис. 2 представлена схема мехатронной СГЭЭ переменного тока. Согласно представленной схеме, ПП образует необходимый уровень емкостного тока, поддерживающий процесс самовозбуждения в диапазоне регулирования.

Для СГГ в ПП дополнительно предусмотрено наличие устройства импульсного подмагничивания ротора, как это используется у синхронно-гистерезисных двигателей [7]. При возникновении аварийных ситуаций, приводящих к перегрузке СГЭЭ процесс самогенерации автоматически прекращается («срыв генерации»), не приводя к катастрофическим последствиям.

Моделирование электрических машин с самовозбуждением

Для подтверждения полученных результатов было проведено моделирование в пакете прикладных программ Matlab Simulink. На рис. 3 приведена модель $\Gamma\Pi T$, а на рис. 4 модель $A\Gamma$.

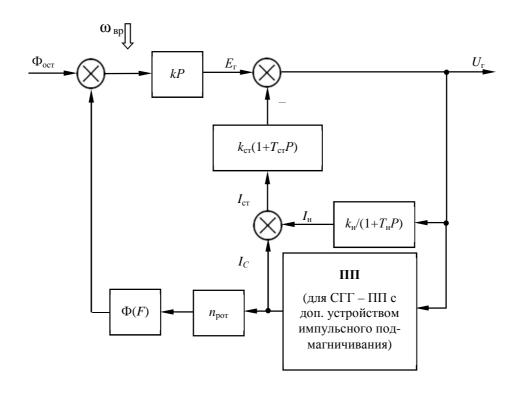


Рис. 2 – Мехатронная СГЭЭ переменного тока с полупроводниковым преобразователем

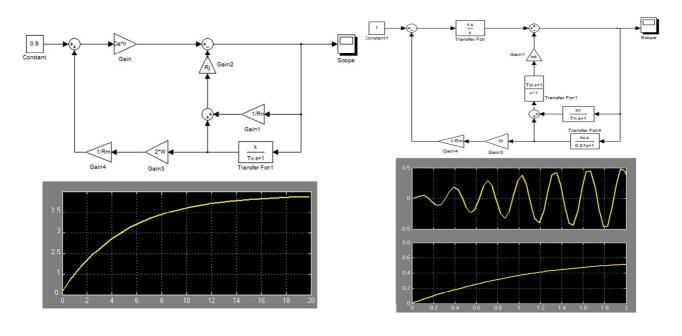


Рис. 3. Модель ГПТ и процесс самовозбуждения

Рис. 4. Модель АГ и процесс самовозбуждения

Для наглядности полученных результатов график процесса самовозбуждения АГ представлен во вращающейся и неподвижной системах координат.

Процесс самовозбуждения СГГ аналогичен при замене вращающегося магнитного поля гистерезисного слоя ротора эквивалентными токами.

Выводы

Природа самовозбуждения электрических машин различной конструкции при представлении электрической машины системой автоматического управления с положительной обратной связью едина. Изменение скорости приводного первичного двигателя, а также нагрузки по величине и характеру приводят к необходимости применения в автономных СГЭЭ полупроводниковых преобразователей, превращая СГЭЭ в мехатронную систему. Мехатронные СГЭЭ на основе АГ и СГГ могут составить альтернативу дорогостоящим системам с СГПМ. Представляется интересным и перспективным исследование и создание СГЭЭ с СГГ, поскольку гистерезисные машины занимают по энергетических показателям промежуточное место между асинхронными машинами и синхронными с постоянными магнитами [8], обладая свойствами самовозбуждения.

Список літератури: 1. Грузков С.А. Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов. Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов / Под ред. С.А. Грузкова.— М.: Издательство МЭИ, 2005. – 568 с. 2. Гарганеев А.Г., Харитонов С.А. Перспективные системы электроснабжения самолета с полностью электрифицированным оборудованием // Доклады ТУСУР. – 2009. – № 2(20). – С.185 – 192. 3. Гарганеев А.Г., Харитонов С.А. Коэффициент полезного действия мехатронной системы генерирования электрической энергии постоянного тока // Известия ТПУ. – Т.319. — №4. – С. 139–43. 4. Харитонов С.А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии автномных объектов: монография / С.А. Харитонов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с. 5. Вольдек А.И. Электрические машины / А.И. Вольдек. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.6. Делекторский Б.А., Управляемый гистерезисный привод / Б.А. Делекторский, В.Н. Тарасов. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 128 с. 7. Гарганеев А.Г. Мехатронные системы с синхронно-гистерезисными двигателями / А.Г. Гарганеев, С.В. Брованов, С.А.Харитонов. – Томск. Изд-во ТПУ, 2012. – 227 с. 8. Ларионов А.Н. Гистерезисные электродвигатели. Техническая информация / А.Н. Ларионов, Н.З. Мастяев, И.Н. Орлов. – М.: МЭИ, 1958. – 160 с.

Надійшла до редколегії 28.02.2013

УДК 621.314:621.382:621.314.572

Системы электроснабжения на основе электрических машин с самовозбуждением / Д. А. Падалко, А. Г. Гарганеев // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 18 (991). – С. 28–33. – Бібліогр.: 8 назв.

Розглянуто принципи генерування електроенергії в автономних системах електропостачання на основі електричних машин з самозбудженням. Показана спільність процесів самозбудження в електричних машинах постійного струму, асинхронних і синхронно-гістерезисних. Представлено результати моделювання процесів самозбудження. Показана можливість побудови регульованих систем генерування з напівпровідниковими перетворювачами.

Ключові слова: електрична машина, генератор, напівпровідниковий перетворювач, інвертор, випрямляч.

The principles of generating electricity in the autonomous power supply systems based on electric cars with self-excitation. Show the generality of self-excitation processes in electrical machines DC, asynchronous and synchronous-hysteresis. The results of the simulation of self-excitation. The possibility of building control systems to generate semiconductor converters.

Keywords: electric car, generator, solid converter, inverter, rectifier.

С. А. СТЕПЕНКО, аспирант, ЧГТУ, Чернигов

ОБЗОР И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ, ПОСВЯЩЁННЫХ КОРРЕКЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

В статье приводится краткий обзор работ, посвящённых коррекции коэффициента мощности. Рассмотрена тематика исследований авторитетных зарубежных учёных, публикации которых представлены в электронной библиотеке IEEE Xplore. Проанализированы направления исследований по теме коррекции коэффициента мощности, по которым в последнее время были защищены диссертации отечественными учёными. На основе проведённого обзора сформулированы перспективы дальнейших исследований по теме коррекции коэффициента мощности.

Ключевые слова: энергоэффективность, коррекция коэффициента мощности.

Введение

В настоящее время всё большую актуальность приобретают исследования, посвященные качеству электрической энергии. В частности, это связано с ростом количества и разновидностей используемых нелинейных нагрузок. Гармоники напряжения и тока, которые возникают при использовании нелинейных нагрузок, приводят к увеличению потерь мощности и, следовательно, оказывают негативное влияние на системы распределения электрической энергии и их компоненты. Среди этих тенденций, коррекция коэффициента мощности (ККМ) или требования по сокращению гармоник в соответствии со стандартом ІЕС 61000-3-2, выделяется как наиболее значительная отличительная черта В архитектуре современных источников питания.

С ростом уровня мощности для всех видов оборудования и с расширением применения стандартов по сокращению гармоник, все больше разработок источников питания используют ККМ. Разработчики сталкиваются с задачами включения соответствующего блока ККМ и в то же время необходимостью выполнить иные нормативные требования: сокращение потерь мощности, эффективность в активном режиме, ограничение электромагнитных помех.

Цель работы

Решение проблемы обеспечения энергоэффективности путём использования корректоров коэффициента мощности возможно лишь при условии комплексного подхода к реализации ККМ, который подразумевает учёт максимально широкого спектра смежных задач.

Целью данной работы является выявление и формулирование перспективных направлений работ, посвящённых коррекции коэффициента мощности, на основе обзора современных исследований зарубежных и отечественных учёных.

Анализ исследований зарубежных учёных

Одним из фактов, характеризующих рост актуальности исследований по теме коррекции коэффициента мощности, может служить анализ публикаций, представленных в электронной библиотеке IEEE Xplore Международного института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике.

© С. А. Степенко, 2013

Всего по состоянию на март 2013 года по теме коррекции коэффициента мощности опубликовано 426 статей в журналах, представленных в IEEE Xplore. При этом количество работ, опубликованных за последние 6 лет, составляет половину от всех публикаций. Вместе с ростом количества статей за год расширяется и тематика работ.

На рис. представлена диаграмма, иллюстрирующая рост количества зарубежных публикаций, посвящённых ККМ, за последние двадцать лет. При этом следует отметить, что учитывались лишь публикации в рецензируемых журналах с высоким индексом цитирования. Публикации в материалах конференций не принимались во внимание.

Статьи IEEE Xplore

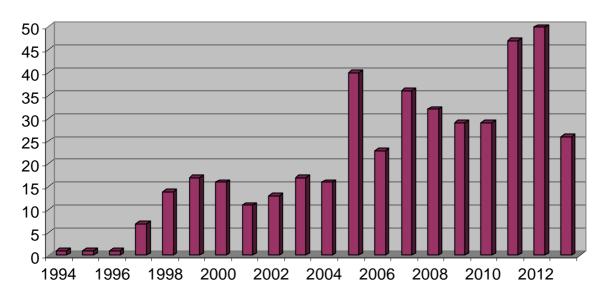


Рис. – Диаграмма роста количества публикаций, посвящённых коррекции коэффициента мощности, в электронной библиотеке IEEE Xplore в 1994-2013 годах

Среди представителей зарубежья, проводящих исследования по коррекции коэффициента мощности, можно выделить следующих авторитетных учёных: Fred Lee, Chi Michael Tse, Jung-Min Min Kwon, Piraveen Jain, Woo-Young Choi, Milanm Jovanović, Yungtaek Jang, Bong-Hwan Kwon, Johannw Walter Kolar, Keyue Smedley, Dragan Maksimović, Frede Blaabjerg и другие.

Тематика исследований, посвящённых коррекции коэффициента мощности достаточно широка. Здесь рассмотрены основные актуальные вопросы исходя из наиболее цитируемых публикаций.

ККМ широко применяются как в однофазных, так и в трёхфазных преобразователях. Одним из наиболее частых однофазных применений ККМ является использование в флуоресцентных лампах [11]. Описанный в работе [17] трёхфазный понижающий преобразователь с ККМ для применения в системах телекоммуникаций обеспечивает коэффициент полезного действия около 99%.

В работе [9] представлен обзор методов активной коррекции коэффициента мощности, применяемых для однофазных схем. Основное внимание уделяется реализации переключения при нулевом напряжении (ПНН) и переключения при нулевом токе (ПНТ), а также использованию снабберов. В работе [4] рассмотрены

основные схемы ККМ, а также особенности управления для применения в трёхфазных преобразователях. Представлены возможности обеспечения «мягкого» переключения, среди которых основными используемыми схемами являются резонансные, квазирезонансные, мультирезонансные преобразователи, схемы с квазипрямоугольной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и другие.

Повышающий преобразователь с ККМ при управлении на основе среднего значения тока рассматривается в качестве нелинейной системы в работе [13]. На основе анализа бифуркационных и хаотических процессов в системе ККМ, сформулированы условия его устойчивости. В работе [16] представлена нелинейная модель ККМ для режима управления на основе среднего значения тока. Используя метод двойного усреднения, определяются диапазоны параметров, при которых гарантируется стабильная работа системы. А работа [6] посвящена отдельно проблеме искажений входного тока ККМ вблизи нуля при управлении на основе среднего значения тока. Для решения этой проблемы предложен специальный метод фазовой задержки.

Безмостовые схемы ККМ появились после того, как было признано, что диодный мост на входе любого ККМ обычно привносит значительные потери мощности при полной нагрузке. Безмостовые схемы определённо требуют более сложных алгоритмов управления. Наиболее известные решения включают перемещение индуктивности в цепь переменного тока выпрямителя и замену нижних диодов выпрямителя на транзисторы, чтобы получить повышающие преобразователи для каждого плеча. В работе [5] представлен систематический обзор безмостовых топологий ККМ и проведён анализ их производительности. А в работе [14] рассматриваются возможности сокращения уровня электромагнитных помех для безмостовых ККМ.

Другая современная тенденция заключается в применении концепции чередования для схем ККМ, рекомендации по разработке которых приведены в работе [12]. При этом, один преобразователь заменяется на два или более параллельно работающих преобразователей, каждой из которых работает в такой фазе, чтобы пульсации тока при суммировании на выходе или входе взаимно компенсировались, что приводит к снижению требований по фильтрации. Другие преимущества такого подхода заключаются в обеспечении модульности, рассеивании тепла, а также возможности оптимизации соотношения цена/производительность. Конечно, существуют определённые недостатки, такие как большее количество компонентов и более сложные системы управления.

В работе [8] осуществляется комплексный подход к реализации ККМ, где учитывается коэффициент мощности, уровень гармонических искажений и коэффициент полезного действия преобразователя. Доказана эффективность использования обратной связи по выходному напряжению. А в работе [15] показана возможность использования обратной связи по напряжению с опорного конденсатора для снижения искажений напряжения и тока в ККМ при работе в режимах непрерывного и прерывистого входного тока.

В работе [2] представлены различные топологии для формирования входного тока в режиме непрерывной проводимости (непрерывного входного тока) и в режиме прерывистой проводимости (прерывистого входного тока). А в работе [10] приведён обзор повышающих преобразователей с фиксированной частотой ШИМ, ра-

ботающих в режиме непрерывного входного тока. Различные методы управления ККМ и, в частности, управление на основе программирования входного тока для однофазного двухключевого повышающе-понижающего преобразователя рассмотрены в работе [1].

Прогнозирующий контроль на основе цифровых методов управления для повышающих, понижающих и повышающе-понижающих преобразователей рассмотрен в работе [7]. Отмечается, что предложенные методы могу успешно использоваться при реализации ККМ. Прогнозирующий контроль для управления ККМ также рассматривается в работе [18], где предложенный метод разработан для реализации на базе цифрового сигнального процессора (ЦСП) и позволяет достичь единичного коэффициента мощности.

Особенно следует отметить тенденцию использования программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) для реализации ККМ. Основным отличием от решений на базе ЦСП является возможность одновременного выполнение всех процедур контроля, что обеспечивает высокую продуктивность и возможность реализации сложных методов управления [3]. При использовании ПЛИС алгоритм управления разрабатывается с использованием языка описания аппаратных средств (VHDL), который обеспечивает большую гибкость.

Анализ исследований отечественных учёных

Расширение направлений и углубление исследований, посвящённых вопросам энергоэффективности, в последние годы имеет место и на территории стран СНГ. Вопросами, связанными с энергоэффективностью, занимается множество авторитетных отечественных учёных. В частности, Товажнянский Леонид Леонидович (теплоэнергетика), Сокол Евгений Иванович (качество электроэнергии, электромагнитная совместимость), Кириленко Александр Васильевич (энергосбережение), Жуйков Валерий Яковлевич (интеллектуальное управление процессами энергопотребления), Харитонов Сергей Александрович (энергоэффективные многоуровневые преобразователи).

Что касается непосредственно тематики работ, посвящённых коррекции коэффициента мощности, следует отметить, что за последние годы по этому направлению было защищено несколько диссертаций учёными Украины и России. На основе материалов, представленных в каталогах диссертаций, следует выделить исследования таких учёных: Бородин Кирилл Валерьевич, Кондратьев Дмитрий Евгеньевич, Крылов Денис Сергеевич, Малаханов Алексей Алексеевич, Нгуен Хоанг Ан, Овчинников Денис Александрович, Серебрянников Александр Владимирович.

Решение проблемы коррекции коэффициента мощности и мощности искажений с обеспечением требуемого уровня надежности на основе преобразователя инвертирующего типа с дозированием накапливаемой и отдаваемой в сеть энергии рассматривается в работе [19]. Для уверенного проектирования такого рода устройств необходимо построение математических моделей этих новых решений, их реализация, проведение всестороннего анализа динамических свойств и синтеза на основе полученных знаний силовых цепей и систем управления.

В работе [20] значительное внимание уделяется трёхфазным выпрямителям с коррекцией коэффициента мощности. Исследованы статические и динамические характеристики активных выпрямителей напряжения и активных выпрямителей тока с векторной системой управления, а также с системой прямого управ-

ления мощностью. Разработан аналитический метод проектирования матриц переключения ключей систем прямого управления мощностью активных выпрямителей напряжения.

Преобразовательная система с близким к единице коэффициентом мощности, выполненная на основе компенсированного управляемого выпрямителя (КУВ) и силового активного фильтра (САФ) предложена в работе [21]. Ее существенным отличием от существующих систем является возможность компенсации реактивной мощности на стороне питающей сети средствами силовой части ККВ, в то время, как на САФ ложится только функция компенсации высших гармоник тока в сети. Применение таких систем позволяет получить близкий по форме к синусоиде ток сети во всех режимах работы, а величину реактивной мощности – равной нулю или иному заданному значению. Также минимизируется мощность потерь в элементах силовой схемы за счет исключения реактивной составляющей тока в вентильных и сетевых обмотках преобразовательного трансформатора и за счет того, что коммутация ключей САФ осуществляется при токах на порядок меньших, чем номинальный ток нагрузки, что позволяет существенно уменьшить динамические потери в вентилях.

В работе [22] представлены математические модели импульсномодуляционных систем с коррекцией коэффициента мощности и повышающего преобразователя напряжения и методики их численно-аналитического решения. Разработаны алгоритмы поиска периодических режимов и расчета карт динамических режимов корректора коэффициента мощности в пространстве параметров системы. Также разработан программный комплекс для моделирования и автоматизации инженерных расчетов импульсно-модуляционных систем с коррекцией коэффициента мощности.

Управление трехфазными выпрямителями с активной коррекцией коэффициента мощности представлено в работе [23]. Разработаны быстродействующие модели для исследования электромагнитных процессов в ККМ с синхронным и асинхронным управлением, основанные на модифицированном спектральном методе переключающих функций, а также на основе решения рекуррентной системы разностных уравнений. Проведено сравнения качества сетевого тока ККМ при синхронном и асинхронном управлении. Определено влияние несимметрии сети, силовой схемы и управления преобразователем на коэффициент мощности преобразователя и пульсации на стороне постоянного тока при различных способах управления ККМ. Проведен анализ способов построения систем управления трехфазными ККМ, выявлены причины потери управляемости следящих систем управления, найдены способы восстановления работоспособности системы управления.

В работе [24] представлены теоретические исследования корректора коэффициента мощности (ККМ) как линейной импульсной системы автоматического управления и разработаны модели для анализа и синтеза. Построен цифровой алгоритм управления ККМ на основе дискретных фильтров. Проведена сравнительная оценка различных вариантов построения выпрямителей с ККМ как с точки зрения этапов преобразования энергии, так и с точки зрения топологии используемых преобразователей. Проведены теоретические и экспериментальные исследования увеличения эффективности ККМ на основе повышающего преобразователя с помощью различных способов уменьшения динамических потерь в

силовых ключах и возможности применения различных магнитных материалов для силового дросселя ККМ.

Аналитический обзор микросхем, реализующих аналоговое управление однофазными ККМ трех основных групп схем, анализ принципов построения, методик проектирования и процессов в активных ККМ, построенных на базе этих микросхем, приведён в работе [25]. Выполнен анализ, дополнительное обоснование, уточнение методик проектирования ККМ, приводимых в рекомендациях по применению компаний-изготовителей микросхем управления ККМ, а также методик расчета переходных, установившихся режимов и показателей качества ККМ, основанных на трех основных структурах систем управления. Разработаны и исследованы математические модели ККМ и программы компьютерного имитационного моделирования. Представлены результаты экспериментальных исследований ККМ на реальном макете.

Выводы

На основе проведённого анализа работ зарубежных и отечественных учёных, можно утверждать, что работы, посвящённые коррекции коэффициента мощности, становятся всё более актуальными. Это подтверждается ростом количества публикаций в рецензируемых зарубежных журналах, а также защищаемыми в последние годы диссертациями отечественных учёных.

Решение проблемы обеспечения энергоэффективности путём использования корректоров коэффициента мощности возможно лишь при условии комплексного подхода к реализации ККМ, который подразумевает учёт максимально широкого спектра смежных задач. При этом, кроме обеспечения максимального коэффициента мощности, внимание стоит уделять коэффициенту полезного действия системы и снижению уровня электромагнитных помех.

Для обеспечения надёжности функционирования системы с ККМ следует рассмотреть условия её устойчивости. При этом, более качественные результаты даёт подход, когда ККМ представляется как нелинейная система.

Использование цифровых систем управления ККМ позволяет реализовать новые и более сложные алгоритмы управления (например, прогнозирующий контроль) для основных режимов (непрерывной проводимости, прерывистой проводимости, граничной проводимости) в различных типах преобразователей.

Выбор элементной базы для реализации таких систем в последнее время смещается от микроконтроллеров и цифровых сигнальных процессоров к программируемым логическим интегральным схемам (ПЛИС), что кроме повышения быстродействия даёт возможность одновременного выполнения вычислений в нескольких блоках управления, а также ряд других преимуществ.

Список литературы: **1.** Andersen, G.K.; Blaabjerg, F., "Current programmed control of a single-phase two-switch buck-boost power factor correction circuit," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.53, no.1, pp.263,271, Feb. 2006. **2.** Chongming Qiao; Smedley, K.M., "A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.16, no.3, pp.360,368, May 2001. **3.** De Castro, A.; Zumel, P.; Garcia, O.; Riesgo, T.; Uceda, J., "Concurrent and simple digital controller of an AC/DC converter with power factor correction based on an FPGA," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.18, no.1, pp.334,343, Jan 2003. **4.** Hengchun Mao; Lee, F.C.Y.; Boroyevich, D.; Hiti, S., "Review of high-performance three-phase pow-

er-factor correction circuits," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.44, no.4, pp.437,446, Aug 1997. 5. Huber, L.; Yungtaek Jang; Jovanovic, M.M., "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.23, no.3, pp.1381,1390, May 2008. 6. Jian Sun, "On the zero-crossing distortion in single-phase PFC converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.19, no.3, pp.685,692, May 2004. 7. Jingquan Chen; Prodic, A.; Erickson, R.W.; Maksimovic, D., "Predictive digital current programmed control," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.18, no.1, pp.411,419, Jan 2003. 8. Jinrong Qian; Qun Zhao; Lee, F.C., "Single-stage single-switch power-factor-correction AC/DC converters with DC-bus voltage feedback for universal line applications," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.13, no.6, pp.1079,1088, Nov 1998. 9. Jovanovic, M.M.; Yungtaek Jang, "State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for highpower applications - an overview," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.52, no.3, pp.701,708, June 2005. 10. Lai, Z.; Smedley, K.M., "A family of continuous-conduction-mode powerfactor-correction controllers based on the general pulse-width modulator," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.13, no.3, pp.501,510, May 1998. 11. Lam, J.C.W.; Jain, P.K., "A High-Power-Factor Single-Stage Single-Switch Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.25, no.8, pp.2045,2058, Aug. 2010. 12. Nussbaumer, T.; Raggl, K.; Kolar, J.W., "Design Guidelines for Interleaved Single-Phase Boost PFC Circuits," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.56, no.7, pp.2559,2573, July 2009. **13.** Orabi, M.; Ninomiya, T., "Nonlinear dynamics of power-factor-correction converter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.50, no.6, pp.1116,1125, Dec. 2003. 14. Pengju Kong; Shuo Wang; Lee, F.C., "Common Mode EMI Noise Suppression for Bridgeless PFC Converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.23, no.1, pp.291,297, Jan. 2008. 15. Qun Zhao; Lee, F.C.; Tsai, F.-S., "Voltage and current stress reduction in single-stage power factor correction AC/DC converters with bulk capacitor voltage feedback," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.17, no.4, pp.477,484, Jul 2002. 16. Siu-Chung Wong; Tse, C.K.; Orabi, M.; Ninomiya, T., "The method of double averaging: an approach for modeling power-factorcorrection switching converters," Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, vol.53, no.2, pp.454,462, Feb. 2006. 17. Stupar, A.; Friedli, T.; Minibock, J.; Kolar, J.W., "Towards a 99% Efficient Three-Phase Buck-Type PFC Rectifier for 400-V DC Distribution Systems," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.27, no.4, pp.1732,1744, April 2012. 18. Zhang, W.; Guang Feng; Yan-Fei Liu; Bin Wu, "A digital power factor correction (PFC) control strategy optimized for DSP," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.19, no.6, pp.1474,1485, Nov. 2004. 19. Бородин К. В. Динамика инвертирующего полупроводникового преобразователя с коррекцией коэффициента мощности: дис. канд. техн. наук: 05.09.12. – Томск, 2010. – 175 с. **20.** *Кондратьев Д. Е.* Трёхфазные выпрямители с активной коррекцией коэффициента мощности и двунаправленной передачей энергии: дис. канд. техн. наук: 05.09.12. – Москва, 2008. – 194 с. **21.** *Крылов Д. С.* Полупроводниковые преобразователи переменного напряжения в постоянное с близким к единице коэффициентом мощности: дис. канд. техн. наук: 05.09.12. - Харьков, 2003. - 183 с. 22. Малаханов А. А. Математическое моделирование импульсно-модуляционных систем с коррекцией коэффициента мощности: дис. канд. техн. наук: 05.13.18. – Брянск, 2007. – 175 с. **23.** *Нгуен Хоанг Ан*. Управление трехфазными выпрямителями с активной коррекцией коэффициента мощности: дис. канд. техн. наук: 05.09.12. -Москва, 2006. – 222 с. **24.** *Овчинников Д. А.* Разработка и исследование однофазных корректоров коэффициента мощности: дис. канд. техн. наук: 05.09.12.- Москва, 2004. - 153 с. 25. Серебрянников А. В. Анализ и расчет корректоров коэффициента мощности на базе современных микросхем управления: дис. канд. техн. наук: 05.09.12. – Чебоксары, 2010. – 182 с.

Надійшла до редколегії 16.03.2013

УДК 621.316.72

Обзор и перспективы развития исследований, посвящённых коррекции коэффициента мощности/ С. А. Степенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 18 (991). – С. 34–41. – Бібліогр.: 25 назв.

У статті наводиться короткий огляд робіт, присвячених корекції коефіцієнта потужності.

Розглянуто тематику досліджень авторитетних зарубіжних вчених, публікації яких представлені в електронній бібліотеці IEEE Xplore. Проаналізовано напрямки досліджень за темою корекції коефіцієнта потужності, за якими останнім часом були захищені дисертації вітчизняними вченими. На основі проведеного огляду сформульовані перспективи подальших досліджень по темі корекції коефіцієнта потужності.

Ключові слова: енергоефективність, корекція коефіцієнта потужності.

The brief overview of the works, devoted to a power factor correction, is provided in this article. The topics of the investigations of competent foreign scientists, which publications are presented in the digital library IEEE Xplore, have been considered. The trends of the researches on a power factor correction, by which have been recently defended the theses of domestic scientists, have been analyzed. The prospects of the further studies on a power factor correction have been formulated based on the provided overview.

Keywords: energy efficiency, power factor correction.

УДК 621.314

Д. В. КУЧЕРЕНКО, студент, ДонГТУ, Алчевск; П. С. САФРОНОВ, канд. техн. наук, доц. ДонГТУ, Алчевск

ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР ВЫСШИХ ГАРМОНИК ТОКА

Выполнено исследование работы параллельного активного фильтра высших гармоник тока. Рассмотрена работа активного фильтра гармоник на нелинейную нагрузку, представленную в виде диодного выпрямителя с RLC-нагрузкой. Приведены временные диаграммы тока нагрузки, корректирующего тока и суммарного тока, выполнен спектральный анализ тока нелинейной нагрузки и скомпенсированного тока.

Ключевые слова: активный фильтр, гармоники тока, нелинейная нагрузка, моделирование, коэффициент гармоник.

Введение

Стремительное развитие силовой электроники привело к появлению большого количества нелинейных нагрузок, которые потребляют несинусоидальный ток из питающей сети, а также генерируют гармоники высших порядков. В большей части, такого рода нагрузку представляют собой полупроводниковые преобразователи, например: силовые диодные выпрямители, преобразователи частоты, циклоконверторы и прочие.

Реактивная мощность и мощность искажений, протекая по элементам электрической сети, обладающим активным сопротивлением, вызывают в них дополнительные потери электрической энергии. Кроме того, реактивная мощность и

УДК 621.316.72

Обзор и перспективы развития исследований, посвящённых коррекции коэффициента мощности/ С. А. Степенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 34—41. — Бібліогр.: 25 назв.

У статті наводиться короткий огляд робіт, присвячених корекції коефіцієнта потужності. Розглянуто тематику досліджень авторитетних зарубіжних вчених, публікації яких представлені в електронній бібліотеці IEEE Xplore. Проаналізовано напрямки досліджень за темою корекції коефіцієнта потужності, за якими останнім часом були захищені дисертації вітчизняними вченими. На основі проведеного огляду сформульовані перспективи подальших досліджень по темі корекції коефіцієнта потужності.

Ключові слова: енергоефективність, корекція коефіцієнта потужності.

The brief overview of the works, devoted to a power factor correction, is provided in this article. The topics of the investigations of competent foreign scientists, which publications are presented in the digital library IEEE Xplore, have been considered. The trends of the researches on a power factor correction, by which have been recently defended the theses of domestic scientists, have been analyzed. The prospects of the further studies on a power factor correction have been formulated based on the provided overview.

Keywords: energy efficiency, power factor correction.

УДК 621.314

Д. В. КУЧЕРЕНКО, студент, ДонГТУ, Алчевск; П. С. САФРОНОВ, канд. техн. наук, доц. ДонГТУ, Алчевск

ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР ВЫСШИХ ГАРМОНИК ТОКА

Выполнено исследование работы параллельного активного фильтра высших гармоник тока. Рассмотрена работа активного фильтра гармоник на нелинейную нагрузку, представленную в виде диодного выпрямителя с RLC-нагрузкой. Приведены временные диаграммы тока нагрузки, корректирующего тока и суммарного тока, выполнен спектральный анализ тока нелинейной нагрузки и скомпенсированного тока.

Ключевые слова: активный фильтр, гармоники тока, нелинейная нагрузка, моделирование, коэффициент гармоник.

Введение

Стремительное развитие силовой электроники привело к появлению большого количества нелинейных нагрузок, которые потребляют несинусоидальный ток из питающей сети, а также генерируют гармоники высших порядков. В большей части, такого рода нагрузку представляют собой полупроводниковые преобразователи, например: силовые диодные выпрямители, преобразователи частоты, циклоконверторы и прочие.

Реактивная мощность и мощность искажений, протекая по элементам электрической сети, обладающим активным сопротивлением, вызывают в них дополнительные потери электрической энергии. Кроме того, реактивная мощность и мощность искажений снижают пропускную способность линий электропередач и

© Д. .В. Кучеренко, П. С. Сафронов, 2013

трансформаторов, вызывают их нагрев, вынуждают увеличивать сечение проводов, выполнять прокладку дополнительных кабельных линий, замену трансформаторов на большую номинальную мощность [1].

Специфика преобразовательных устройств силовой электроники, выполняемых на полупроводниковых управляемых вентилях, связана с ключевым (дискретным) характером работы вентилей, что предопределяет дискретизацию как процесса потребления энергии преобразователем от ее первичного источника, так и процесса передачи ее потребителю (нагрузке). Дискретное потребление энергии преобразователем от источника электроэнергии приводит к заметному обратному влиянию вентильного преобразователя на качество генерируемой электроэнергии [2].

В вопросах качества электроэнергии будет верно рассматривать не только влияние питающей сети на её потребителя, но и все составляющие взаимовлияния системы питания и системы потребления энергии, следовательно, необходимо учитывать также влияние потребителей электрической энергии на сеть. Современные требования, предъявляемые к качеству электроэнергии, изложены в международном стандарте качества электроэнергии IEEE 519–1992. В данном стандарте описаны ограничения не только гармонического состава напряжения питания, а также гармонического состава потребляемого тока.

Анализ последних исследований и литературы

Вопросом улучшения качества электроэнергии путем применения активных фильтров занимаются ведущие ученые разных стран: António P. Martins (Institute of Systems and Robotics, Porto), Paolo Tenti, Paolo Mattavelli, Elisabetta Tedeschi (University of Padova, Italy), проф. Ю. М. Кулинич (Дальневосточный государственный университет путей сообщения, Россия) и другие ученые Украины и зарубежья [3 – 5]. В настоящее время проблема повышения электромагнитной совместимости полупроводниковых преобразователей с сетью питания не утратила своей актуальности и имеет перспективы развития в плане синтеза новых топологических решений, способов и алгоритмов управления активными фильтрами.

Цель и постановка задачи. В свете вышесказанного возникает острая необходимость в устранении негативного влияния нелинейных нагрузок на источник питания. Традиционные методы компенсации, которые основываются лишь на использовании пассивных фильтров и компенсаторов реактивной мощности либо на использовании конденсаторных батарей, не удовлетворяют современным требованиям, а также могут вызывать дальнейшее распространение гармоник, например, из-за возникновения процесса резонанса между индуктивностью токоведущих линий и параллельными конденсаторами компенсатора. Целью данной работы является исследование возможностей компенсации высших гармоник тока нелинейной нагрузки с помощью активного фильтра.

Материалы исследований

Существуют последовательная, параллельная и смешанная (гибридная) топологии подключения активных фильтров, принципиально же различают два типа:

- параллельный активный фильтр;
- последовательный активный фильтр.

Последовательный фильтр, по сути, является управляемым генератором напряжения и служит эффективным решением для компенсации провалов, фликера, несимметрии и гармонических составляющих в напряжении сети. Однако, он

имеет некоторые недостатки. Рассчитанный на полный ток нагрузки, последовательный активный фильтр имеет высокую мощность и, соответственно, стоимость. Кроме того, не может прямо исправлять токи нагрузки, подключенной за ним, влияя на них только посредством изменения напряжения. Существенным пре-имуществом последовательного активного фильтра является исправление искаженной формы напряжения независимо от природы возникновения искажений.

В отличие от последовательного активного фильтра, параметры параллельных фильтров должны быть подобраны только для величин высших гармоник токов, возникающих из-за нелинейности нагрузки. Еще одним преимуществом параллельного активного фильтра является принцип регулирования с коррекцией тока (активный фильтр представляется как регулируемый источник тока), в связи с этим происходит улучшение напряжения питания остальных потребителей. Суммарные гармонические искажения по току всегда выше, чем по напряжению. Поэтому будет логичным быстрее устранить первопричину. Для последовательного же фильтра в этом случае подходит задача уменьшения воздействия от внешних возмущений из сети, прежде всего не по току, а по напряжению. Таким образом, место применения параллельного фильтра — ближе к нелинейной нагрузке.

На рис. 1 приведена имитационная модель параллельного активного фильтра и нелинейной нагрузки, подключенных к общему источнику питания. Имитационная модель была построена в программной среде PSIM 9.

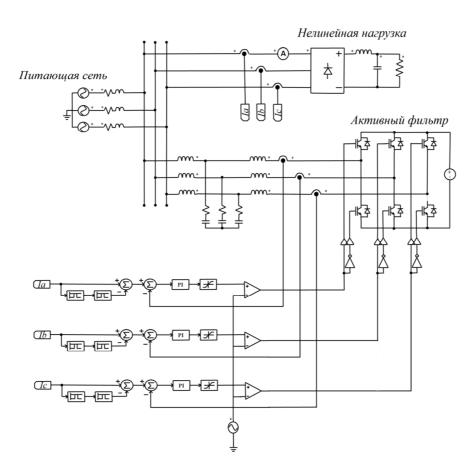


Рис. 1 – Имитационная модель параллельного активного фильтра

Общим в построении фильтров является принцип регулирования по отклонению от заданной величины, они включают в себя датчики измеренных сигналов и блоки формирования опорных сигналов по напряжению или току — по типу фильтра, соот-

ветственно. Следовательно, фильтры должны обладать значительным быстродействием $(0,02-0,5\ \text{мc})$ и временем отклика $0,2-2\ \text{мc}$ для сетей 50 Гц. Поэтому в качестве регулирующего элемента применяют IGBT-транзисторы. Используется также принцип ШИМ регулирования (регулирование с использованием широтно-импульсной модуляции сигнала). В современных условиях, учитывая статистику нечастых сбоев на центральных генерирующих мощностях, в передающих сетях, представляется более интересной задача влияния нелинейных потребителей на собственную распределительную сеть. Если в сети присутствуют гармоники тока из-за наличия нелинейных нагрузок, наилучшим и универсальным способом повышения качества электропитания является установка параллельного активного фильтра.

В качестве нелинейной нагрузки используется трехфазный мостовой выпрямитель с RLC-нагрузкой, которая используется во многих схемах полупроводниковых преобразователей. Трехфазный активный фильтр гармоник выполнен на основе IGBT-транзисторов с включенными встречно параллельно диодами, которые обеспечивают протекание тока в обратном направлении относительно IGBTтранзисторов. Для обеспечения правильного функционирования активного фильтра гармоник, в каждую фазу встроен датчик тока. Сигналы с датчиков передаются в систему управления, где происходит обработка данных и формирование сигналов задания, которые равны сумме реактивной составляющей и высших гармоник тока, создаваемого нагрузкой. Далее система управления вычисляет сигнал задания по значению неактивного тока, чтобы активный фильтр гармоник сформировал корректирующий ток. Активный фильтр скомпенсирует все реактивные составляющие: гармоники, асимметрию и запаздывание фаз. Суммарный ток, который состоит из тока нагрузки и корректирующего тока, созданного фильтром, будет иметь форму приближенную к синусоидальной, следовательно, из сети будет потребляться ток практически синусоидальной формы.

Результаты исследований

На рис. 2 представлены временные диаграммы работы параллельного активного фильтра с нелинейной нагрузкой на примере одной из фаз. В остальных фазах токи будут иметь аналогичную форму, а отличие будет заключаться только в фазовом сдвиге на угол 120 эл. град. Как видно из временных диаграмм, благодаря работе параллельного активного фильтра высших гармоник наблюдается значительное улучшение формы тока, потребляемого нелинейной нагрузкой (см. рис. 2, δ).

На рис. З приведены спектральные составы тока нелинейной нагрузки (входной ток трехфазного мостового выпрямителя) и тока, потребляемого из сети, форма которого скорректирована с помощью параллельного активного фильтра. В спектральном составе скорректированного тока практически отсутствуют искажающие высшие гармонические составляющие. Использование параллельного активного фильтра привело к снижению суммарного коэффициента гармоник тока ТНD(I) с 24,6% до 4,1%, что соответствует современным требованиям к электромагнитной совместимости полупроводниковых преобразователей с промышленной сетью.

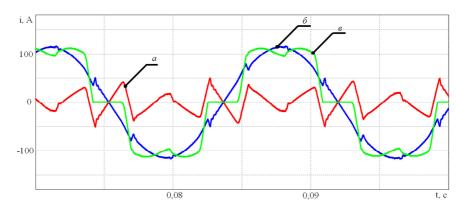


Рис. 2 — Диаграммы работы параллельного активного фильтра с нелинейной нагрузкой: a - корректирующий ток; δ - суммарный ток, ϵ - ток на входе выпрямителя.

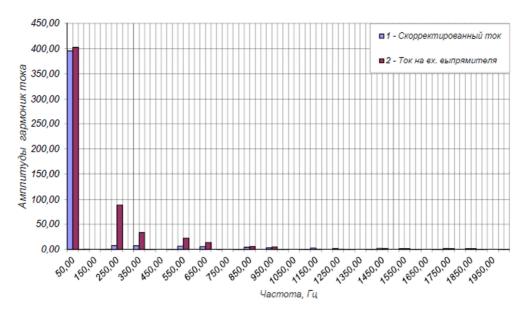


Рис. 3 – Спектральный состав токов

Выводы

- последовательный активный фильтр позволяет исправлять искаженную форму напряжения питания независимо от природы возникновения этих искажений, но не может прямо исправлять токи нагрузки, подключенной за ним, влияя на них только посредством изменения напряжения;
- параллельный активный фильтр является наилучшим средством повышения качества электропитания при наличии в сети искажающих гармоник тока, вызванных нелинейными нагрузками;
- использование параллельного активного фильтра позволяет снизить суммарный коэффициента гармоник тока до уровня, который удовлетворяет современным требованиям к электромагнитной совместимости полупроводниковых преобразователей с промышленной сетью.

Список литературы: 1. Зорин В. В. Системы электроснабжения общего назначения / В. В. Зорин, В. В. Тисленко. — Чернигов: ЧГТУ, 2005. — 341 с. 2. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники / Г. С. Зиновьев. — Новосибирск: НГТУ, 2001. — 174 с. 3. Martins A. P. The Use of an Active Power Filter for Harmonic Elimination, and Power Quality Improvement in a Nonlinear Loaded Electrical Installation / A. P. Martins // Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'03. — Vigo, 2003. — pp.1-6. 4. Tenti P. Compensation Techniques Based on Reactive Power Conservation / P. Tenti, P. Mattavelli, E. Tedeschi // Electrical Power Quali-

ty and Utilisation, Journal. – 2007. – Vol. XIII, No. 1 – pp. 17-24. **5.** *Кулинич Ю. М.* Активный компенсатор реактивной мощности как средство улучшения качества потребляемой энергии / *Ю. М. Кулинич, В. К. Духовников* // Наука и транспорт. – 2010. – № 3(28). – С. 38-40.

Надійшла до редколегії 01.03.2013

УДК 621.314

Параллельный активный фильтр высших гармоник тока / Д. В. Кучеренко, П. С. Сафронов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18~(991). — С. 41—46. — Бібліогр.: 5 назв.

Виконано дослідження роботи паралельного активного фільтру вищих гармонік струму. Розглянута робота активного фільтру гармонік на нелінійне навантаження, що представлене у вигляді діодного випрямляча з RLC-навантаженням. Наведені часові діаграми струму навантаження, коригуючого струму і сумарного струму, виконано спектральний аналіз струму нелінійного навантаження та скомпенсованого струму.

Ключові слова: активний фільтр, гармоніки струму, нелінійне навантаження, моделювання, коефіцієнт гармонік.

The research of the parallel active filter of current harmonics is carried out. The operation of the active harmonic filter for non-linear load, which is presented in the form of a diode rectifier with RLC-load, is examined. The diagrams of the load current, correcting current and the total current are given. The results of spectrum analysis of the non-linear load current and the compensated current are presented.

Keywords: active filter, current harmonics, nonlinear load, simulation, total harmonic distortion.

УДК 621.314.26

- А. А. ШАВЁЛКИН, д-р техн. наук, проф. ДонНТУ, Донецк;
- А. В. ХАНИН, студент, ДонНТУ, Донецк

МНОГОУРОВНЕВЫЙ КАСКАДНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С СИЛОВЫМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ АКТИВНЫМ ФИЛЬТРОМ

Рассмотрена схема многоуровневого каскадного преобразователя частоты, каждая фаза которого содержит четыре однофазных инвертора напряжения при кратности напряжений их источников 3:3:3:1. При этом инвертора с большим напряжением отрабатывают заданное напряжение с использованием многоуровневой широтно-импульсной модуляции, а инвертор с минимальным напряжением используется как силовой последовательный активный фильтр, отрабатывая напряжение ошибки.

Ключевые слова: многоуровневый преобразователь частоты, силовой активный фильтр, автономный инвертор напряжения, многоуровневая широтно-импульсная модуляция, гармонический состав, коэффициент гармоник.

Введение

Для высоковольтного электропривода переменного тока (6-10 кВ) эффективным признано применение каскадных многоуровневых преобразователей частоты (КМПЧ), типа «Perfect Harmony», которые при выходном напряжении 6 кВ имеют

© А. А. Шавёлкин, А. В. Ханин, 2013

Вased on Reactive Power Conservation / *P. Tenti, P. Mattavelli, E. Tedeschi* // Electrical Power Quality and Utilisation, Journal. – 2007. – Vol. XIII, No. 1 – pp. 17-24. **5.** *Кулинич Ю. М.* Активный компенсатор реактивной мощности как средство улучшения качества потребляемой энергии / Ю. М. Кулинич, B. К. Духовников // Наука и транспорт. – 2010. – № 3(28). – C. 38-40.

Надійшла до редколегії 01.03.2013

УДК 621.314

Параллельный активный фильтр высших гармоник тока / Д. В. Кучеренко, П. С. Сафронов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 41—46. — Бібліогр.: 5 назв.

Виконано дослідження роботи паралельного активного фільтру вищих гармонік струму. Розглянута робота активного фільтру гармонік на нелінійне навантаження, що представлене у вигляді діодного випрямляча з RLC-навантаженням. Наведені часові діаграми струму навантаження, коригуючого струму і сумарного струму, виконано спектральний аналіз струму нелінійного навантаження та скомпенсованого струму.

Ключові слова: активний фільтр, гармоніки струму, нелінійне навантаження, моделювання, коефіцієнт гармонік.

The research of the parallel active filter of current harmonics is carried out. The operation of the active harmonic filter for non-linear load, which is presented in the form of a diode rectifier with RLC-load, is examined. The diagrams of the load current, correcting current and the total current are given. The results of spectrum analysis of the non-linear load current and the compensated current are presented.

Keywords: active filter, current harmonics, nonlinear load, simulation, total harmonic distortion.

УДК 621.314.26

- А. А. ШАВЁЛКИН, д-р техн. наук, проф. ДонНТУ, Донецк;
- А. В. ХАНИН, студент, ДонНТУ, Донецк

МНОГОУРОВНЕВЫЙ КАСКАДНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С СИЛОВЫМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ АКТИВНЫМ ФИЛЬТРОМ

Рассмотрена схема многоуровневого каскадного преобразователя частоты, каждая фаза которого содержит четыре однофазных инвертора напряжения при кратности напряжений их источников 3:3:3:1. При этом инвертора с большим напряжением отрабатывают заданное напряжение с использованием многоуровневой широтно-импульсной модуляции, а инвертор с минимальным напряжением используется как силовой последовательный активный фильтр, отрабатывая напряжение ошибки.

Ключевые слова: многоуровневый преобразователь частоты, силовой активный фильтр, автономный инвертор напряжения, многоуровневая широтно-импульсная модуляция, гармонический состав, коэффициент гармоник.

Введение

Для высоковольтного электропривода переменного тока (6-10 кВ) эффективным признано применение каскадных многоуровневых преобразователей частоты

(КМПЧ), типа «Perfect Harmony», которые при выходном напряжении 6 кВ имеют на фазу n=6 однофазных автономных инверторов напряжения (АИН) с изолированными источниками постоянного тока (ИПТ). Подобные МПЧ выпускают многие зарубежные фирмы, включая российские. Его схема ориентирована на использование низковольтных полупроводниковых ключей (IGBT) класса 1.7 кВ.

Использование ключей более высокого класса напряжения до 6.5 кВ (технология производства которых и характеристики совершенствуются) позволяет уменьшить количество АИН и ИПТ в схеме МПЧ. При этом остается открытым вопрос обеспечения качества выходного напряжения u_{BMX} (в соответствии с [1] при напряжении 6 кВ коэффициент гармоник напряжения - total harmonic distortion $THD \leq 8\%$).

В современной практике улучшение гармонического состава напряжения достигается использованием активных фильтров (АФ). В [2] предложен вариант гибридного МПЧ на базе трехуровневого АИН (ТАИН) с АИН в выходных фазах в качестве последовательного АФ напряжения. Возможности его ограничены по напряжению (4.16 кВ), качество u_{BblX} в сравнении с ТАИН улучшается, но не соответствует стандарту [1]. Вопрос применения АФ для КМПЧ на данный момент времени исследован недостаточно.

Цель работы

Разработка принципов реализации КМПЧ при использовании одного из АИН в фазе в качестве последовательного АФ напряжения.

Изложение основного материала

При напряжении $U_{BЫX}$ =6 кВ и использовании трех АИН на фазу КМПЧ необходимо применять IGBT класса 3.3 кВ (вместо 1.7 кВ при шести АИН). При использовании ШИМ преобладающими являются потери энергии на переключение IGBT, что ограничивает частоту модуляции. Для сравнения приведены данные по энергии переключения для существующих IGBT (изготовители «Semikron» и «ABB») классов 1.2, 1.7 и 3.3 кВ [3,4]:

- SKM800GA126D, E_{on} =65mДж, E_{off} =95mДж при U_{CC} =600 В и I_{C} =600А;
- SKM800GA176D, E_{on} =335mДж, E_{off} =245mДж при U_{CC} =1200 В и I_{C} =600A;
- 5SNA0800N330100, E_{on} =1Дж, E_{off} =880mДж при U_{CC} =1800 В и I_{C} =800А.

Таким образом, потери (энергия переключения) с увеличением класса напряжения растут в три и более раз. Следовательно, переход на IGBT класса 3.3 кВ предполагает соответствующее снижение частоты модуляции f_M . При уменьшении количества АИН на фазу и снижении f_M получить требуемый гармонический состав выходного напряжения КМПЧ является проблематичным. Вопрос обеспечения качества u_{BblX} проще решать при использовании высокой частоты модуляции и использовании IGBT класса 1.2 кВ. Рассмотрим вариант КМПЧ с четырьмя АИН на фазу при кратности напряжений их ИПТ 3:3:3:1. В качестве АФ используется АИН с минимальным напряжением. Структура силовых цепей КМПЧ (без входного трансформатора и нагрузки) приведена на рис.1. Блоки выпрямитель (В) – АИН3 и активный выпрямитель (АВ) – АИН1 в фазах МПЧ соединены последовательно и питаются от отдельных комплектов обмоток трансформатора.

При использовании АИН1 с напряжением ИПТ U в качестве АФ энергия передается в нагрузку только АИН3 с напряжением ИПТ 3U [5]. При этом предельное количество уровней в полуволне выходного напряжения составит k=9 и пре-

дельная относительная амплитуда напряжения фазы КМПЧ (относительно значения U) с учетом модуляции напряжения задания 3-й гармоникой A_{MAX} =1.15 k=10.35. При выходном напряжении 6 кВ амплитуда фазного напряжения МПЧ $U_{\phi_{m(1)}} = \frac{6\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 4.898\,\mathrm{kB}$. Значение $U = U_{\phi_{m(1)}}/10.35 = 473\,\mathrm{B}$, $3U = 1420\,\mathrm{B}$.

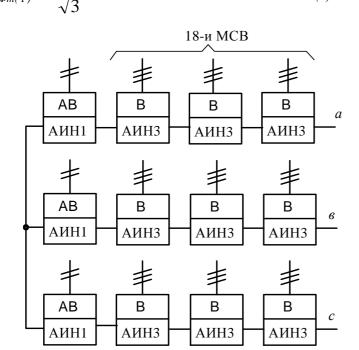


Рис.1 – Структура силовых цепей МПЧ

Рассмотрим использование для инверторов АИНЗ многоуровневой ШИМ (МШИМ) со сдвигом модулирующих напряжений по фазе. Сдвиг модулирующих напряжений АИН3 одной ДЛЯ составляет $\theta = \frac{2\pi}{n} = \frac{2\pi}{3}$ МПЧ (n - количество АИН3 в фазе),сдвиг модулирующих напряжений для АИНЗ разных фаз МПЧ составляет $\gamma = \frac{2\pi}{3n} = \frac{2\pi}{9}$. Заданное синусоидальное напряжение $M\Pi \Psi u_{3AJ} = A \sin \theta$ отрабатывается тремя АИНЗ (для каждого из них напряжение зада-

ния одинаковое $u^3 3A / (1 = \frac{u_3 A / (1 + 1)}{3})$.

Напряжение задания для АИН1 фазы МПЧ определяется как напряжение ошибки $u^1 3A \mathcal{I} = u_{3A \mathcal{I}} - u_{\Phi \Pi P}$ ($u_{\Phi \Pi P}$ – прогнозируемое (расчетное) значение напряжения фазы нагрузки, определяемое работой всех АИН3 схемы МПЧ). При однополярной модуляции напряжение АИН3 может быть рассчитано как $u_3 = u_{aN} - u_{bN}$ (u_{aN} , u_{bN} – соответственно, напряжения на выходных зажимах АИН3 относительно отрицательного зажима ИПТ).

В соответствии с импульсами управления ключами АИН3, которые формируются путем сравнения заданного u_{3AJ}^3 и модулирующего напряжения треугольной формы u_{TP} (которое симметричное относительно нуля) определяются напряжения:

$$u_{aN} = \begin{cases} 3, if \ u^3 3A / 2 \ge u_{TP}, \\ 0, if \ u^3 3A / 2 \le u_{TP}. \end{cases} \qquad u_{bN} = \begin{cases} 3, if \ (-u^3 3A / 2) \ge u_{TP}, \\ 0, if \ (-u^3 3A / 2) \le u_{TP}. \end{cases}$$

Напряжения фаз МПЧ определяются как сумма напряжений АИНЗ в фазе $u_{\Phi M\Pi \Psi} = u_{31} + u_{32} + u_{33}$.

Напряжение фазы нагрузки (а)

$$u_{\Phi\Pi Pa} = u_{\Phi M\Pi Va} - \frac{1}{3} (u_{\Phi M\Pi Va} + u_{\Phi M\Pi b} + u_{\Phi M\Pi Vc}).$$

Следует отметить, что результирующие напряжения в фазах нагрузки, создаваемые тремя АИН1 фаз МПЧ могут принимать относительные значения 0, 1/3, 2/3, 1, 4/3. Это исключает отработку $u^I_{3AД}$ без ошибки и обуславливает наличие первой гармоники выходного напряжения АИН1 $u_{I(I)}$. При этом АИН1 участвуют в передаче энергии между МПЧ и нагрузкой. Таким образом, использование АИН1 без ИПТ невозможно, причем фаза $u_{I(I)}$ и, соответственно, направление передачи энергии может изменяться. Это обуславливает необходимость применения в качестве ИПТ активного выпрямителя напряжения.

Результаты моделирования

Исследования рассмотренной схемы КМПЧ выполнены на активно - индуктивную нагрузку при использовании математической модели в программном пакете MATLAB.

Исследования проведены для различных значений частоты модуляции АИН1 и АИН3. Результаты моделирования при f_{M3} =300 Гц и f_{MI} =3000 Гц приведены в табл.1 (значению коэффициента модуляции по амплитуде μ =1 соответствует A=9, $U_{Im(1)a}$, $U_{Im(1)b}$, $U_{Im(1)c}$ — относительные амплитуды первых гармоник выходного напряжения АИН1 в фазах МПЧ).

Коэффициент гармоник THD определялся с учетом порядка гармоник до 40 - THD_{40} (в соответствии с [1]) и с учетом порядка гармоник до 200 - THD_{200} . Следует отметить, что при использовании ШИМ учет 40 гармоник недостаточен для объективной оценки решений.

1												
μ	1.15	1.1	1	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
$U_{1m(1)a}$,%	2.7	4.36	1.3	7.17	10.3	2.6	3.65	1.5	7.36	3.1	2.5	6.07
$U_{Im(1)b}$,%	4.8	1.6	0.2	5.16	9.2	2.1	3.82	2.6	6.08	2.86	2.5	5.82
$U_{Im(I)c}$,%	2.94	2.5	3.2	4.94	8.4	1.3	4.6	2.4	6.03	1.62	2.6	6.16
THD_{40} ,%	1.86	2.2	2.8	3.82	4.54	2.9	5.78	8.5	10.5	12.2	20.5	20.3
<i>THD</i> ₂₀₀ ,%	4.2	4.7	5.5	6.8	7.78	6.6	10.7	13	17	19.8	31.9	36.9

Таблица 1 – Показатели предложенной схемы КМПЧ

На рис.2 приведены осциллограммы напряжения фазы нагрузки $u_{\Phi H}$, $u_{\Phi \Pi P}$, напряжения задания u^{I}_{3AJ} и выходного напряжения АИН1 u_{I} для μ =1.15 при частоте выходного напряжения 50 Γ ц.

Для сравнения в табл.2 приведены результаты моделирования КМПЧ (типа «Perfect Harmony») с шестью АИН на фазу при использовании МШИМ. Как видим, значения коэффициента гармоник для предложенной схемы (табл.1) не хуже, а для ряда значений μ лучше.

Таблица 2 – Значения коэффициента гармоник выходного напряжения КМПЧ при шести АИН на фазу

μ	1.15	1	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
<i>THD</i> ₂₀₀ ,%	4.29	5.94	6.8	7.33	9.76	9.58	11.7	16.2	24.8	8.79	92.6

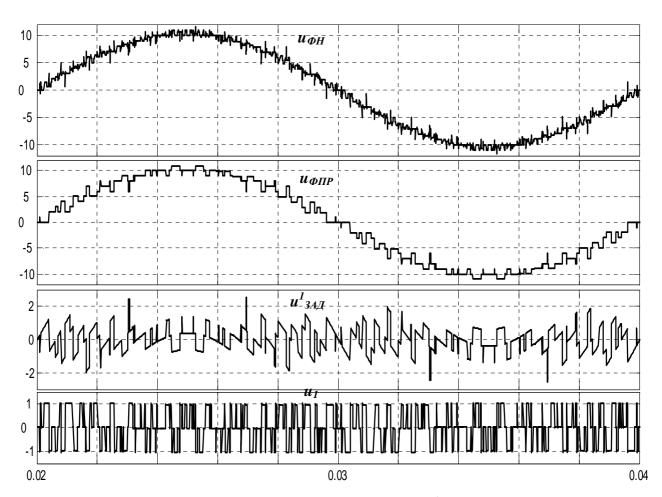


Рис. 2 – Осциллограммы напряжений фазы МПЧ

Режим работы АИН1 в зависимости от значения μ меняется при изменении направления передачи энергии, что предполагает использование ИПТ1 с двусторонней проводимостью. Если значение $U_{Im(I)}$ ограничить 10%, то при A_{MAX} =10.35 с учетом того, что токи АИН1 и АИН3 одинаковы, мощность ИПТ1 составит 0.1/10.35=0.0097 по отношению к мощности МПЧ (менее 1%). При этом в качестве ИПТ можно использовать однофазный активный выпрямитель на IGBT класса 1.2кВ.

Выводы

Результаты исследований показывают, что при существенном упрощении схемы предложенное решение КМПЧ обеспечивает показатели качества входного тока и выходного напряжения на уровне международных стандартов. Достигаемый коэффициент гармоник выходного напряжения ниже, чем у существующих решений КМПЧ.

Список литературы: 1. ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. 2. Cesar Silva. Control of an Hybrid Multilevel Inverter for Current Waveform Improvement / Cesar Silva, Samir Kouro, Julio Soto, Pablo Lezana // IEEE Cambridge Symposium on Industrial Electronics. - June/July 2008. - p.2329-2335. 3. http://www.semikron.com. 4. http://www.semikron.com. 4. http://www.abb.com. 5. Шавёлкин А.А.. Гибридный многоуровневый преобразователь частоты с двумя «реактивными» ячейками на фазу / А.А. HIaвёлкин //Электротехника. - Москва: 3AO "Знак". - 2010. - №7. - C.28-36.

УДК 621.314.26

Многоуровневый каскадный преобразователь частоты с силовым последовательным активным фильтром / А. А. Шавёлкин, А. В. Ханин // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — X. : НТУ «ХПІ», — 2013. — № 18 (991). — C. 46-51. — Бібліогр.: 5 назв.

Розглянута схема багаторівневого каскадного перетворювача частоти, кожна фаза якого містить чотири однофазних інвертори напруги при кратності напруги їхніх джерел 3:3:3:1. При цьому інвертори з більшою напругою відпрацьовують задану напругу з використанням багаторівневої широтно-імпульсної модуляції, а інвертор з мінімальною напругою використовується як силовий послідовний активний фільтр, що відпрацьовує напругу похибки.

Ключові слова: багаторівневий перетворювач частоти, силовий активний фільтр, автономний інвертор напруги, багаторівнева широтно-імпульсна модуляція, гармонічний склад, коефіцієнт гармонік.

The scheme of the multilevel cascade converter of a frequency which each phase contains four single-phase inverters of a voltage at the attitude of voltages of their sources 3:3:3:1 is considered. Thus of the inverter with a greater voltage form a preset value of a voltage with use of multilevel pulse-width modulation, and the inverter with the minimal voltage is used as the power consecutive active filter, fulfilling a voltage of a mistake.

Keywords: multilevel converter of frequency, power active filter, the independent inverter of a voltage, multilevel pulse-width modulation, total harmonics distortion, harmonious structure.

УДК.62-83:612.313

Г. С. БЕЛОХА, аспирант, ДонГТУ, Алчевск

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С РЕЛЕЙНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Приведены результаты моделирования режимов работы высокоэффективного источника питания с релейным управлением. Подтверждены инвариантность источника к действию возмущений, его высокая степень электромагнитной совместимости с сетью и широкие функциональные возможности.

Ключевые слова: высокоэффективный, релейное управление, инвариантность, электромагнитная совместимость, источник тока.

Введение

Речь идет о специфической системе преобразования параметров электрической энергии, реализующей режим источника тока (I=const).

Поскольку современные преобразовательные системы находятся в условиях постоянно действующих на них различного рода возмущений, а также вместе с потребителем они являются в большинстве случаев генераторами высших гармоник в сеть, то достижение инвариантности к действию возмущений и высокой степени электромагнитной совместимости с сетью является одной из важнейших задач, требующих своего решения.

Таким образом, под высокой эффективностью будем понимать способность преобразователя реализовать предельное быстродействие, высокое качество стабилизации выходной координаты (тока) во всем диапазоне регулирования, малую

УДК 621.314.26

Многоуровневый каскадный преобразователь частоты с силовым последовательным активным фильтром / А. А. Шавёлкин, А. В. Ханин // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — X. : НТУ «ХПІ», — 2013. — № 18 (991). — C. 46-51. — Бібліогр.: 5 назв.

Розглянута схема багаторівневого каскадного перетворювача частоти, кожна фаза якого містить чотири однофазних інвертори напруги при кратності напруги їхніх джерел 3:3:3:1. При цьому інвертори з більшою напругою відпрацьовують задану напругу з використанням багаторівневої широтно-імпульсної модуляції, а інвертор з мінімальною напругою використовується як силовий послідовний активний фільтр, що відпрацьовує напругу похибки.

Ключові слова: багаторівневий перетворювач частоти, силовий активний фільтр, автономний інвертор напруги, багаторівнева широтно-імпульсна модуляція, гармонічний склад, коефіцієнт гармонік.

The scheme of the multilevel cascade converter of a frequency which each phase contains four single-phase inverters of a voltage at the attitude of voltages of their sources 3:3:3:1 is considered. Thus of the inverter with a greater voltage form a preset value of a voltage with use of multilevel pulse-width modulation, and the inverter with the minimal voltage is used as the power consecutive active filter, fulfilling a voltage of a mistake.

Keywords: multilevel converter of frequency, power active filter, the independent inverter of a voltage, multilevel pulse-width modulation, total harmonics distortion, harmonious structure.

УДК.62-83:612.313

Г. С. БЕЛОХА, аспирант, ДонГТУ, Алчевск

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С РЕЛЕЙНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Приведены результаты моделирования режимов работы высокоэффективного источника питания с релейным управлением. Подтверждены инвариантность источника к действию возмущений, его высокая степень электромагнитной совместимости с сетью и широкие функциональные возможности.

Ключевые слова: высокоэффективный, релейное управление, инвариантность, электромагнитная совместимость, источник тока.

Введение

Речь идет о специфической системе преобразования параметров электрической энергии, реализующей режим источника тока (I=const).

Поскольку современные преобразовательные системы находятся в условиях постоянно действующих на них различного рода возмущений, а также вместе с потребителем они являются в большинстве случаев генераторами высших гармоник в сеть, то достижение инвариантности к действию возмущений и высокой степени электромагнитной совместимости с сетью является одной из важнейших задач, требующих своего решения.

Таким образом, под высокой эффективностью будем понимать способность преобразователя реализовать предельное быстродействие, высокое качество стабилизации выходной координаты (тока) во всем диапазоне регулирования, малую

© Г. С. Белоха, 2013

чувствительность к действию координатных и параметрических возмущений, электромагнитную совместимость с сетью и широкие функциональные возможности.

Решение этих задах предлагается реализовать путем объединения релейного принципа управления (решается задача быстродействия и инвариантности) и принудительного формирования синусоидальных токов, потребляемых из сети при $cos \varphi = 1$ (решается задача электромагнитной совместимости).

Анализ предыдущих исследований В [1] рассмотрена система стабилизации тока (ССТ), обеспечивающая получение предельных показателей системы, определяющих ее эффективность. Однако высокую степень электромагнитной совместимости в этой системе реализовать невозможно.

В [2] описана высокоэффективная система стабилизации тока (источника тока с параллельным активным фильтром, отвечающая указанным выше требованиям). Однако алгоритм управления системой и соответственно его реализация оказались сложными из-за необходимости обеспечения согласованного управления вентилями основного выпрямителя и силового активного фильтра.

В [3] рассмотрена ССТ, алгоритм управления которой реализует раздельный принцип управления процессами формирования тока нагрузки и потребляемых из сети токов. В этом случае достигается существенное упрощение системы управления. Однако при обрыве (аварийная ситуация) одной из фаз работоспособность системы нарушается.

Цель работы Продемонстрировать возможность построения высокоэффективной системы стабилизации тока с расширенными функциональными возможностями, раздельным управлением процессами формирования тока нагрузки и потребляемых токов из сети и повышенной стойкостью к аварийным режимам.

Материал и результаты исследования Функциональная схема системы стабилизации представлена на рис. 1.

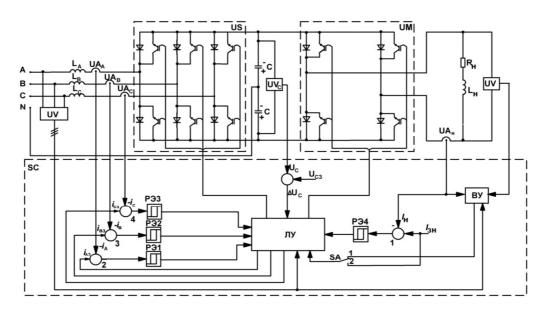


Рис. 1 – Функциональная схема системы стабилизации

Отличие этой ССТ от ССТ описанной в [3] заключается в том, что конденсатор СА Φ состоит из двух последовательно соединенных конденсаторов, точка соединения которых подключена к нейтрали сети.

На рис. 2-4 показаны процессы формирования тока нагрузки и токов потребляемых из сети для различных (наиболее характерных) режимов работы. Из осциллограмм следует, что во всех режимах ССТ не чувствительна к действию возмущений и электромагнитно совместима с сетью.

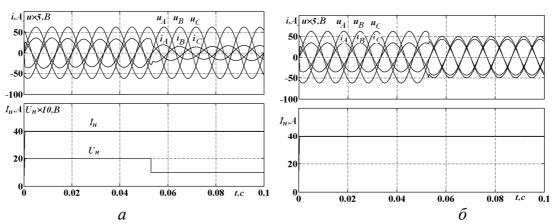


Рис. 2 – Реакция ССТ на изменение: a – сопротивления нагрузки; δ – напряжения сети

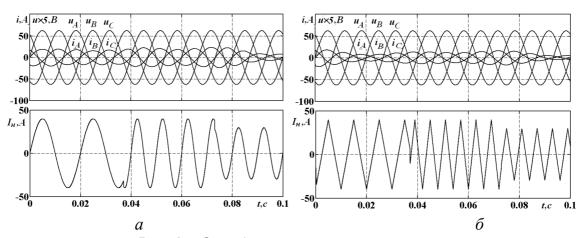


Рис. 3 — Отработка: a — синусоидального; δ — треугольного, закона изменения тока задания

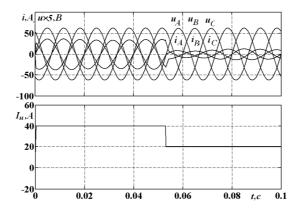


Рис. 4 – Реакция ССТ на изменение тока задания

На рис. 5 представлен процесс формирования трехфазной системы токов с возможностью регулирования частоты и амплитуды токов при питании от однофазной сети (частота изменялась от 40 до 250 Γ ц).

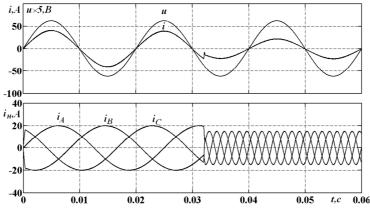


Рис. 5 – Формирования трехфазной системы токов

Предлагаемая ССТ обладает рядом важных свойств. Так, например, при обрыве одной из фаз источника питания режим работы ССТ по цепи нагрузки не нарушается, а инвариантность к действию возмущений и электромагнитная совместимость с сетью сохраняются (потребляемый при этом ток из сети увеличится, рис. 6).

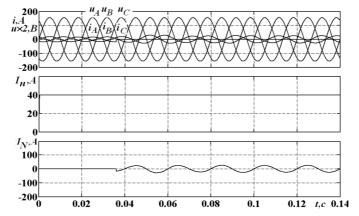


Рис. 6 – Реакция ССТ на обрыв одной фазы сети

При обрыве двух фаз источника питания режимы работы и свойства ССТ также сохраняются (рис. 7).

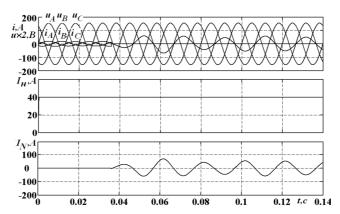


Рис. 7 – Реакция ССТ на обрыв двух фаз сети

При обрыве нейтрального провода система стабилизации тока становится идентичной исходной ССТ с последовательным САФ [3].

Качество формируемых токов, потребляемых из сети, т.е. уровень содержания гармоник в кривой тока, оценим коэффициентом гармонических составляющих

THD, зависимость которого от величины тока в нагрузке $THD = f(I_H)$ представлена на рис. 8. Здесь же представлена зависимость коэффициента искажения тока $v = f(I_H)$.

Из рис. 8 следует, что *THD* практически во всем диапазоне изменения тока нагрузки не превышает 1%, коэффициент искажения тока v практически равен единице. Отсюда коэффициент мощности, с учетом $cos \varphi = 1$, также практически равен единице ($\chi = v \cdot cos \varphi$).

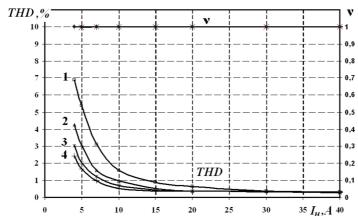


Рис. 8 – Зависимости $THD=f(I_{H})$, $v=f(I_{H})$ (1- $R_{H}=5$ Ом, 2- $R_{H}=10$ Ом, 3- $R_{H}=15$ Ом, 4- $R_{H}=20$ Ом)

На рис. 9 представлены графики распределения высших гармоник для ССТ в нормальном режиме работы (a) и в аварийных режимах ($\delta - \varepsilon$).

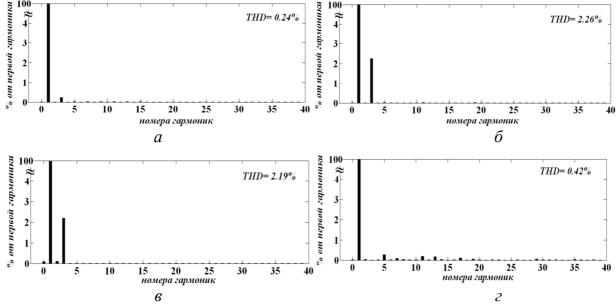


Рис. 9 — Спектры сетевых токов для ССТ: a — нормальный режим работы; δ — обрыв одной фазы; ϵ — обрыв двух фаз; ϵ — обрыв нейтрального провода

Выводы

Таким образом, предложенный источник питания обладает широкими функциональными возможностями, предельным быстродействием в отработке задающих воздействий, инвариантностью к действию координатных и параметрических возмущений и некоторым видам аварийных режимов, оставаясь при этом электромагнитно совместимым с сетью во всех режимах работы.

Список литературы: 1. Системы стабилизации тока с релейным управлением./ Ю. П. Самчелеев, В. Г. Дрючин, Ю. В. Скурятин, И. С. Шевченко // Электротехника и электроэнергетика. — 2004. — №1. 2. Пат. 66628, МПК Н02М 7/12 Регульоване джерело струму Скурятин Ю. В. Самчелеев Ю. П., Шевченко И. С заявник та патентовласник Донбаський державний технічний університет. — №U2003087623; заявл. 12.08.2003; опубл. 25.05.2007, Бюл. № 7. 3. Пат. 63609, МПК Н02М 7/12. Регульоване джерело живлення / Белоха Г. С. Дрючин В Г., Самчелеев Ю. П., Шевченко И. С.; заявник та патентовласник Донбаський державний технічний університет. — №U201103998; заявл. 04.04.2011; опубл. 10.10.2011, Бюл. № 19.

Надійшла до редколегії 27.02.2013

УДК.62-83:612.313

Высокоэффективный источник питания с релейным управлением / Г. С. Белоха // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х: НТУ «ХПІ», — 2013. — N 18 (991). — С. 51-56. — Бібліогр.: 3 назв.

Наведено результати моделювання режимів роботи високоефективного джерела живлення з релейним керуванням. Підтверджені інваріантність джерела до дії збурень, його високий ступінь електромагнітної сумісності з мережею і широкі функціональні можливості.

Ключові слова: високоефективний, релейне керування, інваріантність, електромагнітна сумісність, джерело струму.

The results of simulation of modes of work of highly effective source of power supply with relay control. We confirmed the invariance of the source to the action of perturbation, its high degree of electromagnetic compatibility with the network and extended functionality.

Keywords: highly efficient, relay control, invariance, electromagnetic compatibility, the current source.

УДК 620.179

Г. М. СУЧКОВ, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПІ»; *М. Е. ПОЗНЯКОВА*, аспірант, НТУ «ХПІ»

РАЗДЕЛЬНО-СОВМЕЩЕННЫЙ ЭМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ УЛЬТРАЗВУКОВОГО КОНТРОЛЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНЫХ ОСЕЙ

В статье представлена разработка раздельно-совмещенного ЭМА преобразователя, приведена его электрическая схема, принцип работы, а также результаты экспериментального исследования преобразователя.

Ключевые слова: электромагнитно-акустический преобразователь, высокочастотная катушка, генератор зондирующих импульсов.

Актуальность работы. Значительной частью разработчиков приборов с электромагнитно-акустическими (ЭМА) преобразователями считается, что ЭМА преобразователи (ЭМАП) обладают низкой чувствительностью [1]. Анализ известных

© Г. М. Сучков, М. Е. Познякова, 2013

возмущений и некоторым видам аварийных режимов, оставаясь при этом электромагнитно совместимым с сетью во всех режимах работы.

Список литературы: 1. Системы стабилизации тока с релейным управлением./ Ю. П. Самчелеев, В. Г. Дрючин, Ю. В. Скурятин, И. С. Шевченко // Электротехника и электроэнергетика. — 2004. — №1. 2. Пат. 66628, МПК Н02М 7/12 Регульоване джерело струму Скурятин Ю. В. Самчелеев Ю. П., Шевченко И. С заявник та патентовласник Донбаський державний технічний університет. — №U2003087623; заявл. 12.08.2003; опубл. 25.05.2007, Бюл. № 7. 3. Пат. 63609, МПК Н02М 7/12. Регульоване джерело живлення / Белоха Г. С. Дрючин В Г., Самчелеев Ю. П., Шевченко И. С.; заявник та патентовласник Донбаський державний технічний університет. — №U201103998; заявл. 04.04.2011; опубл. 10.10.2011, Бюл. № 19.

Надійшла до редколегії 27.02.2013

УДК.62-83:612.313

Высокоэффективный источник питания с релейным управлением / Г. С. Белоха // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х: НТУ «ХПІ», — 2013. — № 18 (991). — С. 51-56. — Бібліогр.: 3 назв.

Наведено результати моделювання режимів роботи високоефективного джерела живлення з релейним керуванням. Підтверджені інваріантність джерела до дії збурень, його високий ступінь електромагнітної сумісності з мережею і широкі функціональні можливості.

Ключові слова: високоефективний, релейне керування, інваріантність, електромагнітна сумісність, джерело струму.

The results of simulation of modes of work of highly effective source of power supply with relay control. We confirmed the invariance of the source to the action of perturbation, its high degree of electromagnetic compatibility with the network and extended functionality.

Keywords: highly efficient, relay control, invariance, electromagnetic compatibility, the current source.

УДК 620.179

Г. М. СУЧКОВ, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПІ»; *М. Е. ПОЗНЯКОВА*, аспірант, НТУ «ХПІ»

РАЗДЕЛЬНО-СОВМЕЩЕННЫЙ ЭМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ УЛЬТРАЗВУКОВОГО КОНТРОЛЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНЫХ ОСЕЙ

В статье представлена разработка раздельно-совмещенного ЭМА преобразователя, приведена его электрическая схема, принцип работы, а также результаты экспериментального исследования преобразователя.

Ключевые слова: электромагнитно-акустический преобразователь, высокочастотная катушка, генератор зондирующих импульсов.

Актуальность работы. Значительной частью разработчиков приборов с электромагнитно-акустическими (ЭМА) преобразователями считается, что ЭМА преобразователи (ЭМАП) обладают низкой чувствительностью [1]. Анализ известных

© Г. М. Сучков, М. Е. Познякова, 2013

работ показывает, что одной из главных причин такого мнения является отсутствие согласования входа преобразователя с выходом генератора (ГЗИ), питающего устройство, и выхода ЭМАП со входом предварительного усилителя. Поэтому, разработка согласованного ЭМАП является актуальной задачей.

Основная часть. Анализ работы преобразователя показывает, что его высокочастотная (ВЧ) катушка должна быть согласована с выходом ГЗИ и быть к ней подключенной при прохождении зондирующего импульса тока. С другой стороны, во время выполнения измерений катушка должна быть отключена от ГЗИ, исключая, таким образом, попадание на вход усилителя помех, формируемых элементами ГЗИ. С третьей стороны зондирующий импульс не должен попадать на вход усилителя. Выход ЭМАП должен быть согласован с входом усилителя. Типичная, для традиционного совмещенного варианта, схема подключения ВЧ катушки ЭМАП показана на рис. 1. Работает схема следующим образом. При поступлении от ГЗИ высоковольтного импульса быстродействующие электронные ключи K_1 , K_2 , K_3 из встречно – параллельно включенных диодов открываются и образуется низкодобротный параллельный резонансный контур из конденсаторов C_1 , C_2 и L, согласованный по частоте и импедансу с выходом генератора. После завершения зондирующего импульса электронные ключи K_1 , K_2 , K_3 закрываются. Выход ГЗИ и конденсатор C_1 отключаются от ВЧ катушки. Образуется последовательный колебательный контур из индуктивности ВЧ катушки L и конденсатора С2, согласованный с входом усилителя по частоте и импедансу. Для электронных ключей целесообразно использовать диоды Шотки, обладающие малой проходной емкостью, низким динамическим сопротивлением, высоким быстродействием. Они способны пропускать токи в десятки ампер.

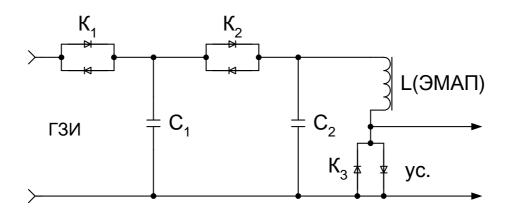


Рис. 1 - Принципиальная электрическая схема согласования ВЧ катушки совмещенного ЭМАП.

Подходы к построению ЭМАП, позволили разработать оригинальную конструкцию ЭМАП, которая позволяет повысить его чувствительность к дефектам, обусловленную низким соотношением амплитуд полезного сигнала и шума. В разработанном преобразователе, рис.2, витки катушек L1, L2 индуктора И наматывают параллельно и включают согласно по магнитному полю. Между индуктором и источником поляризующего магнитного поля М устанавливают электромагнитный экран Э с низким коэффициентом преобразования электромагнитной энергии в акустическую, например медный, состоящий из 1...3 пластин толщиной много менее

0,1 длины волны ультразвуковых колебаний. К входу индуктора параллельно подключают емкость C1 и резистор R1, а затем через диодные ключи VD1-VD4 к выходу высокочастотного симметрирующего трансформатора Тр2. Вход трансформатора Тр2 через симметричную двухпроводную экранированную линию связи DL подсоединяют к выходу согласующего высокочастотного трансформатора Тр1, на вход которого подают питающее напряжение заданной частоты.

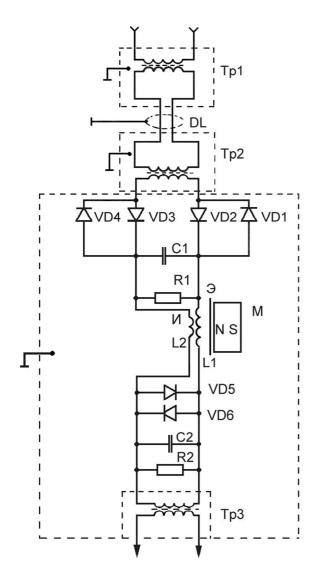


Рис. 2 - Согласование прямого раздельносовмещенного ЭМАП

К выходу индуктора ЭМАП параллельно подсоединяют диодные ключи VD5-VD6, конденсатор C2, резистор R2, и вход согласующего трансформатора Тр3, с выхода которого полезный сигнал поступает на вход усилителя высокой частоты.

Выполнение всех цепей и элементов ЭМАП симметричными двухпроводными и экранированными позволяет практически полностью исключить воздействие внешних электромагнитных помех на полезный сигнал. При соотношение полезный ЭТОМ нал/шум увеличивается. Трансформаторы Тр1 и Тр2 совместно с VD1-VD4,R1 и C1 позволяют в полной мере согласовать выход ЭМАП с усилителем, исключив потери полезной энергии и уменьшив вредные наводки. Электромагнитный экран Э не позволяет возбуждаться акустическим когерентным помехам в источнике магнитного поля М и препятствует наводкам на индукторе И преобразователя.

Все элементы ЭМАП помещаются в электромагнитный экран, соединенный с общей шиной "земля", но не соединенный ни в одном месте с рабо-

чими проводниками преобразователя.

При зеркально-теневом или теневом контроле конденсатор С1 с проводниками индуктора L1, L2, ключами VD1-VD6 и выходом трансформатора Тр2 должны образовать резонансную систему с собственной частотой, равной частоте напряжения питающего генератора и равной частоте возбуждаемых ультразвуковых колебаний. Конденсатор С2 с проводниками индуктора L1, L2, конденсатором С1 и входом Тр3 должны образовать резонансную систему с собственной частотой, равной частоте ультразвуковых колебаний. В этом случае резисторы R1, R2 могут быть исключены.

При контроле изделий эхо методом сопротивления резисторов R1, R2 устанавливают такими, чтобы мертвая зона ЭМАП была минимальной и практически рав-

нялась или была близка величине, определяемой по формуле:

$$d = t c$$
,

где d – мертвая зона преобразователя, мм;

t – длительность импульсов питающего напряжения, мкс;

c – скорость распространения ультразвуковых колебаний в материале контролируемого изделия, мм/мкс.

Кроме того, при эхо контроле конденсаторы C1, C2 выбирают такими, чтобы они образовывали соответствующие контуры с собственной частотой, отличающейся от частоты тока питающего генератора, что позволяет существенно уменьшить мертвую зону ЭМАП. Как правило, собственная частота контуров должна отличаться на 10-30 % от частоты возбуждаемых ультразвуковых колебаний в область более высоких частот.

Диоды VD1-VD6 должны быть быстродействующими импульсными с низким динамическим сопротивлением, способными пропустить ток с выхода трансформатора Tp2.

В некоторых случаях, при наличии на выходе питающего генератора выходного трансформатора, трансформатор Тр1 можно исключить. При этом проводники выходного трансформатора питающего генератора не должны соединяться с шиной "земля". Аналогично можно поступить с трансформатором Тр3, если на входе усилителя имеется входной трансформатор с проводниками, которые не соединены с шиной "земля".

При отсутствии существенных внешних электромагнитных помех индуктор ЭМАП И может быть выполнен только одним проводником. В этом случае точка соединения C1, R1, VD3, VD4 соединяется с общей точкой соединения VD5, VD6, C2, R2 и одной жилой Tp3.

Проводники индуктора ЭМАП могут выполняться любой упомянутой ранее формы. Например, для возбуждения и приема волн Лэмба, Релея и под углом к поверхности изделия проводники выполняют в виде гребенчатой структуры с шагом, пропорциональным длине волны ультразвуковых колебаний.

Витки проводников индуктора ЭМАП могут располагаться как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскости или в комбинации этих плоскостей. Диаметр проводников индуктора и их число существенного значения не имеют.

Источник поляризующего магнитного поля, его форма, размеры и т.д. могут быть любыми: постоянный магнит, электромагнит, импульсный электромагнит и т.д. и определяются требованиями к контролю конкретного изделия.

Работает ЭМАП следующим образом. С питающего генератора на вход трансформатора Тр1 поступают мощные радиоимпульсы с заданными длительностью *t* и частотой заполнения *f*. Трансформатор Тр1 согласовывает выход генератора с линией передачи энергии DL, длина которой может достигать десятки метров. Трансформатор Тр2 согласовывает выход линии DL с дальнейшими элементами преобразователя, одновременно симметрируя передаваемые импульсы тока. Под воздействием поступившего напряжения ключи VD1 - VD6 открываются. Образуется электрический контур из R1, C1, L1, L2. В проводниках индуктора И формируются импульсы тока с частотой *f*, действующие период времени *t*. Импульсы то-

ка создают импульсы электромагнитного поля, воздействующего на поверхность контролируемого изделия. Одновременно к этому же участку контролируемого изделия прикладывают поляризующее магнитное поле посредством источника М. Воздействие поляризующего магнитного поля и импульсов электромагнитного поля инициирует появление в изделии ультразвуковых импульсов с частотой f и длительностью t. Ультразвуковые импульсы распространяются в изделии, доходят до дефекта или до противоположной поверхности изделия, отражаются от них и возвращаются к ЭМАП. Взаимодействие ультразвуковых импульсов и поляризующего магнитного поля приводит к появлению под индуктором ЭМАП электромагнитного поля, которое наводит в проводниках L1, L2 индуктора И ЭДС. Поскольку в это время (t) воздействие возбуждающего напряжения на ключи VD1 -VD6 прекращается, они закрываются. Поэтому при приеме эхо-сигналов от дефектов образуется электрический контур из C1, R1, L1, L2, C2, R2, напряжение с которого прикладывается к входу трансформатора Тр3. Трансформатор Тр3 согласовывает выход ЭМАП с входом усилителя, формируя на его входе импульсы напряжения сигналов от дефектов с максимальным соотношением амплитуд эхосигнала и шума. Дальнейшая обработка полученных сигналов производится по известным технологиям.

Выводы. Таким образом, был разработан ЭМА преобразователь с повышенной чувствительностью. Экспериментальная проверка преобразователя показала, что он позволяет обнаруживать дефекты в распространенных марках сталей, эквивалентные дефектам в виде торцевого сверления диаметром более 0,9 мм на расстояниях до 200 мм, получая при этом соотношение амплитуды эхо-сигнал/шум более 3...4 раз (без применения детектирования и средств обработки информации).

Надійшла до редколегії 15.03.2013

Список литературы: 1. *Ермолов И. Н.* Теория и практика ультразвукового контроля. - М.: Машиностроение, 1981. - 240 с.

УДК 620.179

Раздельно-совмещенный ЭМА преобразователь для ультразвукового контроля железнодорожных осей / Г. М. Сучков, М. Е. Познякова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — X. : НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — X. 56-60. — Бібліогр.: 1 назв.

У статті представлена розробка роздільно-суміщеного ЕМА перетворювача, наведена його електрична схема, принцип роботи, а також результати експериментального дослідження перетворювача.

Ключові слова: електромагнітно-акустичний перетворювач, високочастотна котушка, генератор зондуючих імпульсів.

The article presents the development of dual element EMA transducer, given its electrical circuit, operating principles, as well as the results of an experimental study of the converter.

Keywords: electromagnetic acoustic transducer, high-frequency coil, generator probe pulses.

УДК 62-83-52:621.311.24

Д. Г. АЛЕКСЕЕВСКИЙ, канд. тех. наук, доц., зав. каф. ЭС ЗГИА, Запорожье;

А. А. БУРОВА, аспирант ЗГИА, Запорожье;

С. А. КУЛАКОВ, аспирант ЗГИА, Запорожье

АНАЛИЗ ПОВЕДЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ВЭУ С АЭРОДИНАМИЧЕСКИМ МУЛЬТИПЛИЦИРОВАНИЕМ С УЧЁТОМ ПОТЕРЬ

Рассматривается математическая модель электромеханической системы ВЭУ на базе схемы с аэродинамическим мультипликатором, с учетом мощности, уносимой затурбинным потоком воздуха. Исследуется вопрос о влиянии потерь на работу системы.

Ключевые слова: ветроэнергетическая установка, ветротурбина, система управления, математическая модель.

Введение

В настоящее время активно развивается направление, реализующее электромеханическую систему с аэродинамическим мультиплицированием [1], [2]. В статье [1] были приведены результаты исследования поведения электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием. Исследования проводились с помощью математической модели системы, при построении которой были приняты допущения о несущественном влиянии потока за ветротурбинами на поведение электромеханической системы. В данной работе рассматриваются результаты исследования влияния мощности затурбинного потока на режим автостабилизации электромеханической системы с алгоритмом управления со стабилизацией скорости ветротурбин.

Определение параметров модели в подвижной системе координат, связанной с ветротурбиной

Рассмотрим процесс изменения потока воздуха в системе координат, где линейная скорость ветротурбины является неподвижной V3 = 0. Мощность затурбинного потока P2 в первом приближении определяется как разность между мощностью набегающего потока P1 и мощностью, передаваемой турбине P3:

$$P_2 = P_1 \cdot (1 - Cp) \,, \tag{1}$$

где: Ср – коэффициент использования мощности воздушного потока.

Мощность набегающего потока определяется из выражения

$$P_2 = \frac{\rho \cdot S_I \cdot V_1^3}{2} \,, \tag{2}$$

где: ρ - плотность воздуха;

 S_I -площадь сечения трубки тока потока, движущегося со скоростью V_I . Используя (1) и (2), может быть получено следующее выражение:

$$\frac{\rho \cdot S_2 \cdot V_2^3}{2} = \frac{\rho \cdot S_1 \cdot V_1^3}{2} \cdot (1 - Cp) \tag{3}$$

где: S_2 - площадь сечения трубки тока потока, движущегося со скоростью V2.

Для массового потока выражение (3) может быть представлено в следующем виде:

$$Q_2 \cdot V_2^2 = Q_1 \cdot V_1^2 \cdot (1 - Cp) \,. \tag{4}$$

При допущении о неразрывности трубки тока по всей ее длине массовые потоки перед и за турбиной должны быть равны:

$$Q_2 = Q_1. (5)$$

Из выражений (4) и (5) может быть получено выражение для скорости затурбинного потока:

$$V_2 = V_1 \cdot \sqrt{1 - Cp} \tag{6}$$

Определение параметров модели в неподвижной системе координат

В неподвижной системе координат скорость набегающего потока будет определяться как разность скорости набегающего потока V_1 и скорости перемещения ветротурбины V_3 :

$$V_1^{/} = V_1 - V_3 \,. \tag{7}$$

Аналогично определяется скорость затурбинного потока:

$$V_2^{/} = V_2 + V_3 \,. \tag{8}$$

Для неподвижной системы координат ($V_1^{\prime} = 0$) и, соответственно:

$$V_1 = V_3. (9)$$

Из выражений (6), (8) и (9) может быть получено выражение для определения скорости затурбинного потока в неподвижной системе координат:

$$V_2 = V_3 \cdot (1 - \sqrt{1 - Cp}) \tag{10}$$

При условии неразрывности потока по всей трубке тока может быть определена мощность затурбинного потока:

$$P_2 = \frac{\rho \cdot S_1 \cdot V_3^3 \cdot (1 - \sqrt{1 - Cp})^2}{2} \,. \tag{11}$$

И с учетом (2) и (9) может быть получено выражение для определения доли мощности, уносимой затурбинным потоком:

$$K_{3II} = (1 - \sqrt{1 - Cp})^2. {12}$$

Построение модели системы

Модель электромеханической системы строится на базе модели, описанной в [1], [2]. Блок моделирования механической части приведен на рисунке 1.

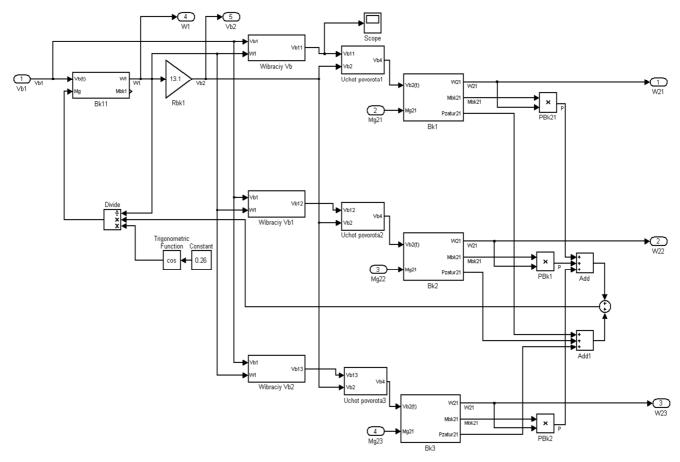


Рис. 1 – Схема модели механической части ВЭУ

Отличие модели заключается в модификации блоков Bk1, Bk2, Bk3, где реализован расчет мощности затурбинного потока с помощью выражения (11). Таким образом, момент сопротивления ветроколеса определяется не только мощностью, отбираемой турбинами, но и мощностью затурбинного потока.

Результаты моделирования

С помощью полученной модели было исследовано влияние затурбинного потока на эффект автостабилизации электромеханической системы в режиме оптимального отбора мощности.

Результаты моделирования, в виде зависимости мощности ветроколеса от скорости ветрового потока в относительных единицах, приведены на рисунке 2.

Верхняя линия соответствует оптимальному отбору мощности ветра ветроколесом, нижняя соответствует диаграмме выработки без учета влияния затурбинного потока, пунктирная линия показывает значение мощности с учетом влияния затурбинного потока. На рисунке 3 приведены значения относительного отклонения значения мощности при учете влияния затурбинного потока.

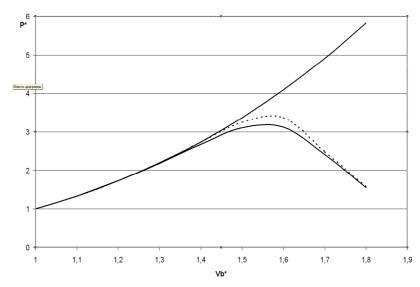


Рис. 2 – График зависимости мощности ветроколеса от скорости ветрового потока

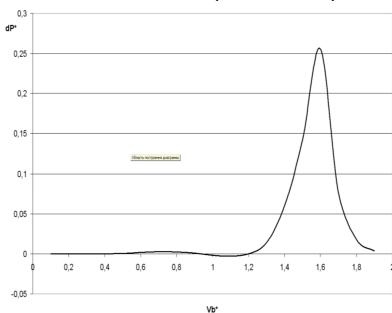


Рис. 3 – График зависимости отклонения диаграммы выработки при учете влияния затурбинного потока

Выводы

- 1. Величина мощности затурбинного потока существенно не влияет на режим автостабилизации системы до значений 1.2 от номинальной скорости ветрового потока.
- 2. Максимальное отклонение по выработке наблюдается для значения 1.6 от номинальной скорости ветрового потока.
- 3. При учете влияния затурбинного потока наблюдается расширение диапазона автостабилизации.

Список литературы: 1. *Н.С.Голубенко*, *П.Д.Андриенко*, *И.Ю.Немудрый*, *Д.Г.Алексеевский* Моделирование электромеханической системи ВЭУ с аэродинамическим мультипликатором в режиме стабилизации скорости ветровых турбин // Эл.техника и эл.энергетика. – 2011. – № 1. – С.70-73. **2**. *Д.Г.Алексеевский*, *В.П.Метельский*, *И.Ю.Немудрый* Динамика ветроэлектрической установки с аэродинамической мультипликацией // Електротехніка та комп'ютерні системи. -2011. - №3 (79), – С. 253 – 254.

Надійшла до редколегії 20.03.2013

Анализ поведения электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием с учётом потерь /Д. Г. Алексеевский, А. А. Бурова, С. А. Кулаков // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х: НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 61-65. — Бібліогр.: 2 назв.

Розглядається математична модель електромеханічної системи ВЕУ на базі схеми з аеродинамічним мультиплікатором, з урахуванням потужності затурбінного потоку повітря. Досліджується питання про вплив втрат на роботу системи.

Ключові слова: вітроенергетична установка, вітротурбіна, система управління, математична модель.

A mathematical model of the electromechanical system of wind energy setting based on the scheme with an aerodynamic multiplier, taking into account the power, carried away by the overturbine's air stream, is presented. The question of the influence of losses on the work of the system is being researched.

Keywords: wind power plant, wind turbine, control system, mathematical model.

УДК 519.1

- А. А. БОРИСЕНКО, д-р физ.-тех. наук, проф. СумГУ, Суми;
- А. В. ИВАНЧУК, аспирант СумГУ, Суми;
- **К. Э. ЧЕРЕДНИЧЕНКО**, студент СумГУ, Суми

БИНОМИАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИНФОРМАЦИИ

В статье рассматривается преобразователь двоичных чисел в биномиальные. Приведен эффективный алгоритм работы преобразования чисел и реализующая его структурная схема, которая отличается простотой и надёжностью.

Ключевые слова: биномиальный счёт, кодовая комбинация, биномиальный код, быстродействие, помехоустойчивость.

Введение

В связи с постоянным увеличением объемов передаваемой информации возникает вопрос повышения надежности и помехоустойчивости цифровой аппаратуры, в частности, используемой для передачи данных. Следовательно, поиск новых методов и алгоритмов построения таких устройств является на сегодня важной задачей. Среди этих устройств особое значение приобрели кодирующие и декодирующие устройства, используемые для помехоустойчивого кодирования данных, сжатия информации, защиты ее от несанкционированного доступа [1, 2]. При этом в ряде случаев для реализации таких устройств используются нетрадиционные системы счисления, такие как, например, фибоначчиевая или факториальная система [3, 4].

Актуальность

На сегодня существуют простые и надежные разработки цифровых устройств на основе биномиальных систем счисления, которые используются для сжатия и помехоустойчивого кодирования информации [5, 6]. В этих устройствах необходимо преобразовывать биномиальные числа в их номера и обратно номера преобразовывать

© А. А. Борисенко, А. В. Иванчук, К. Э Чередниченко, 2013

УДК 62-83-52:621.311.24

Анализ поведения электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием с учётом потерь /Д. Г. Алексеевский, А. А. Бурова, С. А. Кулаков // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х: НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 61-65. — Бібліогр.: 2 назв.

Розглядається математична модель електромеханічної системи ВЕУ на базі схеми з аеродинамічним мультиплікатором, з урахуванням потужності затурбінного потоку повітря. Досліджується питання про вплив втрат на роботу системи.

Ключові слова: вітроенергетична установка, вітротурбіна, система управління, математична модель.

A mathematical model of the electromechanical system of wind energy setting based on the scheme with an aerodynamic multiplier, taking into account the power, carried away by the overturbine's air stream, is presented. The question of the influence of losses on the work of the system is being researched.

Keywords: wind power plant, wind turbine, control system, mathematical model.

УДК 519.1

- **А. А. БОРИСЕНКО**, д-р физ.-тех. наук, проф. СумГУ, Суми;
- А. В. ИВАНЧУК, аспирант СумГУ, Суми;
- **К. Э. ЧЕРЕДНИЧЕНКО**, студент СумГУ, Суми

БИНОМИАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИНФОРМАЦИИ

В статье рассматривается преобразователь двоичных чисел в биномиальные. Приведен эффективный алгоритм работы преобразования чисел и реализующая его структурная схема, которая отличается простотой и надёжностью.

Ключевые слова: биномиальный счёт, кодовая комбинация, биномиальный код, быстродействие, помехоустойчивость.

Введение

В связи с постоянным увеличением объемов передаваемой информации возникает вопрос повышения надежности и помехоустойчивости цифровой аппаратуры, в частности, используемой для передачи данных. Следовательно, поиск новых методов и алгоритмов построения таких устройств является на сегодня важной задачей. Среди этих устройств особое значение приобрели кодирующие и декодирующие устройства, используемые для помехоустойчивого кодирования данных, сжатия информации, защиты ее от несанкционированного доступа [1, 2]. При этом в ряде случаев для реализации таких устройств используются нетрадиционные системы счисления, такие как, например, фибоначчиевая или факториальная система [3, 4].

Актуальность

На сегодня существуют простые и надежные разработки цифровых устройств на основе биномиальных систем счисления, которые используются для сжатия и помехоустойчивого кодирования информации [5, 6]. В этих устройствах необходимо преобразовывать биномиальные числа в их номера и обратно номера преоб-

разовывать в биномиальные числа. Решение этих задач на сегодня является актуальным вопросом в случае эффективного применения биномиальных кодов в сетях передачи данных.

Цель работы. В статье [7] был предложен метод преобразования биномиальных чисел в двоичные числа, используемый для синтеза помехоустойчивого кодирующего устройства, однако, до настоящего времени отсутствует метод обратного преобразования двоичных чисел в биномиальные числа, что необходимо для синтеза декодирующего устройства. Поэтому целью данной работы является разработка метода синтеза преобразователя двоичных чисел в биномиальные.

Материалы исследований

Биномиальные числа — это двоичные числа длиной n, количество единиц в которых, меньше или равно некоторой величины k, а число нулей до первой 1 слева должно быть не больше n-k-1.

Например, при n=6, k=4 комбинации 01000, 10000, 01110 являются биномиальными числами, а комбинации 00001, 11111, 00100 — не биномиальными, воспринимаемыми как ошибочные. В табл. представлены все двоичные биномиальные числа с указанными в примере параметрами k и n.

Для решения поставленной в данной работе задачи необходимо разработать алгоритм, однозначно устанавливающий соответствие между номером, представляющим двоичное число, и биномиальным числом.

No॒	Двоичное	Биномиальное	No	Двоичное	Биномиальное
	число	число	J12	число	число
0	0000	00000	8	1000	10111
1	0001	01000	9	1001	11000
2	0010	01100	10	1010	11010
3	0011	01110	11	1011	11011
4	0100	01111	12	1100	11100
5	0101	10000	13	1101	11101
6	0110	10100	14	1110	11110
7	0111	10110			

Таблица – Двоичные и биномиальные числа с параметрами n = 6 и k = 4

Предлагаемый алгоритм основывается на идее одновременного использования операций двоичного и биномиального счета в соответствующих счетчиках. В обнуленном вначале работы алгоритма биномиальном счетчике счет происходит до тех пор, пока содержимое двоичного счетчика не сравняется с переводимым двоичным числом. После этого счет прекращается, и информация снимается с биномиального счетчика.

Непосредственно алгоритм преобразования состоит в следующем:

- 1. Производится запись двоичного числа, поступающего на вход преобразователя, в регистр хранения.
 - 2. Суммирующий двоичный и биномиальный счётчики обнуляются.
- 3. Производится сравнение двоичного числа содержащегося в регистре хранения с числом, поступающим с выходов двоичного суммирующего счетчика.

- 4. В случае равенства двоичного числа в счетчике и регистре суммирование чисел в счетчиках прекращается.
- 5. Если двоичный счетчик прошел весь цикл счета, а сигнал равенства с содержимым регистра не был получен, то вырабатывается сигнал ошибки и происходит останов работы устройства.
- 6. Если в числе, находящемся в биномиальном счетчике появляется число единиц больше k или количество нулей до первой 1 слева превышает n-k-1, то вырабатывается сигнал ошибки и происходит останов.
- 7. При отсутствии сбоев в работе устройства на выход подается биномиальное число соответствующее двоичному номеру, находящемуся в регистре.
 - 8. Останов.

Граф-схема приведенного выше алгоритма представлена на рис. 1.

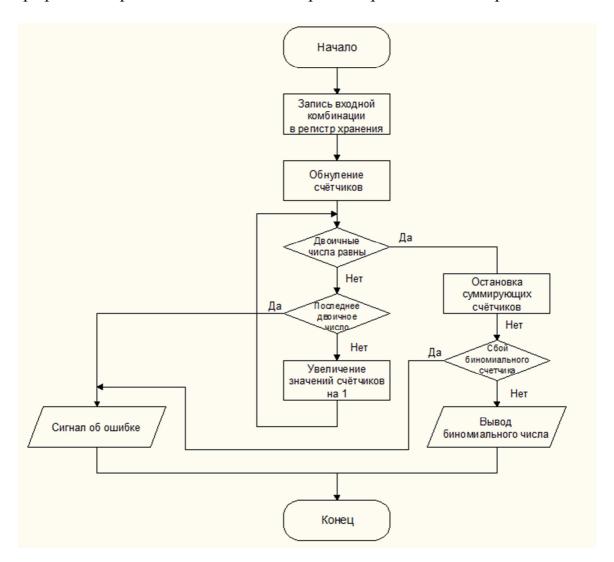


Рис. 1 – Граф-схема алгоритма функционирования преобразователя кодов

На рис. 2 представлена структурная схема преобразователя двоичного кода в биномиальный. Схема содержит регистр хранения 1, блок сравнения 4, схему контроля 5, схему запрета 7, устройство управления 3 и два суммирующих счётчика — двоичный 2 и биномиальный 6. При поступлении на вход преобразователя двоичной кодовой комбинации, она по сигналу «Запись», поступающему с выхода 13 блока управления, сохраняется в регистре хранения 1. С выходов 10 регистра хра-

нения двоичный код поступает на входы блока сравнения. В то же время на другие входы блока сравнения поступает двоичный код с выходов 11 двоичного суммирующего счетчика 2. Суммирующий двоичный счётчик 2 и суммирующий биномиальный счётчик 6 работают синхронно. Переключение счётчиков происходит по тактирующим импульсам, поступающим с выхода 14 блока управления. Когда двоичные коды в блоке сравнения будут равны, то в суммирующем биномиальном счётчике, в это время, будет находится биномиальное число, которое соответствует двоичному числу. Поэтому, по единичному сигналу с выхода 18 блока сравнения, устройство управление прекращает тактирование счетчиков, а с выхода 16 поступает сигнал на схему запрета 7 разрешающий передачу биномиального числа на выходы преобразователя кодов. На этом цикл преобразования окончен. С выхода 15 устройства управления поступает сигнал устанавливающий счётчики в исходное положение, а с выхода 13 поступает сигнал «Запись» по которому в регистр хранения 1 занесется следующий двоичный код.

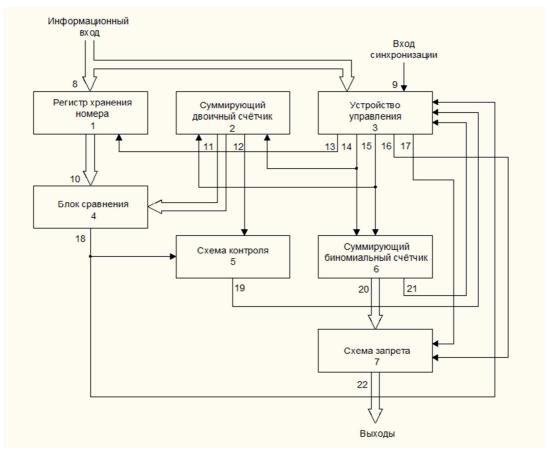


Рис. 2 – Структурная схема преобразователя кодов

В случае, когда двоичный суммирующий счётчик 2 переберет все кодовые комбинации, а сигнала с выхода блока сравнения не поступит, с выхода 19 схемы контроля 5 на вход устройства управления поступает сигнал, сообщающий об ошибке. При поступлении сигнала ошибки со схемы контроля либо же сигнала о сбое в работе суммирующего биномиального счётчика, счетчики сбрасываются в исходное состояние, а с выхода 17 устройства управления на выходы преобразователя поступает сигнал об ошибке.

Рассмотрим более подробно работу устройства управления преобразователя кодов представленного на рис. 3. По сигналу «Пуск» 36 на выходе триггера 27 появится единичный сигнал «Запись» по которому в регистр хранения заносится двоичная кодовая комбинация. В случае поступления кодовой комбинации на элемент ИЛИ23, триггер 24 переходит в единичное состояние и через элемент И25 тактирующие импульсы поступают на счётчики, в то же время триггер 27 сбрасывается. При поступлении сигнала равности 17 с блока сравнения, выдается сигнал о выдачи информации на схему запрета 7, если отсутствуют ошибки в работе устройства. Если же на выходе 18 схемы контроля присутствует сигнал ошибки или произойдет сбой биномиального счётчика, выдается сигнал об ошибке преобразования 43.

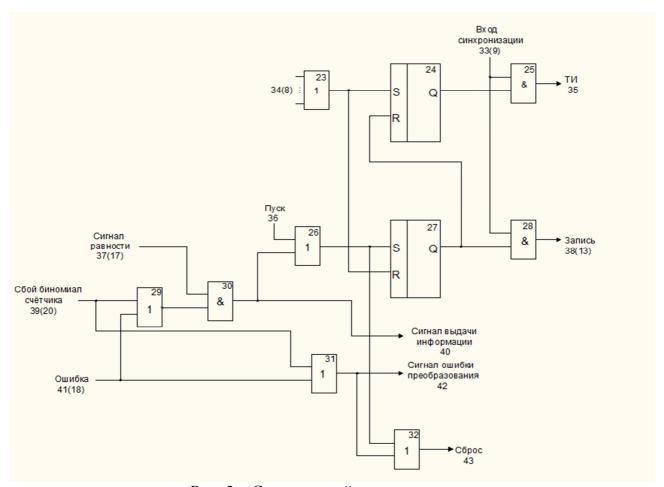


Рис. 3 – Схема устройства управления

Результаты исследований

В результате проведенных исследований был разработан алгоритм функционирования и структурная схема преобразователя двоичных чисел в биномиальные и устройства управления к нему.

Выводы

С помощью преобразования двоичных кодовых комбинаций в биномиальные числа повышается достоверность преобразуемой информации. Алгоритм преобразования довольно прост и гибок, что дает возможность реализации устройства в аппаратном виде, повышая тем самым надежность его работы.

Список литератури: 1. Ватолин Д., Ратушняк А., Смирнов М. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео. – М: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 384. 2. Сэломон Д. Сжатие данных, изображений и звука. – М: Техносфера, 2004. – 368 с. 3. Стахов А.П. Коды золотой пропорции. – М: Радио и связь, 1984. – 152 с. 4. Рейнгольд Э., Нивергельт Ю., Комбинаторные алгоритмы теория и практика. – «Мир». Москва, 1980. – 465с. 5. Борисенко А. А. Биномиальный счет и счетчики: монография. – Сумы: СумГУ, 2008. – 152 с. 6. Борисенко А. А. Биномиальные автоматы: учебное пособие. – Сумы: СумГУ, 2005. – 121 с. 7. Иванчук А.В. Счетные алгоритмы преобразования биномиальных чисел в двоичные и обратно // вісник сумського державного університету. технічні науки. – 2012. - №3(88). – с. 76 -80.

Надійшла до редколегії 05.03.2013

УДК 519.1

Биномиальный преобразователь информации / А. А. Борисенко, А. В. Иванчук, К. Э. Чередниченко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 65-70. — Бібліогр.: 7 назв.

В статті розглядається перетворювач двійкових чисел в біноміальні. Приведений ефективний алгоритм роботи перетворювача чисел і структурна схема його реалізації, відмінністю якої ε простота і надійність.

Ключові слова: біноміальна лічба, кодова комбінація, біноміальний код, швидкодія, завадостійкість.

The article deals with transformation binary numbers to the binomial. Presented the block diagram and the transformation algorithm of binary to binomial numbers that are simple and reliable.

Keywords: binomial account, code combination, binomial code, high-speed performance, interference immunity.

УДК 004.942

- **О. М. ПОЛЕНО**, аспірант ДонДТУ, Алчевськ;
- *О. Ф. БОНДАРЕНКО*, канд. техн. наук, доц. ДонДТУ, Алчевськ;
- **В. О. ДІДЕНКО**, магістр ДонДТУ, Алчевськ

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ОБРОБКИ ДАНИХ В СИСТЕМІ МОНІТОРИНГУ ПАРАМЕТРІВ ХИТАННЯ КРИСТАЛІЗАТОРА МАШИНИ БЕЗПЕРЕРВНОГО ЛИТТЯ ЗАГОТОВОК

Запропоновано математичну модель обробки даних в системі моніторингу параметрів хитання кристалізатора машини безперервного лиття заготовок. Приведені результати, отримані з використанням моделі.

Ключові слова: математична модель, комп'ютерна система, моніторинг, кристалізатор, хитання, акселерометр.

Вступ

На сьогодні приблизно 90 % сталі в світі виробляється за допомогою технології безперервного лиття [1]. Перехід на безперервне розливання сталі ε одним з основних напрямків технічного переоснащення у чорній металургії України.

© О. М. Полєно, О. Ф. Бондаренко, В. О. Діденко, 2013

Список литератури: 1. Ватолин Д., Ратушняк А., Смирнов М. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео. – М: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 384. 2. Сэломон Д. Сжатие данных, изображений и звука. – М: Техносфера, 2004. – 368 с. 3. Стахов А.П. Коды золотой пропорции. – М: Радио и связь, 1984. – 152 с. 4. Рейнгольд Э., Нивергельт Ю., Комбинаторные алгоритмы теория и практика. – «Мир». Москва, 1980. – 465с. 5. Борисенко А. А. Биномиальный счет и счетчики: монография. – Сумы: СумГУ, 2008. – 152 с. 6. Борисенко А. А. Биномиальные автоматы: учебное пособие. – Сумы: СумГУ, 2005. – 121 с. 7. Иванчук А.В. Счетные алгоритмы преобразования биномиальных чисел в двоичные и обратно // вісник сумського державного університету. технічні науки. – 2012. - №3(88). – с. 76 -80.

Надійшла до редколегії 05.03.2013

УДК 519.1

Биномиальный преобразователь информации / А. А. Борисенко, А. В. Иванчук, К. Э. Чередниченко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 65-70. — Бібліогр.: 7 назв.

В статті розглядається перетворювач двійкових чисел в біноміальні. Приведений ефективний алгоритм роботи перетворювача чисел і структурна схема його реалізації, відмінністю якої ε простота і надійність.

Ключові слова: біноміальна лічба, кодова комбінація, біноміальний код, швидкодія, завадостійкість.

The article deals with transformation binary numbers to the binomial. Presented the block diagram and the transformation algorithm of binary to binomial numbers that are simple and reliable.

Keywords: binomial account, code combination, binomial code, high-speed performance, interference immunity.

УДК 004.942

- **О. М. ПОЛЕНО**, аспірант ДонДТУ, Алчевськ;
- *О. Ф. БОНДАРЕНКО*, канд. техн. наук, доц. ДонДТУ, Алчевськ;
- **В. О. ДІДЕНКО**, магістр ДонДТУ, Алчевськ

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ОБРОБКИ ДАНИХ В СИСТЕМІ МОНІТОРИНГУ ПАРАМЕТРІВ ХИТАННЯ КРИСТАЛІЗАТОРА МАШИНИ БЕЗПЕРЕРВНОГО ЛИТТЯ ЗАГОТОВОК

Запропоновано математичну модель обробки даних в системі моніторингу параметрів хитання кристалізатора машини безперервного лиття заготовок. Приведені результати, отримані з використанням моделі.

Ключові слова: математична модель, комп'ютерна система, моніторинг, кристалізатор, хитання, акселерометр.

Вступ

На сьогодні приблизно 90 % сталі в світі виробляється за допомогою технології безперервного лиття [1]. Перехід на безперервне розливання сталі ε одним з основних напрямків технічного переоснащення у чорній металургії України.

© О. М. Полєно, О. Ф. Бондаренко, В. О. Діденко, 2013

Машина безперервного лиття заготовок (МБЛЗ) являє собою складну механічну систему. Ядром МБЛЗ є кристалізатор, який забезпечує відвід тепла від поверхневих шарів рідкого металу, що призводить до їх затвердіння. Для запобігання прилипання металу до стінок кристалізатора, останній здійснює хитання за технологічною віссю МБЛЗ з частотою 1-2 Гц.

Якість отримуваних заготовок значною мірою залежить від точності підтримування в межах, передбачених технологічним процесом, параметрів руху кристалізатора: траєкторії, частоти та амплітуди. Відхилення цих параметрів від номінальних значень може призвести до виникнення наступних проблем: внутрішньої неоднорідності заготовок, суттєвого зниження якості їх поверхні, передчасного зносу деталей МБЛЗ і навіть створення серйозних аварійних ситуацій із зупинкою технологічного процесу та значними матеріальними втратами [2]. Для своєчасного виявлення відхилень параметрів руху кристалізатора необхідно здійснювати їх періодичну перевірку або постійний моніторинг [3].

Огляд публікацій за даною темою показав, що проблема моніторингу та діагностування стану механізму хитання МБЛЗ є актуальною вже кілька десятків років [4]. Протягом цього часу обладнання постійно вдосконалювалось. Сьогодні моніторинг стану механізму хитання здійснюється за допомогою інформаційно-вимірювальних систем у вигляді комп'ютеризованих програмно-апаратних комплексів.

Наявна проблема і мета роботи

Слід відзначити, що існуючі системи моніторингу хитання кристалізатора МБЛЗ розробляються виключно за кордоном (ЗАТ «Техноап» — Росія, «Siemens VAI Metals Technologies» — Австрія, «Kiss Technologies Inc.» — США, «Tozato Measurements» — Бразилія) [4], мають дуже високу вартість, їх наладка та сервісне обслуговування в Україні вимагають залучення іноземних консультантів від фірмвиробників, що пов'язано зі значними витратами часу та коштів. Крім того, інтегрування інформаційно-вимірювальних систем зарубіжного виробництва в АСУТП вітчизняних підприємств часто вимагає їх узгодження за рівнями сигналів, інтерфейсами і т.д., що також передбачає участь закордонних фахівців.

Оскільки металургійна галузь в Україні ε однією з провідних, очевидною ε необхідність у створенні інформаційно-вимірювальних систем моніторингу хитання кристалізатора МБЛЗ у вітчизняних умовах.

Як відомо, головною характеристикою будь-якої вимірювальної системи ϵ точність вимірювання, тому проектування системи моніторингу хитання кристалізатора потребує виваженого підходу до побудови тракту перетворення даних від давачів до блоку кінцевої обробки та візуалізації [5].

Для проведення досліджень з тестування різних алгоритмів обробки даних зручно використовувати математичну модель системи моніторингу, проте аналіз вітчизняних і зарубіжних відкритих джерел виявив відсутність відомих моделей обробки даних в подібних системах.

Метою даної роботи є створення математичної моделі обробки даних в системі моніторингу параметрів хитання кристалізатора машини безперервного лиття заготовок, яка описує перетворення інформації, що здійснюється в процесі її отримання та передачі від давачів до комп'ютеру.

Реалізація моделі

Структуру розроблюваної математичної моделі показано на рис. 1. Для її реалізації було використано мову прикладного програмування Python. Модель складається з кількох окремих модулів, які описують перетворення сигналів, що мають відбуватись при передачі сигналів від давачів до комп'ютеру.

Модуль **Mold** описує рух кристалізатора. Вхідними параметрами даного модулю є амплітуда X_m та частота f хитання кристалізатора, а також коефіцієнт несинусоїдальності k_{ns} руху кристалізатора за основною віссю.

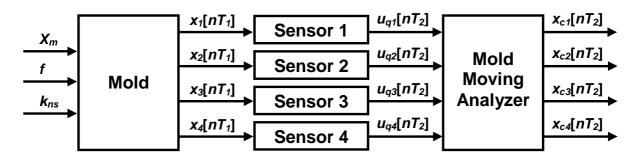


Рис. 1 – Структура математичної моделі

Кристалізатор представлено площиною його поверхні. Відповідно до заданого закону руху, модуль генерує значення координат чотирьох точок на поверхні кристалізатора в часі. Для визначення розташування площини в просторі використовуються дані про положення трьох її точок, що не лежать на одній прямій. Інформація про положення четвертої точки є надлишковою і використовується для перевірки коректності вимірювань на етапі кінцевої обробки даних. Закон руху кристалізатора може бути заданий математично або визначений даними, отриманими експериментально.

Типовий режим хитання кристалізатора передбачає його рух вздовж технологічної вісі в часі за законом, згідно якого переміщення вверх відносно нульового рівня здійснюється за синусоїдальною функцією з більшим періодом, а вниз — за синусоїдальною функцією з меншим періодом (рис. 2). Такий закон хитання математично задається наступним чином:

$$x(t) = \begin{cases} s_1(t - i \cdot T_{osc}), & npu \ i \cdot T_{osc} - \frac{k_{ns} \cdot T_{osc}}{2} \le t < i \cdot T_{osc} + \frac{k_{ns} \cdot T_{osc}}{2}, \\ s_2\left(t - i \cdot T_{osc} - \frac{T_{osc} \cdot (2 \cdot k_{ns} - 1)}{2}\right), & npu \ i \cdot T_{osc} + \frac{k_{ns} \cdot T_{osc}}{2} \le t < (i + 1) \cdot T_{osc} - \frac{k_{ns} \cdot T_{osc}}{2}, \end{cases}$$
(1)

де x(t) – координата однієї точки кристалізатора в часі;

 T_{osc} – період хитання кристалізатора;

i – номер періоду хитання;

- $s_I(t)$ синусоїдальна функція, яка описує рух кристалізатора протягом частини періоду, що дорівнює $k_{ns} \cdot T_{osc}$; $s_I(t) = X_m \cdot sin \ (\omega_I \cdot t)$;
- $s_2(t)$ синусоїдальна функція, яка описує рух кристалізатора протягом частини періоду, що дорівнює $(k_{ns}-1)\cdot T_{osc}; \quad s_2(t)=X_m\cdot sin\ (\omega_2\cdot t);$
- ω кругова частота хитання кристалізатора; $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$.

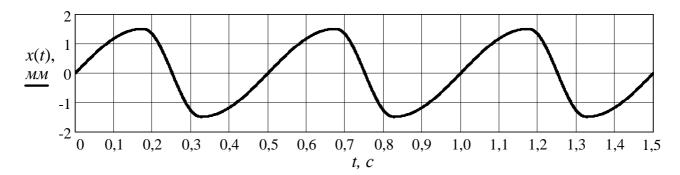


Рис. 2 — Типовий закон хитання кристалізатора в часі при $k_{ns} = 0.7$

На виході модулю функція (1) представляється у вигляді дискретизованої решітчастої функції $x[nT_1]$, де T_1 — інтервал дискретизації, який визначається характеристиками комп'ютера, n — дискретний відлік.

Модуль **Sensor** моделює роботу давача руху (MEMS-давача). Програмно модуль реалізований у вигляді класу, що спрощує створення необхідної кількості давачів в моделі з різними налаштуваннями. В даному випадку в моделі описано чотири давачі (див. рис. 1). Кожен модуль **Sensor** приймає від модуля **Mold** дані про положення однієї точки на поверхні кристалізатора в часі у вигляді решітчастої функції $x[nT_1]$, розраховує прискорення, що діють на давач, генерує пропорційні їм сигнали напруги. Нижче наведено математичний опис вказаних перетворень сигналів.

Обчислення швидкості руху:

$$v[nT_1] = \frac{\Delta x[nT_1]}{T_1} = \frac{x[(n+1)T_1] - x[nT_1]}{T_1}$$
 (2)

де $v[nT_1]$ – середня швидкість на n-му дискретному відліку;

 $x[nT_1]$ – координата точки за основною віссю на n-му дискретному відліку;

 $\Delta x[nT_1]$ — перша різниця решітчастої функції переміщення $x[nT_1]$.

Обчислення прискорення:

$$a[nT_1] = \frac{\Delta v[nT_1]}{T_1} = \frac{\Delta^2 x[nT_1]}{T_1^2} = \frac{x[(n+2)T_1] - 2 \cdot x[(n+1)T_1] + x[nT_1]}{T_1^2},$$
 (3)

де $a[nT_1]$ – середнє прискорення на n-му дискретному відліку;

 $\Delta v[nT_1]$ – перша різниця решітчастої функції швидкості $v[nT_1]$;

 $\Delta^2 x[nT_1]$ – друга різниця решітчастої функції переміщення $x[nT_1]$.

Обчислення напруги, пропорційної прискоренню:

$$u[nT_2] = a[nT_2] \cdot k_{pr},\tag{4}$$

де $u[nT_2]$ – решітчаста функція напруги, пропорційної прискоренню;

 k_{pr} – коефіцієнт пропорційності;

 T_2 — інтервал дискретизації, який визначається характеристиками давача та трактом передачі даних.

Квантування напруги за рівнем:

$$u_q[nT_2] = \left\lfloor u[nT_2] \cdot 2^d / U_{max} \right\rceil \cdot U_{max} / 2^d, \tag{5}$$

де $u_q[nT_2]$ – квантована решітчаста функція напруги, пропорційної прискоренню; d – розрядність аналого-цифрового перетворювача;

 U_{max} – межа виміру давача.

Модуль **Mold Moving Analyzer** моделює роботу блоку обробки даних. Він приймає дані про прискорення від кожного з модулів **Sensor** у вигляді еквіваленту пропорційної напруги u_q [nT_2] та виконує їх обробку: нормування, визначення початкових умов інтегрування і безпосередньо операцію інтегрування. Вихідними параметрами даного модуля є положення точок на поверхні кристалізатора в часі. По суті в даному модулі виконуються перетворення, зворотні тим, що виконуються в модулі **Sensor**. Математичний опис цих перетворень наведено нижче.

Обчислення швидкості руху методом прямокутників:

$$v_c[(n+1)T_2] = v_c[nT_2] + \frac{u_q[(n+1)T_2] \cdot T_2}{k_{pr}},$$
 (6)

де $v_c[nT_2]$ – обчислена швидкість на n-му дискретному відліку.

З метою мінімізації похибки інтегрування здійснюються наступні дії. За наперед відомих умов, які полягають в тому, що хитання є періодичними і траєкторія руху кристалізатора є незмінною на проміжках часу збору даних, обчислюється модифікована «функція середнього значення різниці» (ФСЗР) [6] із використанням такої кількості відліків, в якій гарантовано розміщується два або більше періодів хитання:

$$d(mT_2) = \sum_{m=0}^{j} \frac{u_q[nT_2]}{k_{pr}} - \frac{u_q[(n+m)T_2]}{k_{pr}}.$$
 (7)

де j – кількість значень у виборці, поділена на 2.

Далі визначаються мінімуми ФСЗР і обчислюється період хитання як відстань між двома розташованими поруч мінімумами ФСЗР.

Перевірка відсутності похибки і за потреби корекція початкових умов інтегрування в результатах обчислення швидкості руху здійснюється шляхом співставлення значень швидкості в моменти часу, кратні періоду хитання.

Обчислення координат точок на поверхні кристалізатора здійснюється аналогічно обчисленню швидкості (6) шляхом інтегрування методом прямокутників:

$$x_{c}[(n+1)T_{2}] = x_{c}[nT_{2}] + v_{c}[(n+1)T_{2}] \cdot T_{2}$$
(8)

де $x_c[nT_2]$ – обчислена координата точки на n-му дискретному відліку;

Перевірка відсутності похибки і за потреби корекція початкових умов інтегрування в результатах обчислення координат точок на поверхні кристалізатора здійснюється так само, як і при обчисленні швидкості руху.

Оскільки кристалізатор являє собою жорстку плиту, деформації якої можна не враховувати, для визначення його положення в просторі достатньо знати положення трьох точок на його поверхні. Інформація про координати четвертої точки ε

надлишковою і використовується для перевірки коректності визначення траєкторії руху кристалізатора. Перевірка виконується шляхом теоретичного розрахунку траєкторії руху четвертої точки на поверхні кристалізатора на підставі виміряних переміщень трьох інших точок і порівняння траєкторії руху, отриманої теоретично, з траєкторією, виміряною фактично.

В ідеальному випадку вихідні дані модуля Mold Moving Analyzer мають бути ідентичними вихідним даним модуля Mold, однак фактично ці дані дещо відрізняються. За цією розбіжністю можна оцінити похибку вимірювання.

На рис. З наведено структуру апаратної частини системи моніторингу, побудованої авторами за допомогою розробленої моделі, де Д1...Д4 — інерційні давачі (МЕМЅ-акселерометри), БЗД — блок збору даних, ПК — персональний комп'ютер. З використанням модулю Mold Moving Analyzer розробленої моделі побудовано прикладне програмне забезпечення системи моніторингу (рис. 4).

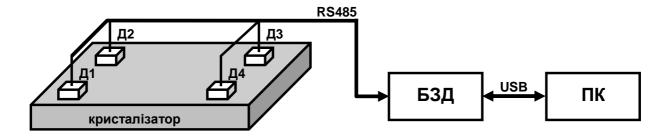


Рис. 3 – Структура апаратної частини системи моніторингу

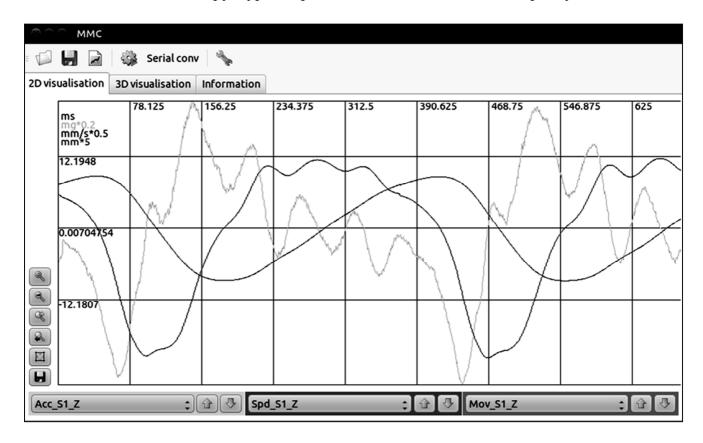


Рис. 4 – Вікно візуалізації графіків прискорення, швидкості та переміщення програмного забезпечення системи моніторингу хитання кристалізатора МБЛЗ **Висновки**

Використання розробленої математичної моделі допомогло відпрацювати оптимальні алгоритми обробки даних та обрати принцип побудови системи і схемотехнічні рішення, що зрештою дозволило створити інформаційно-вимірювальну систему моніторингу хитання кристалізатора МБЛЗ, яка забезпечує вимірювання параметрів руху з наперед заданою точністю (подвійна амплітуда хитання кристалізатора — 3 мм, точність — 0,025 мм). Система пройшла успішні випробування на ПАТ «Алчевський металургійний комбінат».

Список літератури: 1. Thomas B. G. Continuous Casting, Yearbook of Science and Technology, McGraw-Hill, 2004 **2.** Ковальов Р. В. Моделювання несправних станів механізму хитання МБЛЗ / Р. В. Ковальов, Н. Н. Лисіков, В. А. Сидоров, О. Л. Сотніков // Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. – 2007. – Вип. 41. – С. 1-10. 3. Усовершенствование технологии и оборудования машин непрерывного литья заготовок / Бровман М. Я., Марченко И. К., Кан Ю. Е. и др. – Киев: Техніка, 1976. – 165 с. 4. Сидоров В. А. Анализ систем контроля и диагностирования механизмов качания МНЛЗ / В. А. Сидоров, А. Л. Сотников // Наук. пр. Донецького національного технічного університету / Редкол.: Мінаєв О. А. (голова) та ін. – Донецьк: ДонНТУ, 2005. – Вип. 102 (сер.: металургія). – С. 46-55. 5. Диденко В. А. Моніторинг траєкторії руху кристалізатора машини безперервного лиття заготовок / В. А. Диденко, А. Н. Полено, А. Ф. Бондаренко // Збірка матеріалів III Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів та молодих вчених Інформаційні управляючі системи та комп'ютерний моніторинг (ІУС КМ – 2012), м. Донецьк, 16-18 квітня 2012 р. – Донецьк: ДонНТУ. – 2012. – С.715-719. **6.** Рабинер Л. Р., Шафер Р. В. Цифровая обработка речевых сигналов. – Пер. с англ. / Под ред. Прохорова Ю. Н. и Назарова М. В. – М: Радио и связь, 1981. – 496 с.

Надійшла до редколегії 28.02.2013

УДК 004.942

Математична модель обробки даних в системі моніторингу параметрів хитання кристалізатора машини безперервного лиття заготовок / О. М. Полєно, О. Ф. Бондаренко, В. О. Діденко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — X. : HTУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 70-76. — Бібліогр.: 6 назв.

Предложена математическая модель обработки данных в системе мониторинга параметров качания кристаллизатора машины непрерывного литья заготовок. Приведены результаты, полученные с использованием модели.

Ключевые слова: математическая модель, компьютерная система, мониторинг, кристаллизатор, колебание, акселерометр.

The mathematical model of data processing in the system for monitoring parameters of continuous casting machine mold oscillation. The results obtained using the model are given.

Keywords: mathematical model, computer system, monitoring, mold, oscillation, accelerometer.

УДК 681.518:004.312

А. А. БОРИСЕНКО, д-р техн. наук, проф., СумГУ, Сумы;

С. М. МАЦЕНКО, аспирант, СумГУ, Сумы;

С. И. ПОЛКОВНИКОВ, студент, СумГУ, Сумы

ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ СЧЕТЧИК ФИБОНАЧЧИ

В данной работе предложен алгоритм и схема помехоустойчивого счетчика Фибоначчи. Ключевые слова: счетчик Фибоначчи, обнаружение ошибок, помехоустойчивость.

Введение

Счетчики нашли свое применение во многих электронных приборах, например частотомерах, лазерных дальномерах, таймерах, радиовысотомерах, к которым сегодня предъявляются повышенные требования по быстродействию, надежности, помехоустойчивости. Поэтому и к счетчикам, как составным элементам данных приборов, предъявляются аналогичные требования. В настоящее время имеется большое разнообразие счетных устройств, работающих в двоичных системах счисления, среди которых выделяются счетчики способные обнаруживать и в ряде случаев исправлять свои ошибки [1 – 6]. Однако их синтез затрудняется вследствие введения специальных схем для обнаружения ошибок, что сказывается на регулярности структуры и соответственно технологичности, а также снижении быстродействия и отказоустойчивости. Для устранения ошибок предлагаются счетные устройства, работающие в помехоустойчивых системах счисления, среди которых выделяются фибоначчиевая и биномиальная системы счисления и соответствующие им счетчики. В них избыточность, необходимая для обнаружения ошибок, равномерно рассредоточена внутри основной схемы, что дает возможность синтезировать самопроверяемые счетные устройства [7 - 10].

Дополнительные схемы контроля в этих устройствах или вообще не применяются, или используются с минимальными дополнительными аппаратурными затратами на их реализацию. Кроме того, биномиальные счетчики, в некоторых случаях позволяют при небольших дополнительных аппаратурных затратах производить помехоустойчивый перебор комбинаторных конфигураций, таких как сочетания, перестановки и тому подобное, что позволяет их применять для построения помехоустойчивых кодирующих и декодирующих устройств и специализированных процессоров [11].

Актуальность

Наличие задачи построения счетчиков, обладающих высокой помехоустойчивостью, приводит к необходимости поиска таких их схем, которые бы при этом обладали простой однородной структурой и высоким быстродействием. Достичь этого с помощью обычных счетчиков затруднительно. Поэтому необходим поиск других путей решения этой задачи, который и предлагается в данной работе.

Постановка задачи

В данной работе с целью повышения помехоустойчивости счетчиков предла-

гается использовать при их построении фибоначчиевую систему счисления. Существующие счетчики Фибоначчи используют операции переходов от максимальной формы кода Фибоначчи к минимальной, что снижает их быстродействие и увеличивает аппаратурные затраты [12, 13].

В данной работе представлен помехоустойчивый счетчик Фибоначчи, использующий алгоритм счета в минимальной форме, в котором отсутствуют операций свертки и развертки [14]. Однако он не является самопроверяемым, что снижает уровень его помехоустойчивости и быстродействия. Поэтому ставится задача устранения этого недостатка. Соответственно, целью данной работы будет разработка быстродействующего самоконтролируемого фибоначчиевого счетчика с минимальной формой представления чисел и упрощенной структурой.

Теоретические предпосылки

Числами Фибоначчи называют последовательность чисел 1, 1, 2, 3, 5, 8, 13, 21, 34, ..., F_n , в которой каждый ее элемент, начиная с третьего, вычисляется как сумма двух предыдущих, то есть, удовлетворяют следующему рекуррентному соотношению:

$$F_{n} = F_{n-1} + F_{n-2}, \tag{1}$$

причем начальные члены последовательности равны F_1 = F_2 =1. С помощью указанного ряда чисел Фибоначчи формируются фибоначчиевые числа, в которых каждое число Фибоначчи задает вес определенного их разряда. Количество возможных фибоначчиевых чисел, генерируемые числами Фибоначчи, определяет их диапазон. Для последовательности 1,2, 3, 5, 8 диапазон фибоначчиевых чисел длины n равен $P = F_n + F_{n-1}$ [14].

Например, при разрядности фибоначчиевых чисел n=5, их диапазон будет равен P=5+8=13. В табл. приведены эти числа.

таолица —	тисла ч	РИООПач	ічи для	ряда 1, 2	2, 3, 3, 6
№ раз-	5	4	3	2	1
ряда					
F_n	8	5	3	2	1
<u>No</u>					
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1
2	0	0	0	1	0
3	0	0	1	0	0
4	0	0	1	0	1
5	0	1	0	0	0
6	0	1	0	0	1
7	0	1	0	1	0
8	1	0	0	0	0
9	1	0	0	0	1
10	1	0	0	1	0
11	1	0	1	0	0
12	1	0	1	0	1

Таблица – Числа Фибоначчи для ряда 1, 2, 3, 5, 8

Все представленные в таблице фибоначчиевые числа относятся к множеству разрешенных чисел. Поэтому ошибочные переходы среди них не могут быть выявлены, зато переходы в запрещенные числа выявляются по соответствующему признаку, которым является наличие как минимум двух рядом стоящих единиц.

Примером таких запрещенных кодовых комбинаций для весов, заданных рядом чисел Фибоначчи 1, 2, 3, 5, 8, будут являться кодовые состояния: 00011, 00110, 00111, 01011, 01100, 01101, 01110, 01111, 10011, 10110, 10111, 11000, 11001, 11010, 11011, 11100, 11111, 11100, 11111, число которых равняется 19. Как видим, в каждом из этих числе имеется как минимум две стоящие рядом единицы. Их появление в минимальном фибоначчиевом числе свидетельствует об ошибке.

Алгоритм счета

Идея счета фибоначчиевых чисел в минимальной форме состоит в том, что в фибоначчиевом числе при счете в нем разрядов справа налево ищется два разряда, в которых подряд стоят два нуля и первый из них устанавливается в 1, при одновременном преобразовании всех разрядов, стоящих справа от него в нуль [15]. Развернем данную идею в виде следующего алгоритма:

- 1. В первый разряд из двух подряд стоящих младших разрядов числа, содержащих ноли, записывается 1, а разряды кодовой комбинации стоящие справа от нее обнуляются.
- 2. Если число рядом стоящих единиц в разрядах равно 2, то счетчик прекращает свою работу, а на выходе счетчика вырабатывается сигнал ошибки.
- 3. Если в двух подряд стоящих разрядах фибоначчиевого числа нули отсутствуют, то все разряды числа обнуляются, и начинается новый цикл счета.

Практическая реализация

На рис. 1, приведена структурная схема помехоустойчивого счетчика Фибоначчи, которая функционирует в соответствии с приведенным алгоритмом, отраженным также в табл.

Она содержит в своей структуре блок контроля 1, анализирующий выходы блока регистра 4 с целью обнаружения появления в нем рядом стоящих единиц, блок диспозиции 2, проверяющий выходы блока анализа 3, блок анализа выходов регистра 3, управляющий блоком диспозиции. Также схема содержит регистр для хранения фибоначчиевого числа 4, блок установки нуля 5, устанавливающий регистр 4 в исходное состояние и блок запрета 6, запрещающий прохождение тактовых импульсов в блок регистра 4 при появлении ошибки в счетчике.

В исходном состоянии регистр 4 установлен в нулевое состояние сигналом с блока установки нуля. При поступлении тактового импульса он подается только на первый триггер регистра, устанавливая его в единичное состояние, так как блок анализа запрещает поступление тактовых импульсов в остальные триггеры схемы. Второй тактовый импульс устанавливает второй триггер в 1, так как первый триггер дает соответствующее разрешение и одновременно через блок установки 0 устанавливает в 0 первый триггер.

Третий тактовый импульс проходит только на третий триггер, так как с блока диспозиций и блока анализа дается разрешение на установку данного триггера в единичное состояние, при этом устанавливая через блок установки в нуль первый и второй триггер в нуль.

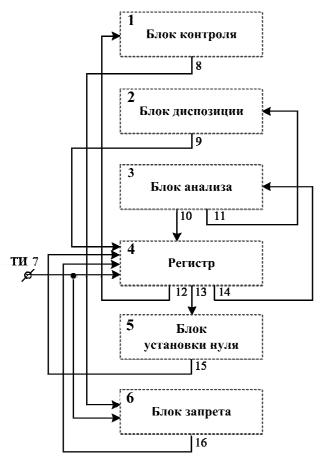


Рис. 1 – Структурная схема счетчика Фибоначчи

Далее в соответствии с табл. и алгоритмом четвертый тактовый импульс установит первый триггер в единичное состояние, так как во все остальные триггера не дает разрешение на запись блок диспозиций. Эта процедура будет идти до тех пор, пока не будет получена комбинация в регистре, в которой между двумя единицами будет стоять ноль. После этого следующий тактовый импульс через блок установки нуля переведет регистр в исходное состояние, и счет начинается сначала. Если в процессе счета появится две или больше рядом стоящих единиц, то сработает блок контроля, сигнал с которого подается на схему запрета, которая прекратит подачу тактовых импульсов на регистр 4 и одновременно установит счетчик в исходное состояние. Конкретный пример схемы и описание ее работы без блока запрета 6 дано в статье [15].

Предлагаемая схема блока запрета подана на рис. 2.

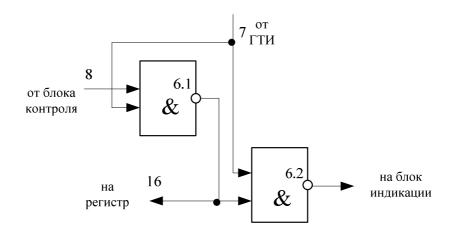


Рис. 2 – Схема блока запрета

Таким образом, в результате появления запрещенной кодовой комбинации, сигнал с выхода блока контроля 1 поступает на блок запрета 6 и блокирует прохождение сигнала на триггеры регистра 4. В результате счетчик прекратит свою работу, а на соответствующем выходе устройства появляется сигнал ошибки.

Выводы

В данной работе был представлен помехоустойчивый счетчик Фибоначчи с минимальной формой представления. Его преимуществом по сравнению со счетчиками с переходами от максимальной формы к минимальной и обратно является счет, который позволяет увеличивать быстродействие и уменьшить аппаратурные затраты счетного устройства, а также блокировать его работы при наличии ошибок.

Список литературы: 1. Щербаков Н. С. Самокорректирующие дискретные устройства: [Текст] / Н. С. Щербаков. – М.: Машиностроение, 1975. – 215 с. **2.** Хетагуров Я. А. Повышение надежности цифровых устройств методами избыточного кодирования: [Текст] / Я. А. Хетагуров, Ю. П. Руднев. – М.: Энергия, 1974. – 271 с. 3. Толстяков В. С. Обнаружение и исправление в дискретных устройствах: [Текст] / В. С. Толстяков, *М. Г. Карповский, И. Л. Ерош.* – М.: Сов. радио, 1972. – 288 с. **4.** *Савченко Ю. Г.* Цифровые устройства, нечувствительные к неисправностям элементов: [Текст] / Ю. Г. Савченко. – М.: Сов. радио, 1977. – 173 с. 5. Харченко В. С. Основы надежности цифровых устройств: [учеб. пособие] / В. С. Харченко, Жихарев В. Я., Илюшко В. М. и др. – Харьков: Нац. Аэрокосм. Ун-т. «Харк. авиац. ин-т», 2004. – 573 с. **6.** Оберман Р. М. М. Счет и счетчки: [Текст] / *Р. М. М. Оберман.* – М.: Радио и связь, 1984. – 176 с. **7**. *Борисенко А.А.* Биномиальные автоматы: [Текст] / А.А. Борисенко. – Учебное пособие. - Сумы: Издательство СумГУ, 2005. – 121 с. 8. Стахов А. П. Введение в алгоритмическую теорию измерений: [Текст] / А.П. Стахов. – М.: Сов. радио, 1972. – 288 с. 9. Стахов А. П. Кодирование данных в информационнорегистрирующих системах: [Текст] / А. П. Стахов, Б. Я. Лихциндер, *Ю. А. Старожил.* – К.: Техника, 1985. – 127 с. **10.** Стахов А. П. Коды золотой пропорции: [Текст] / А. П. Стахов. – М.: Радио и связь, 1984. - 152 с. **11.** Борисенко А. А. Биномиальный счет и счетчики: [Текст] / *Борисенко А. А.* – Монография. - Сумы, Изд-во СумГУ, 2008. – 152 с. **12.** А. с. 577682 СССР, МКИ Н03К 23/00. Счетчик импульсов в р-кодах Фибоначчи / А. П. Стахов, В. А. Лужецкий, А. И. Черяк, А. Е. Андреев, В. П. Малиночка — № 1480121; Заявл. 05.10.87; Опубл. 15.05.89, Бюл. № 18. 13. А. с. 577682 СССР, МКИ НОЗК 23/00. МКИ НОЗК 23/48. Счетчик импульсов в р-кодах Фибоначчи / А. П. Стахов, В. А. Лужецкий, А. И. Черяк, А. Е. Андреев - № 1379940; Заявл. 05.10.87; Опубл. 29.09.86, Бюл. № 9. 14. Об одном методе счета в коде Фибоначчи / А. А. Борисенко, А. П. Стахов // Вісник Сумського державного університету. Серія Технічні науки. — 2011. — Ч. 3. — С. 141-149. **15**. Об одном способе построения счетчиков Фибоначчи / А. А. Борисенко, А. П. Стахов, С. М. Маценко, В. В. Сиряченко // Вісник Сумського державного університету. Серія Технічні науки. – 2012. – Ч. 3. – С. 165-170.

Надійшла до редколегії 01.03.2013

УДК 681.518:004.312

Помехоустойчивый счетчик фибоначчи / А. А. Борисенко, С. М. Маценко, С. И. Полковников // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. — № 18 (991). — С. 77-81. — Бібліогр.: 15 назв.

У даній роботі запропоновано алгоритм і схему завадостійкого лічильника Фібоначчі. Ключові слова: лічильник Фібоначчі, виявлення помилок, завадостійкість.

This article deals with the algorithm and noise immunity scheme of Fibonacci counter. **Keywords**: counter Fibonacci, error detection, noise immunity.

О. И. ДОРОГАНЬ, асп. НУК им. адм. Макарова, Николаев

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ СУДОВЫХ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Проведен анализ структурных схем устройств автоматической точной синхронизации генераторов, распределения активной и реактивной нагрузок между параллельно работающими генераторами. Разработана оптимизированная структура контроллера автоматизации для судовых электроэнергетических систем. Выполнен абстрактный синтез цифрового автомата системы управления контроллером автоматизации.

Ключевые слова: судовые электроэнергетические системы, автоматизация, синхронизация, распределение нагрузки, switch-технология.

Введение

В настоящее время определилась тенденция перехода от централизованных систем управления судовыми электроэнергетическими установками к распределенным системам [1], состоящим из трех подсистем – нижнего уровня (управление оборудованием), верхнего уровня (человеко-машинный интерфейс) и информационой (связь между узлами системы). Традиционным является использование SCADA-систем в качестве подсистем верхнего уровня [2]. Применительно к судовой электроэнергетике система управления должна иметь возможность автоматически или дистанционно выполнять пуск и остановку дизель-генераторов (ДГ), синхронизацию ДГ с шинами главного распределительного щита (ГРЩ), распределение активной и реактивной нагрузки между параллельно работающими ДГ, контроль состояния основного оборудования судовой электроэнергетической системы (СЭЭС) и др. В работах [3, 4] рассмотрены принципы создания устройств сихронизации ДГ с шинами ГРЩ, распределения активной и реактивной нагрузки между параллельно работающими ДГ.

При использовании распределенной системы, управление силовыми агрегатами осуществляется их системами управления (СУ), а перечисленные функции выполняются соответствующими средствами автоматизации.

Актуальность Общим недостатком существующих средств автоматизации является наличие аппаратной избыточности, что значительно увеличивает их сто-имость, а также отсутствие функций, позволяющих решать задачи комплексной автоматизации СЭЭС и повышения энергоэффективности. Решение задач автоматизации особенно актуально при модернизации СЭЭС.

Цель работы Целью работы является оптимизация структуры систем автоматизации судовых электроэнергетических установок для устранения аппаратной избыточности, а также разработка алгоритма управления оптимизированным контроллером автоматизации.

Основной материал Цикл работы дизель-генератора в параллельном режиме можно условно разделить на три составляющие: запуск и синхронизация с шинами ГРЩ, распределение активной и реактивной мщности при параллельной рабо-

те, разгрузка и останов. При использовании SCADA-системы для управления СЭЭС необходимость включения ДГ определяется автоматически — система оценивает мощность включаемой нагрузки и при отсутствии резерва мощности выполняется подключение ДГ на параллельную работу.

После запуска ДГ, при достижении условий синхронизации, устройство точной синхронизации, структурная схема которого представлена на рис. 1, формирует сигнал для подключения генератора к шинам ГРЩ, и в течение определенного временного интервала ожидает сигнала обратной связи выключателя, после чего заканчивает процесс синхронизации. Для предотвращения затягивания процесса синхронизации и корректного управления СУ дизелем и генератором система верхнего уровня имеет возможность дистанционно изменять условия синхронизации и параметры управляющих воздействий (частоту и скважность релейно-импульсных сигналов), а также отображать текущие значения измеряемых параметров.

Современным подходом при создании средств автоматизации является использование микроконтроллеров, что позволяет перенести решение многих задач с аппаратного уровня на программный, а также реализовывать оптимальные алгоритмы управления для повышения качества электроэнергии и энергоэффективности.

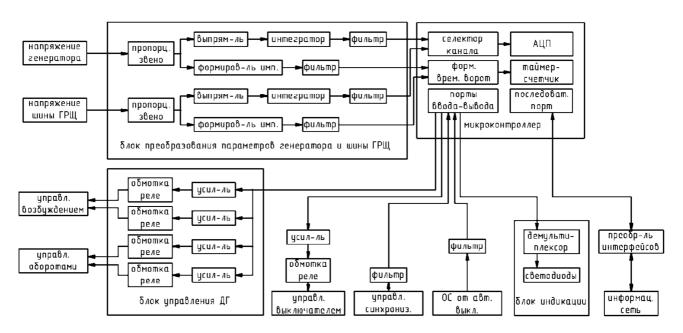


Рис. 1 – Структурная схема системы синхронизации генераторов

Современным подходом к алгоритмизации событийно-ориентированных программ является использование switch-технологии [5]. В программе для микроконтроллера в составе устройства синхронизации можно выделить следующие состояния: ожидание сигнала «Начать синхронизацию» (q0); измерение действующих значений (q2, q3), частот (q4, q5) и разницы фаз (q6) между линейными напряжениями шины ГРЩ и генератора; получение, расшифровка и передача данных SCADA-системе (q1, q7-q9); расчет и проверка небходимых для включения генератора на параллельную работу данных (q10); формирование управляющих воздействий (q11). Основными событиями для микроконтроллера являются прерывания от формирователей импульсов (x5, x6), по приему и передаче данных (x8, x10), окончанию оцифровывания сигналов (x4) и др. Переход между состояниями происходит при возникновении соответствующих событий и сопровождается выпроисходит при возникновении соответствующих событий и сопровождается вы

ходными действиями (запуском и остановкой таймера (d4, d5), разрешением и запрещением прерываний (d3, d6, d7), формированием сигнала на замыкание трехфазного автомата (d8) и др.). После определения возможных состояний программы и допустимых входных и выходных воздействий состояниям и воздействиям ставятся в соответствие символьные обозначения и составляется граф переходов конечного автомата, описывающего работу устройства. На рис. 2, a приведен граф переходов, описывающий алгоритм работы системы синхронизации.

После включения генераторов на параллельную работу необходимо выполнить распределение нагрузки пропорционально их номинальным мощностям. Для решения задач оптимального распределения мощности между генераторами SCADA-система должна обмениваться данными с устройствами распределения нагрузок всех ДГ, включенных на параллельную работу. После подключения ДГ к шинам ГРЩ SCADA-система формирует команду на включение устройства распределения активной нагрузки и запрос значения активной мощности, отдаваемой ДГ в сеть, после чего устройство производит необходимые измерения и формирует ответный пакет.

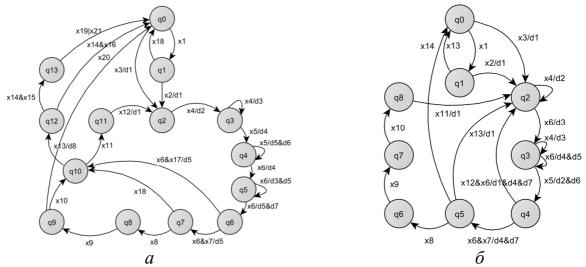


Рис. 2 – Графы переходов конечных автоматов: a – процесс синхронизации; δ – процесс распределения активной нагрузки

Аналогичный обмен данными производится с устройствами распределения активных нагрузок остальных включенных на параллельную работу ДГ. После завершения цикла обмена данными программа выполняет расчет значений мощностей, при котором обеспечивается максимальная энергоэффективность, и формирует информационно-управляющий пакет с необходимой командой (увеличить или уменьшить обороты дизеля). При получении команды устройство распределения активной нагрузки формирует соответствующие сигналы СУ дизелем и переходит в режим ожидания следующего запроса от SCADA-системы. Подобная последовательность действий выполняется циклично.

При проектировании устройства распределения активной нагрузки на основе микроконтроллера необходимыми структурными блоками являются блок преобразования параметров генератора (фазного тока и линейного напряжения), состоящий из пропорциональных звеньев и формирователей импульсов по каждому из каналов; блок формирования управляющих сигналов на систему управления дизелем; преобразователь интерфейсов для интеграции в систему управления СЭЭС; дис-

кретный вход управления устройством; микроконтроллер с задействоваными блоками селектора каналов, АЦП, формирователя временных интервалов, таймерасчетчика и последовательного порта. Алгоритм работы программы микроконтроллера в составе устройства распределения активной нагрузки приведен на рис. 2, δ .

При параллельной работе ДГ устройства распределения активной и реактивной нагрузок используются одновременно. Аппаратная реализация и алгоритмы работы этих устройств похожи. С целью минимизации нагрузки на информационный канал и увеличения надежности работы системы обе системы можно объединить в одно устройство, которое будет выполнять функции измерения активной и реактивной мощности, а также формировать управляющие воздействия на СУ дизелем и генератором.

Анализируя структурные схемы системы синхронизации и устройства распределения мощности, можно выделить общие блоки. В алгоритмах работы программ для микроконтроллеров также имеются общие состояния. Система синхронизации и системы распределения мощности используются последовательно, поэтому их можно объединить в одно устройство, сохраняя при этом их функциональность и быстродействие. Сигналом завершения процесса синхронизации генератора с сетью является изменение сигнала обратной связи автоматического выключателя. Поскольку после подключения генератора на параллельную работу включается устройство распределения активной и реактивной мощности, то сигнал обратной связи выключателя можно использовать для перехода объединенного устройства в режим распределения нагрузок, уменьшая таким образом нагрузку на информационную сеть. На рис. 3 представлена структурная схема объединенного устройства синхронизации и распределения нагрузок.

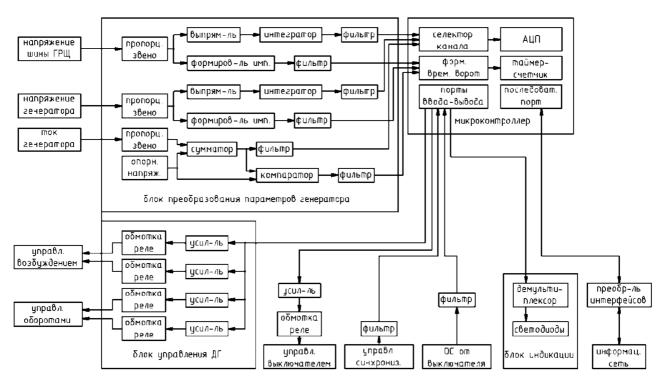


Рис. 3 – Структурная схема устройства синхронизации и распределения мощности Анализируя алгоритмы работы программ, приведенные на рис. 2, и учитывая, что объединенное устройство последовательно выполняет функции синхронизации

и распределения мощности, алгоритм работы программы для микроконтроллера можно представить в виде совокупности взаимодействующих автоматов (рис. 4).

В начальном состоянии устройство ожидает начала синхронизации (q0.0 и q0.1). При получении соответствующей команды автомат переходит в состояние q1, в котором выполняются необходимые для выполнения синхронизации измерения. С целью оптимального использования ресурсов микроконтроллера выполнено объединение эквивалентных состояний (q3 и q4).

Результаты исследования

На основе анализа функций, выполняемых системой синхронизации генераторов и распределения мощности между генераторами при их параллельной работе, разработана оптимизированная структура контролера автоматизации и алгоритм его работы, в котором устранена аппаратная и функциональная избыточность.

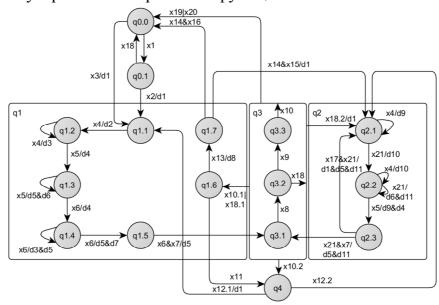


Рис. 4 – Граф переходов конечного автомата, описывающий работу устройства синхронизации и распределения нагрузок

Выводы

Декомпозиция устройств автоматизации СЭЭС позволила выявить аппаратную избыточность средств обеспечения параллельной работы дизель-генераторов (устройств синхронизации и распределения активной и реактивной нагрузок). Для ее устранения предложено объединение устройств в единый модуль, что стало возможным благодаря использованию микропроцессорной техники. Для проектирования и реализации программного обеспечения для микроконтроллера разработан граф переходов, описывающий его работу.

Список литературы: 1. *Чичев С. И.* Информационно-измерительная система центра управления электрических сетей / *С. И. Чичев, В. Ф. Калинин, Е. И. Глинкин.* – М.: Машиностроение, 2009. – 176 с. 2. *Valsalam S. R.* Distributed SCADA system for optimization of power generation / *S. R. Valsalam, A. K. Sathyan; S. S. Shankar* // IEEE Conference&Exhibition On Control, Communications and Automation. – 2008. – P. 212–217. 3. *Korkua S. K.* Control Strategy for Load Sharing in Distributed Generation System in Parallel Operation / *S. K. Korkua, R. Kenarangui* // IEEE Green Technologies Conference. – 2010. – P. 1–5. 4. *Thompson M. J.* Fundamentals and advancements in generator synchronizing systems / *M. J. Thompson* // 65th Annual Conference for Protective Relay Engineers. – 2012. – P. 203–214. 5. *Шалыто А. А.* Проектирование программного обеспечения

системы управления дизель-генераторами на основе автоматного подхода / А. А. Шалыто, Н. И. Туккель // Системы управления и обработки информации: научн.-техн. сб. – СПб. : ФГУП "НПО "Аврора", 2002. – вып. 5. – С. 66–82.

Надійшла до редколегії 27.02.2013

УДК 681.5.04

Оптимизация структуры средств автоматизации судовых электроэнергетических систем / О. И. Дорогань // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 82-87. — Бібліогр.: 5 назв.

Проведений аналіз структурних схем пристроїв автоматичної точної синхронізації дизельгенераторів з мережею, розподілу активного та реактивного навантажень між паралельно працюючими генераторами. Розроблена оптимізована структура контролера автоматизації для судових електроенергетичних систем. Виконаний абстрактний синтез цифрового автомата системи керування контролером автоматизації.

Ключові слова: судові електроенергетичні системи, автоматизація, синхронізація, розподіл навантаження, switch-технологія.

The analysis of the block-diagrams of diesel-generators automatic precise synchronization, active and reactive load sharing devices is carried out. The block-diagram of the optimized automatic controller is developed. Abstract synthesis of the automata for automatic controller control system is made.

Keywords: marine power systems, automation, synchronization, load sharing, automata-based programming.

УДК 621.38

- А. А. БОРИСЕНКО, д-р техн. наук, проф., СумГУ, Сумы;
- *Т. А. ПРОТАСОВА*, старш. преп., СумГУ, Сумы;
- *Е. А. ПРОТАСОВА*, аспирант, СумГУ, Сумы;
- **В. Ю. СИДОРЕНКО**, студент, СумГУ, Сумы

МНОГОЗНАЧНЫЕ БИНОМИАЛЬНЫЕ СЧЕТЧИКИ

В статье рассматриваются многозначные биномиальные счетчики. Приведены теоретические основы формирования многозначного биномиального числа, алгоритм многозначного биномиального счета и практическая реализация. Представлена структурная схема многозначного биномиального счетчика импульсов с заданными параметрами.

Ключевые слова: биномиальный счет, кодовая комбинация, счетчик импульсов, помехоустойчивость

Ввеление

Сегодня импульсный счет и счетчики широко используются в различных приборах цифровой техники, таких как дальномеры, частотомеры, управляющие и компьютерные устройства и системы. Такое обилие различных применений счетных

[©] А. А. Борисенко, Т. А. Протасова, Е. А. Протасова, В. Ю. Сидоренко, 2013

Green Technologies Conference. — 2010. — Р. 1–5. **4.** *Thompson M. J.* Fundamentals and advancements in generator synchronizing systems / *M. J. Thompson* // 65th Annual Conference for Protective Relay Engineers. — 2012. — Р. 203—214. **5.** *Шалыто А. А.* Проектирование программного обеспечения системы управления дизель-генераторами на основе автоматного подхода / *А. А. Шалыто, Н. И. Туккель* // Системы управления и обработки информации: научн.-техн. сб. — СПб. : ФГУП "НПО "Аврора", 2002. — вып. 5. — С. 66—82.

Надійшла до редколегії 27.02.2013

УДК 681.5.04

Оптимизация структуры средств автоматизации судовых электроэнергетических систем / О. И. Дорогань // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. - N
vert 18 (991). - C. 82-87. - Бібліогр.: 5 назв.

Проведений аналіз структурних схем пристроїв автоматичної точної синхронізації дизельгенераторів з мережею, розподілу активного та реактивного навантажень між паралельно працюючими генераторами. Розроблена оптимізована структура контролера автоматизації для судових електроенергетичних систем. Виконаний абстрактний синтез цифрового автомата системи керування контролером автоматизації.

Ключові слова: судові електроенергетичні системи, автоматизація, синхронізація, розподіл навантаження, switch-технологія.

The analysis of the block-diagrams of diesel-generators automatic precise synchronization, active and reactive load sharing devices is carried out. The block-diagram of the optimized automatic controller is developed. Abstract synthesis of the automata for automatic controller control system is made.

Keywords: marine power systems, automation, synchronization, load sharing, automata-based programming.

УДК 621.38

- А. А. БОРИСЕНКО, д-р техн. наук, проф., СумГУ, Сумы;
- *Т. А. ПРОТАСОВА*, старш. преп., СумГУ, Сумы;
- *E. А. ПРОТАСОВА*, аспирант, СумГУ, Сумы;
- **В. Ю. СИДОРЕНКО**, студент, СумГУ, Сумы

МНОГОЗНАЧНЫЕ БИНОМИАЛЬНЫЕ СЧЕТЧИКИ

В статье рассматриваются многозначные биномиальные счетчики. Приведены теоретические основы формирования многозначного биномиального числа, алгоритм многозначного биномиального счета и практическая реализация. Представлена структурная схема многозначного биномиального счетчика импульсов с заданными параметрами.

Ключевые слова: биномиальный счет, кодовая комбинация, счетчик импульсов, помехоустойчивость

Введение

Сегодня импульсный счет и счетчики широко используются в различных приборах цифровой техники, таких как дальномеры, частотомеры, управляющие и компьютерные устройства и системы. Такое обилие различных применений счет-

[©] А. А. Борисенко, Т. А. Протасова, Е. А. Протасова, В. Ю. Сидоренко, 2013

ных приборов привело к множеству различных их структур, основанных на двоичной системе счисления [1-6]. Однако на практике используются и более сложные, чем двоичные, системы счисления, например, фибоначчиевая системы счисления, с помощью которых строятся помехоустойчивые фибоначчиевые счетчики или факториальная для генерирования перестановок [7,8]. Также имеются счетчики, считающие в коде Грея [9]. Особыми свойствами обладают счетчики, строящиеся на основе биномиальных систем счисления, в которых в качестве весовых коэффициентов используются биномиальные коэффициенты, которые подразделяются на двоичные и многозначные системы.

Анализ последних исследований и литературы

Впервые многозначные биномиальные системы счисления были синтезированы в работе [10]. Они позволяют производить помехоустойчивый счет и соответственно строить счетчики с большой глубиной контроля ошибок и, кроме этого, дают возможность с помощью дополнительных схем производить перебор различных комбинаторных комбинаций – с постоянным весом, сочетаний в различных вариациях, композиций [11, 12]. Это позволяет на основе биномиальных систем счисления строить помехоустойчивые и отказоустойчивые кодирующие и декодирующие устройства, устройства сжатия информации и производить защиту от несанкционированного доступа, что при использовании обычных систем счисления делать затруднительно. Поэтому разработка многозначных биномиальных счетных устройств, применяемых самостоятельно для помехоустойчивого счета, и в различных цифровых устройствах на их основе сегодня является актуальной задачей.

Цель и постановка проблемы

До настоящего времени в основном исследовались двоичные биномиальные счетчики, как более простые, а многозначным, как более сложным устройствам, уделялось меньше внимания. Однако они в ряде случаев могут обладать лучшими техническими показателями, как по помехоустойчивости, так и по быстродействию. Номенклатура генерируемых на их основе комбинаторных конфигураций задач также может отличаться большим разнообразием, чем получаемая на основе двоичных биномиальных счетчиков. При этом многозначные биномиальные счетчики также как и двоичные биномиальные счетчики могут применяться для помехоустойчивого счета импульсов, построения распределителей импульсов и пересчетных схем. Кроме того, данный счетчик может стать основой различных устройств, генерирующих с высокой скоростью комбинаторные конфигурации, что бывает нередко необходимо в цифровых электронных системах. Поэтому задачей и целью данной работы является синтез многозначных биномиальных счетчиков.

Материалы исследований

Многозначные биномиальные числа характеризуются параметрами m и k [10,11], из которых параметр k задает число их разрядов, а совместно с параметром m — диапазон чисел, определяемый биномиальным коэффициентом:

$$C_m^k = \frac{m!}{k!(m-k)!} \tag{1}$$

Очевидно, что значения параметров m и k будут не равными 0 целыми положительными числами, для которых выполняется неравенство $m \ge k$. При этом разность этих параметров образует контрольное число $l = m - k \ge 0$, которое больше

или равно сумме цифр в соответствующем ему многозначном биномиальном числе.

В случае, если контрольная сумма l=0 , значение m=k . Тогда при значении k=1 получаем диапазон чисел

$$C_m^k = \frac{m!}{k!(m-k)!} = \frac{0!}{0! \cdot 0!} = \frac{1}{1 \cdot 1} = 1$$

Ему соответствует число равное 0. При значении k=2 будет получено число 00 и далее числа 000, 0000, Из этого ряда чисел следует, что любую последовательность нулей можно отнести к многозначному биномиальному числу.

Для значения k=1 и m=2 величина l=m-k=1 и соответственно диапазон биномиальных многозначных чисел

$$C_m^k = \frac{m!}{k!(m-k)!} = \frac{2!}{1!\cdot 1!} = \frac{2}{1\cdot 1} = 2$$

В него входят два одноразрядных многозначных биномиальных числа - 0 и 1. Для значений k=2 и m=3 величина l=1 . Соответственно получим диапазон чисел

$$C_m^k = \frac{m!}{k!(m-k)!} = \frac{3!}{2! \cdot 1!} = \frac{6}{2 \cdot 1} = 3$$

Он содержит три двухразрядных многозначных биномиальных числа - 00, 01, 10. Для значений k=3 и m=4 получим соответственно 4 биномиальных числа – 000, 001, 010, 010, 100. Для остальных значений k и m, разность которых равна 1, получим соответственно 5, 6 и больше многозначных биномиальных чисел. Их особенностью является то, что они имеют одно число, состоящее из нулей, а все остальные числа содержат одну единицу.

Если контрольное число будет больше 1, например, для значений k=3 и m=5 оно равно 2, то диапазон многозначных биномиальных чисел будет равен биномиальному коэффициенту

$$C_5^3 = \frac{5!}{2! \cdot 3!} = 10$$

В него входят числа 000 001 002 010 011 020 100 101 110 200.

Отличительной особенностью многозначных биномиальных чисел по сравнению с числами обычных естественных систем счисления является то, что они образуют подмножество разрешенных чисел из универсального множества чисел, количество которых равно l^k , где l=m-k- контрольное число. Остальные числа в количестве l^k - C^k_m образуют подмножество запрещенных чисел. Очевидно, что

$$l^k = (m - k)^k \ge C_m^k \tag{2}$$

Алгоритм счета. Из [10, 11] следует, что многозначные биномиальные числа получаются на основе условия, что сумма цифр в биномиальном числе будет меньшей или равной контрольному числу l=m-k. Тогда, очевидно, что первое многозначное биномиальное число, состоящее из нулей, всегда отвечает этому

условию, так как сумма нулей в нем равна 0. Если контрольное число l равно 0, то на этом процесс перебора биномиальных чисел заканчивается. Если же l не равно 0, то второе число получается добавлением в младший разряд биномиального числа единицы. Если после этого сумма цифр в нем не стала равной l, то в младший разряд снова добавляется единица, и так идет до тех пор, пока не будет получена в младшем разряде цифра равная контрольному числу. По приходе следующей единицы младший разряд обнуляется, а в соседний старший разряд заносится единица. Если после этого сумма единиц в числе не стала равняться l, то снова происходит добавление 1 в младший разряд и цикл повторяется до тех пор, пока во втором разряде не будет получено контрольное число. Затем происходит перенос единицы в соседний старший разряд и так идет счет далее до появления числа l в старшем разряде биномиального числа, что соответствует признаку окончанию процедуры счета. В этом случае будут перебраны все C_m^k многозначных биномиальных чисел для данных параметров m и k. Если же в процессе счета появится суммарное число во всех разрядах счетчика большее l, то это значит, что произошла ошибка и процесс счета следует прекратить.

Результаты исследований

На рисунке 1 представлена структурная схема многозначного биномиального счетчика импульсов с k=3, m=5 и соответственно контрольным числом l равным двум, реализующая приведенный выше алгоритм многозначного биномиального счета, впервые полученная в [12].

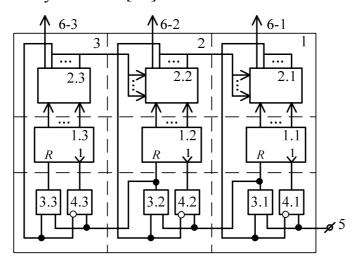


Рис. 1 – Многозначный суммирующий биномиальный счетчик k = 3, m = 5

Схема счетчика содержит многоустойчивые пересчетные схемы 1.1-1.3, сумматоры 2.1-2.3, элементы И 3.1-3.3 с прямыми входами и 4.1-4.3 с одним инверсным и одним прямым входом, входную шину 5, выходные шины 6.1-6.3.

С помощью сумматоров 2.1-2.3 происходит суммирование цифр всех разрядов счетчика. Эта сумма при правильном функционировании счетчика не должна превышать контрольного числа l=2. О его достижении в счетчике информирует сигнал на соответствующем выходе одного из сумматоров. Если сумма цифр разрядов счетчика превышает контрольное число l, то, значит, счетчик перешел в запрещенное состояние, что свидетельствует о появлении ошибки в нем. Об этом говорит наличие сигнала на одном из выходов 6.1-6.3.

Элементы И 3.1 - 3.3, И 4.1 – 4.3. организовывают сквозной перенос в счетчике.

Перенос произойдет в том случае, если в одном из сумматоров появится сигнал на выходе его наибольшей цифры. По этому сигналу при поступлении счетного импульса на входную шину через соответствующие элементы И произойдет сброс соответствующей сумматору многоустойчивой пересчетной схемы в ноль и прибавится единица к пересчетной схеме соседнего старшего разряда.

Устройство на рисунке 2 работает следующим образом.

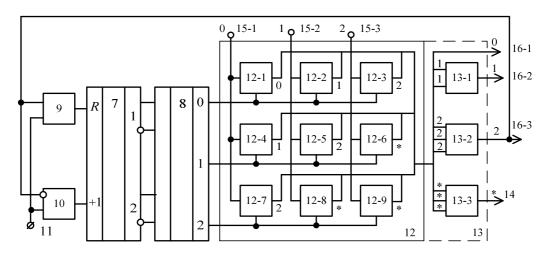


Рис. 2 – Разряд многозначного суммирующего биномиального счетчика с k=3, m=5, l=2

Сигнал с выхода многоустойчивой пересчетной схемы, например 1.2, соответствующий какой-то цифре, поступает на один из входов сумматора 2.2, на один из вторых входов которого поступает сигнал с одного из выходов сумматора 2.3 старшего разряда 3. Если сумма цифр рассматриваемого разряда и старших разрядов счетчика равна контрольному числу (в этом случае младшие разряды счетчика при его правильном функционировании равны нулю), то на соответствующем выходе сумматора 2.2 вырабатывается сигнал, который поступает на прямой вход и инверсный входы схем И 3.2, И 3.3 соответственно. Тем самым запрещается поступление счетного импульса на счетный вход многоустойчивой пересчетной схемы 1.2 и производится установка ее в ноль по входу установки в ноль R, а в старшую многоустойчивую соседнюю пересчетную схему 1.3 по счетному импульсу добавляется единица. Если на выходе, соответствующем контрольному числу сумматора 2.3, сигнал не появляется, то на этом процесс образования единицы переноса и счета по данному счетному импульсу оканчивается. В том случае, если на выходе, соответствующем контрольному числу сумматора 2.3 появляется сигнал, то в соответствии с рассмотренным алгоритмом происходит установка в ноль соответствующей ему пересчетной схемы 1.3 и передача единицы в старший соседний разряд (на рисунке 2 не показан).

Один разряд предлагаемого счетчика на рисунке 2 с контрольным числом l=2 содержит двоичный счетчик 7, дешифратор 8, элементы И 9 и И 10, входную шину 11, матрицу 12 элементов И 12.1 - 12.9, матрицу 13 элементов ИЛИ 13.1-13.3, выходную шину 14, входные шины 15.1 - 15.3 и выходные шины 16.1-16.3.

Матрица 12 элементов И 12.1 - 12.9 и матрица 13 элементов ИЛИ 13.1 - 13.3 составляют сумматор.

Счетчик 7 и дешифратор 8 составляют многоустойчивую пересчетную схему.

Выходные шины 16.1 – 16.3 сумматора являются выходами соответственно первого, второго и третьего разряда выходных чисел. На входные шины 15.1, 15.2 и 15.3 поступают соответственно сигналы с выходных шин 16.1, 16.2 и 16.3 старшего разряда, на выходной шине 14 появляется сигнал ошибки в случае сбоя счетчика.

Выводы

Приминение биномиальных систем счисления позволяет построить помехоустойчивые и отказоустойчивые кодирующие и декодирующие устройства, устройства сжатия информации и производить защиту от несанкционированного доступа, что при использовании обычных систем счисления делать затруднительно. Поэтому разработка многозначных биномиальных счетных устройств, применяемых самостоятельно для помехоустойчивого счета, и в различных цифровых устройствах на их основе сегодня является актуальной задачей.

Список литератури: 1. Бабич М. П., Жуков А. И. Комп'ютерна схемотехніка: [навч. посібник] — К: МК - Пресс, 2004. – 412 с. **2.** *Бойко В. І., Гуржій А. М., Жуйков В. Я.* Цифрова схемотехніка. – К: Вища шк., 2004. – 423 с. 3. Букреев Н. И., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. – М.:Сов. радио, 1975. 4. Оберман Р. М. Счет и счетчики. – М., 1984. – 173 с. 5. Рональд Дж. Точчи, Нил С. Уидмер. Цифровые системы. – М.: Изд. Дом «Вильямс», 2004. – 1024 с. 6. Структурная организация и архитектура компьютерных систем. – М.: Изд. Дом «Вильямс», 2002. **7.** Стахов А.П. Коды золотой пропорции. – М: Радио и связь, 1984. – 152 с. 8. О. А. Борисенко, І. А. Кулик, О. Є. Горячев Електронна система генерації перестановок на базі факторіальних чисел // Вісник СумДУ. Технічні науки. – 2007. - № 1. – с. 183-188. 9. Белецкий А. Я., Белецкий Е. А. Синтез двоичных счетчиков Грея // Весник СумГУ. Серия Технические науки. – 2007. – № 2. – с. 110-122. **10.** *Борисенко А. А.* Об одной системе счисления с биномиальным основанием. ВИНИТИ, Деп. рук. № 874-82. Москва, 1982. 11. Борисенко А. А. Биномиальный счет и счетчики: монография. – Сумы: СумГУ, 2008. – 152 с. **12.** *Борисенко А. А., Губарев С. И., Дуброва П. Д.*, Онанченко Е. Л. Генерирование сочетаний на основе биномиальных чисел. Автоматизированные системы управления и приборы автоматики, вып. 73, Харьков, 1985. 13. А.с. СССР, № 1051731. Борисенко А. А., Ловля А. Д., Онанченко Е. Л. Счетчик импульсов, 1982.

Надійшла до редколегії 28.02.2013

УДК 621.38

Многозначные биномиальные счетчики / А. А. Борисенко, Т. А. Протасова, Е. А. Протасова, В. Ю. Сидоренко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. — № 18 (991). — С. 87-92. — Бібліогр.: 13 назв.

У статті розглядаються багатозначні Біноміальні лічильники. Наведено теоретичні основи формування багатозначного біноміального числа, алгоритм багатозначної біноміальної лічби і практична реалізація. Представлена структурна схема багатозначного біноміального лічильника імпульсів з заданими параметрами.

Ключові слова: біноміальна лічба, кодова комбінація, лічильник імпульсів, завадостійкість.

The article deals valued binomial counts. The theoretical basis for the formation of a multi-valued binomial, binomial algorithm valued accounts and practical implementation. A block diagram of a multi-valued binomial pulse counter with preset parameters.

Keywords: binomial account, code combination, impulse counter, antijamming.

А. С. МАЗМАНИШВИЛИ, д-р физ.-мат. наук, проф. СГУ, Сумы; **Т. Е. АЛЕКСАНДРОВА**, канд. техн. наук, доц. НТУ «ХПИ»

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СТАБИЛИЗАТОРА ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРЫ

Предлагается решение задачи выбора параметров стабилизатора переменной структуры для танковой пушки, обеспечивающих работу стабилизатора в скользящем режиме, что приводит к повышению точности стабилизации оси канала ствола относительно направления на цель.

Ключевые слова: стабилизатор танковой пушки, система с переменной структурой, скользящий режим, аддитивный функционал.

Введение

Современные стабилизаторы основного вооружения танка реализуют линейный закон стабилизации и представляют собой ПД-регуляторы, использующие информацию об угле рассогласования оси канала ствола танковой пушки относительно направления на цель $\varphi(t)$ и угловой скорости поворота танковой пушки относительно оси цапф $\dot{\varphi}(t)$. Закон стабилизации при этом имеет следующий вид

$$u(t) = k_{\varphi} \varphi(t) + k_{c} k_{\dot{\varphi}} \dot{\varphi}(t) \,. \tag{1}$$

При движении танка по пересеченной местности его подрессоренная часть совершает вертикальные, продольно-угловые и поперечно-угловые колебания. Наличие «сухого» и жидкостного трения в оси цапф танковой пушки приводит к тому, что такие колебания вызывают возмущающий момент $M_{\mathfrak{g}}(t)$, приложенный к пушке и приводящий к уводу оси канала ствола относительно направления на цель. В сложных дорожных условиях этот момент может принимать большие значения, причем линейный стабилизатор (1) не может обеспечить эффективную стабилизацию оси канала ствола относительно заданного направления.

В работе [1] показано, что эффективную стабилизацию оси канала ствола танковой пушки относительно направления на цель в условиях непрерывно действующих случайных внешних возмущений может обеспечить стабилизатор переменной структуры, в котором коэффициенты усиления k_{φ} и $k_{\dot{\varphi}}$ определяются соотношениями

$$k_{\varphi} = k_{\varphi}^* \operatorname{sign} \{ \varphi(t) S(t) \}, \qquad (2)$$

$$k_{\dot{\varphi}} = k_{\dot{\varphi}}^* \operatorname{sign}\{\dot{\varphi}(t)S(t)\}, \tag{3}$$

где S(t) — так называемая поверхность скольжения, описываемая соотношением

2 (v) 2 un 1.un 2.2 un 1.un 2.

$$S(t) = \dot{\varphi}(t) + \lambda \varphi(t) \tag{4}$$

В этой же работе приведена математическая модель возмущенного движения объекта стабилизации, записываемая в виде

$$J_{\ddot{I}} \ddot{\varphi}(t) = -k_{\dot{I}} k_{\ddot{A}} \beta(t) + M_{\hat{a}}(t);$$

$$T_{K1}^{2} \ddot{\beta}(t) + T_{K2} \dot{\beta}(t) + \beta(t) = \frac{1}{c} k_{e} k_{y},$$
(5)

и приведены переходные процессы в замкнутой системе (1)-(5) в предположении, что $M_{\scriptscriptstyle g}(t)=0$. Анализ этих процессов показывает, что использование принципов систем с переменной структурой (СПС) позволяет значительно повысить запас устойчивости и быстродействие замкнутой системы стабилизации, а, следовательно, её точность. Вместе с тем, в работе [1] не дано никаких рекомендаций по выбору параметров стабилизатора переменной структуры – коэффициентов усиления k_{φ}^* и $k_{\dot{\varphi}}^*$, а также величины λ , определяющей поверхность скольжения.

Цель работы

Целью настоящей работы является разработка методики параметрического синтеза стабилизатора переменной структуры в условиях постоянно-действующих внешних возмущений. Иными словами, необходимо разработать методику выбора варьируемых параметров системы k_{φ}^* , k_{φ}^* и λ таких, чтобы стабилизатор (1)-(4) доставлял замкнутой системе (1)-(5) необходимую точность стабилизации, оцениваемую значением интегрального функционала

$$J(k_{\varphi}^{*}, k_{\dot{\varphi}}^{*}, \lambda) = M \left\{ \int_{0}^{T} \left[\beta_{1}^{2} \varphi^{2}(t) + \beta_{2}^{2} \dot{\varphi}^{2}(t) \right] dt \right\},$$
 (6)

вычисленного на решениях замкнутой системы (1)-(5). В соотношении (6) приняты обозначения: M, $(j=\overline{1,N})$ — символ математического ожидания по N реализациям случайной функции $M_{ej}(t)$; β_1 и β_2 — весовые коэффициенты, подлежащие выбору.

Результаты исследования

Для решения сформулированной проблемы требуется решить ряд последовательных задач:

- формирование случайной функции $M_{s}(t)$, входящей в правую часть первого уравнения системы (5);
 - отыскание весовых коэффициентов β_1 и β_2 аддитивного функционала (6);
 - минимизация аддитивного функционала (6) по параметрам $k_{\varphi}^*, k_{\dot{\varphi}}^*$ и λ .

В работах [2, 3] рассмотрена задача формирования нормального марковского поля H(x,y), представляющего собой случайную поверхность движения объектов бронетанковой техники. Случайная реализация поля h(x,y) описывается с помощью уравнения Ланжевена

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + 2\beta_x \frac{\partial}{\partial x} + \Omega_x^2\right) \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + 2\beta_y \frac{\partial}{\partial y} + \Omega_y^2\right) h(x, y) = \sigma u(x, y), \qquad (7)$$

где u(x,y) — случайный двумерный гауссовский «белый» шум единичной интенсивности, σ — интенсивность порождающего поля.

Если свойства поля в направлениях осей x и y одинаковы, то $\beta_x = \beta_y = \beta$ и $\Omega_x = \Omega_y = \Omega$. Значения параметров уравнения Ланжевена (7) для различных типов поверхностей движения приведены в таблице 1.

	_		
Тип поверхности движения	$\beta_{,M}^{-1}$	$\Omega_{,\mathcal{M}^{^{-1}}}$	$\sigma_{,\mathrm{M}}$
Асфальтобетон	0.191	0.444	0.012
Мостовая	0.265	0.669	0.024

0.337

1.065

0.105

Грунтовая дорога

Таблица 1. Константы уравнения Ланжевена для различных типов грунтов

В работе [4] приведена математическая модель возмущенного движения подрессоренной части корпуса танка по случайной поверхности H(x,y), позволяющая получить случайные функции времени $z_{\kappa}(t)$, $\dot{z}_{\kappa}(t)$, $\phi_{\kappa}(t)$, $\dot{\phi}_{\kappa}(t)$, $\dot{\vartheta}_{\kappa}(t)$, представляющие собой соответственно вертикальное перемещение и скорость перемещения подрессоренной части корпуса, продольно-угловое перемещение и угловую скорость и поперечно-угловое перемещение и угловую скорость перемещения подрессоренной части корпуса танка.

В работе [5] показано, что случайное внешнее возмущение $M_{\mathfrak{g}}(t)$, действующее на танковую пушку, определяется следующим соотношением

$$M_{\hat{a}}(t) = m_c \operatorname{sign} \left[\dot{\varphi}_{\hat{e}}(t) \cos \alpha(t) + \dot{\vartheta}_{\hat{e}}(t) \sin \alpha(t) \right] + \mu \left[\dot{\varphi}_{\hat{e}}(t) \cos \alpha(t) + \dot{\vartheta}_{\hat{e}}(t) \sin \alpha(t) \right], \tag{8}$$

где m_c — коэффициент «сухого» трения в оси цапф, $\alpha(t)$ — угол поворота башни с пушкой относительно продольной оси подрессоренной части корпуса танка.

Каждой j -ой реализации двумерного «белого» шума $u_j(x,y)$, $(j=\overline{1,N})$, соответствует реализация случайной функции $M_{sj}(t)$, $(j=\overline{1,N})$.

Методика выбора весовых коэффициентов аддитивного функционала (6) изложена в работе [6]. В соответствии с этой методикой коэффициенты β_1 и β_2 вычисляются с помощью соотношений

$$\beta_{1} = \frac{\varphi_{\text{max}}}{J_{1}^{*} \left(\frac{\varphi_{\text{max}}^{2}}{J_{1}^{*}} + \frac{\dot{\varphi}_{\text{max}}^{2}}{J_{2}^{*}}\right)}, \qquad \beta_{2} = \frac{\dot{\varphi}_{\text{max}}}{J_{2}^{*} \left(\frac{\varphi_{\text{max}}^{2}}{J_{1}^{*}} + \frac{\dot{\varphi}_{\text{max}}^{2}}{J_{2}^{*}}\right)}, \qquad (9)$$

где ϕ_{\max} и $\dot{\phi}_{\max}$ — максимально возможное значение угла рассогласования $\phi(t)$ и угловой скорости $\dot{\phi}(t)$, J_1^* и J_2^* — минимальные значения частных функционалов

$$J_{1}^{*}(k_{\varphi}^{*}, k_{\dot{\varphi}}^{*}, \lambda) = \mathbf{M} \left\{ \int_{0}^{T} \varphi^{2}(t) dt \right\}, \quad J_{2}^{*}(k_{\varphi}^{*}, k_{\dot{\varphi}}^{*}, \lambda) = \mathbf{M} \left\{ \int_{0}^{T} \dot{\varphi}^{2}(t) dt \right\}, \tag{10}$$

полученные при минимизации каждого из функционалов (10) в отдельности.

Пусть значения параметров замкнутой системы стабилизации (1)-(5) составляют: $J_{\Pi}=736,9H\cdot M\cdot c^2$; $k_{M}=0,6\cdot 10^{-3}H\cdot M\cdot \Pi a^{-1}$; $k_{\mathcal{A}}=1,238\cdot 10^{7}\,\Pi a$; $T_{K1}=10^{-2}c$; $T_{K2}=0,5\cdot 10^{-2}c$; $c=100H\cdot M$; $k_{e}=10^{3}\,A^{-1}\cdot H\cdot M$; $k_{v}=10^{-2}\,OM^{-1}$; $k_{c}=0,2c$; $m_{c}=10H\cdot M$; $\mu=20H\cdot M\cdot c$.

Зададимся j-ой реализацией двумерного единичного «белого» шума $u_j(x,y)$, $(j=\overline{1,N})$, а также параметрами движения танка — скоростью движения V(t) и угловой скоростью поворота корпуса $\psi(t)$. На основе численного решения уравнения (б) получаем j-ую реализацию случайного внешнего возмущения $M_{ej}(t)$, $(j=\overline{1,N})$. К системе дифференциальных уравнений (5) четвертого порядка добавляем еще два дифференциальных уравнения

$$\dot{J}_1(t) = \varphi^2(t)$$
 $\dot{J}_2(t) = \dot{\varphi}^2(t)$ (11)

Тогда $J_{1j}=J_1(T)\,,\; J_{2j}=J_2(T)\,,\; (j=\overline{1,N})$ и

Мостовая

Грунтовая дорога

$$J_1^*(k_{\varphi}^*, k_{\dot{\varphi}}^*, \lambda) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N J_{1j}, \qquad J_2^*(k_{\varphi}^*, k_{\dot{\varphi}}^*, \lambda) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N J_{2j}.$$
 (12)

0,256

0,345

0,492

0.615

0,752

0.693

Минимизируя частные функционалы (11) по k_{φ}^* , $k_{\dot{\varphi}}^*$ и λ с помощью процедуры minimize вычислительной среды MathCAD, получаем минимальные значения функционалов (12) соответственно J_1^* и J_2^* . Полагая $\varphi_{\max}=0.5$ и $\dot{\varphi}_{\max}=3c^{-1}$, получаем значения весовых коэффициентов, приведенных в таблице 2 для различных поверхностей движения.

 Тип поверхности движения
 J_1^* J_2^* β_1 β_2

 Асфальтобетон
 0,194
 0,154
 0,330
 0,835

0,194

0.195

Таблица 2. Значения весовых коэффициентов функционала (5)

Минимизация аддитивного функционала (6) при полученных значениях весовых коэффициентов осуществляется аналогично минимизации частных функционалов (11). Оптимальные значения параметров стабилизатора переменной структуры для различных поверхностей движения приведены в таблице 3.

Таблица 3. Оптимальные значения параметров стабилизатора

Тип поверхности движения	$k_{m{arphi}}^{*}$	$k_{m{\phi}}^{*}$	λ	J^*
Асфальтобетон	231,58	-35,92	5,540	0,209
Мостовая	198,17	-39,85	5,540	0,226
Грунтовая дорога	152,18	-36,08	5,540	0,240

На рис. приведены процессы в замкнутой системе стабилизации переменной структуры для различных поверхностей движения танка.

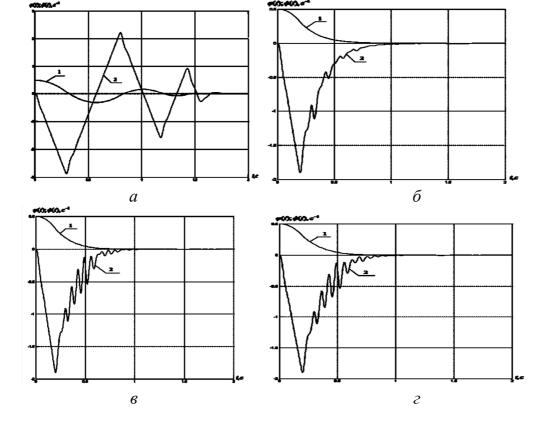


Рис. – Процессы в замкнутой системе стабилизации: a – штатный стабилизатор, асфальтобетон; δ – СПС, асфальтобетон; ϵ – СПС, мостовая; ϵ – СПС, грунтовая дорога (1 - 2 -)

Выводы

Анализ приведенных процессов позволяет сделать следующие выводы:

- 1. Процессы приведения оси канала ствола танковой пушки к направлению на цель характеризуются высоким запасом устойчивости и быстродействием, значительно превышающие аналогичные показатели для серийных стабилизаторов.
- 2. Процессы наведения практически не зависят от типа поверхности движения, что подтверждает выводы работы [7] об инвариантности замкнутых систем с переменной структурой к действию внешних возмущений.

Список литературы: 1. Александров Е.Е., Александрова И.Е., Костяник И.В. Танковая система наведения и стабилизации с переменной структурой // Інтегровані технології та енергозбереження. — 2006. — № 2. С.71-74. 2. Мазманишвили А.С., Александрова Т.Е. Стохастическое моделирование случайных поверхностей движения объектов бронетанковой техники // Системи обробки інформації. — 2012. — № 2(100). — С.63-66. 3. Мазманишвили А.С., Александрова Т.Е. Построение случайных поверхностей движения объектов бронетанковой техники // Системи озброєння і військова техніка. — 2012. — № 1. — С.48-52. 4. Мазманишвили А.С., Александрова Т.Е. К вопросу о моделировании колебаний подрессоренной части объектов бронетанковой техники при криволинейном движении по случайной поверхности // Доповіді П'ятої Всеукраїнської науково-технічної конференції. — Львів: Академія сухопутних військ імені гетьмана Петра Сагайдачного, — 2012. — С.71-74. 5. Александрова Т.Е., Александрова И.Е., Беляев С.Н. Имитационное моделирование внешних возмущений, действующих на танковую пушку // Механіка та машинобудування. — 2011. — №1. С.43-50. 6. Александров. Е.Е., Александрова Т.Е. Выбор оптимизируемого функционала в задачах параметрического синтеза систем стабилизации // Артиллерийское и стрелковое вооружение. — 2004. — №2(11). — С.23-26. 7.

Александров. Е.Е., Александрова Т.Е., Никонов О.Я. Параметрический синтез системы с переменной структурой для наведения и стабилизации танковой пушки // Артиллерийское и стрелковое вооружение. -2008. -№1. -C.49-53.

Надійшла до редколегії 25.02.2013

УДК 519.81:681.51

Параметрический синтез стабилизатора переменной структуры / А. С. Мазманишвили, Т. Е. Александрова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 93-98. — Бібліогр.: 7 назв.

Пропонується рішення задачі вибору параметрів стабілізатора змінної структури для танкової гармати, які забезпечують роботу стабілізатора в ковзному режимі, що призводить до підвищення точності стабілізації вісі каналу стволу відносно напрямку на ціль.

Ключові слова: стабілізатор танкової гармати, система зі змінною структурою, ковзний режим, адитивний функціонал.

Offer a solution to the problem of choosing the parameters of variable structure stabilizer for a tank gun, catering to the stabilizer in the sliding mode, which increases the accuracy of stabilization of the axis of the barrel relative to the direction of the target.

Keywords: stabilizer tank gun, a system with variable structure, sliding mode, additive functional.

УДК 543.421:621.38

- А. В. ВОВНА, канд. техн. наук, доц. ГВУЗ «ДонНТУ», Донецк;
- А. А. ЗОРИ, д-р техн. наук, проф. ГВУЗ «ДонНТУ», Донецк;
- В. Д. КОРЕНЕВ, канд. техн. наук, доц. ГВУЗ «ДонНТУ», Донецк

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ И ТОЧНОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ КОНЦЕНТРАЦИИ МЕТАНА

Предложен способ повышения чувствительности и точности оптического измерителя концентрации метана, который основан на линеаризации его характеристики преобразования с умножением на ее обратную функцию программными методам цифровой обработки результатов измерений, что позволило повысить чувствительность и точность измерителя в 4 раза в диапазоне высоких концентраций метана от 30 до $100^{\circ 6}$ %.

Ключевые слова: измеритель, метан, способ, линеаризация, чувствительность, точность.

Актуальность

Для контроля состава рудничной атмосферы шахт одно из наиболее важных мест занимают измерители концентрации метана. Среди известных методов его контроля, наиболее широкое применение получил термокаталитический метод [1]. Исследования [1, 2] в данной области существенно улучшили метрологические характеристики измерителей. Однако проведенные исследования по влиянию высоких концентраций метана (более 60 об. %) на работу термокаталитических датчиков после их длительной эксплуатации [2] показали, что происходит нарушение работоспособности

стабилизации // Артиллерийское и стрелковое вооружение. — 2004. — №2(11). — С.23-26. **7.** *Александров. Е.Е., Александрова Т.Е., Никонов О.Я.* Параметрический синтез системы с переменной структурой для наведения и стабилизации танковой пушки // Артиллерийское и стрелковое вооружение. — 2008. - №1. - C.49-53.

Надійшла до редколегії 25.02.2013

УДК 519.81:681.51

Параметрический синтез стабилизатора переменной структуры / А. С. Мазманишвили, Т. Е. Александрова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. — № 18 (991). — С. 93-98. — Бібліогр.: 7 назв.

Пропонується рішення задачі вибору параметрів стабілізатора змінної структури для танкової гармати, які забезпечують роботу стабілізатора в ковзному режимі, що призводить до підвищення точності стабілізації вісі каналу стволу відносно напрямку на ціль.

Ключові слова: стабілізатор танкової гармати, система зі змінною структурою, ковзний режим, адитивний функціонал.

Offer a solution to the problem of choosing the parameters of variable structure stabilizer for a tank gun, catering to the stabilizer in the sliding mode, which increases the accuracy of stabilization of the axis of the barrel relative to the direction of the target.

Keywords: stabilizer tank gun, a system with variable structure, sliding mode, additive functional.

УДК 543.421:621.38

- А. В. ВОВНА, канд. техн. наук, доц. ГВУЗ «ДонНТУ», Донецк;
- А. А. ЗОРИ, д-р техн. наук, проф. ГВУЗ «ДонНТУ», Донецк;
- В. Д. КОРЕНЕВ, канд. техн. наук, доц. ГВУЗ «ДонНТУ», Донецк

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ И ТОЧНОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ КОНЦЕНТРАЦИИ МЕТАНА

Предложен способ повышения чувствительности и точности оптического измерителя концентрации метана, который основан на линеаризации его характеристики преобразования с умножением на ее обратную функцию программными методам цифровой обработки результатов измерений, что позволило повысить чувствительность и точность измерителя в 4 раза в диапазоне высоких концентраций метана от 30 до 100 °6.%.

Ключевые слова: измеритель, метан, способ, линеаризация, чувствительность, точность.

Актуальность

Для контроля состава рудничной атмосферы шахт одно из наиболее важных мест занимают измерители концентрации метана. Среди известных методов его контроля, наиболее широкое применение получил термокаталитический метод [1]. Исследования [1, 2] в данной области существенно улучшили метрологические характеристики измерителей. Однако проведенные исследования по влиянию высоких концентраций метана (более 60 об. %) на работу термокаталитических датчи-

© О. В. Вовна, А. А. Зорі, В. Д. Коренєв, 2013

ков после их длительной эксплуатации [2] показали, что происходит нарушение работоспособности и их отказ. Наиболее перспективный, с точки зрения повышения точности и метрологической надежности, является оптический измеритель [3,4]. Поэтому задача разработки опытных образцов измерителей для контроля в реальном масштабе времени высоких концентрации метана с требуемыми показателями чувствительности и точности является актуальной.

Цель работы

Целью работы является повышение чувствительности и точности оптического измерителя концентрации метана путем разработки способа линеаризации характеристики преобразования с умножением на ее обратную функцию программными методам цифровой обработки результатов измерений. Для достижения цели поставлены и решены следующие задачи:

- разработать и исследовать макетный образец оптического измерителя;
- разработать и оценить эффективность способа программной компенсации нелинейности характеристики преобразования.

Результаты исследований

В Государственном высшем учебном заведении «Донецкий национальный технический университет» (г. Донецк, Украина) разработан и создан макетный образец быстродействующего оптико-абсорбционного измерителя концентрации метана. При выполнении лабораторных испытаний макетного образца измерителя, проведенных в лаборатории аэрогазовой защиты угольной шахты им. М.И. Калинина (г. Донецк, Украина), определены характеристики преобразования, которые имеют практически линейный характер в диапазоне измерений концентрации метана от 0 до $2.5^{\circ 6.}$ %. Чувствительность макетного образца измерителя по выходному напряжению составляет порядка $0.25 \, \text{В}/^{\circ 6.}$ % в данном диапазоне измерений, а в диапазоне от 60 до $100^{\circ 6.}$ % – $4.1 \, \text{MB}/^{\circ 6.}$ %.

Для расширения динамического диапазона измерительного контроля концентрации метана до $100^{0.6}$ % авторами рекомендуется аппроксимировать характеристику преобразования уравнением вида:

$$U(CH_4) = \Delta U_0 \cdot (1 - e^{-k \cdot CH_4}), \tag{1}$$

где ΔU_0 – диапазон изменения выходного напряжения измерителя, 5 В;

 CH_4 — измеряемая концентрация метана в диапазоне от 0 до 100 $^{\circ 6.}$ %;

U – измеряемое выходное напряжение измерителя от 0 до 5 В;

k — коэффициент аппроксимации характеристики преобразования, величина которого равна $0.055~(^{\text{oб.}}\%)^{-1}$ в диапазоне от 0 до $100~^{\text{oб.}}\%$;

Повышение чувствительности измерительного контроля концентрации газов за счет линеаризации характеристики преобразования является обратной задачей по восстановлению входного сигнала по известной информации об аппаратной функции измерительного преобразователя ($U\Pi$) [5]. Рассмотрим задачу измерения концентрации метана CH_4 , которая преобразуется $U\Pi$ в сигнал U на его выходе (см. рис.1). При измерительном контроле интерес представляет не выходной сигнал напряжения или тока $U\Pi$, а концентрация метана CH_4 . Поэтому задачей обработки результатов является определение значений CH_4 по выходному сигналу U и оператору W, который описывает характеристику преобразования $U\Pi$, что является решением задачи коррекции его аппаратной функции. Проще всего такая задача

решается реализацией оператора W^{-1} , который является обратным оператору W, с использованием корректирующего звена (K3) в программном виде с обработкой сигнала U.

Выходное напряжение $И\Pi$ поступает на аналого-цифровой преобразователь, который преобразовывает сигнал напряжения в его двоично-десятичный эквивалент. Полученная информация об изменении концентрации метана поступает в вычислительный блок контроллера, где и реализован математический аппарат K3. Применения аналоговых вычислительных устройств на операционных усилителях нецелесообразно из-за существенной величины погрешности, вносимой в результаты вычислений.

Решение обратной задачи при измерении концентрации метана может быть выполнено, если K3 имеет обратную функцию преобразования по отношению к $И\Pi(1)$ следующего вида:

$$U_{\text{\tiny JUH}}(CH_4) = \frac{1}{k_0} \cdot \frac{1}{k} \cdot \ln \frac{\Delta U_0}{\Delta U_0 - U(CH_4)}, \tag{2}$$

где $U_{\text{лин}}$ — диапазон изменения выходного напряжения K3 после линеаризации характеристики преобразования $U\Pi$;

 k_0 — масштабный коэффициент характеристики преобразования, величина которого равна $0.05~(\mathrm{B})^{-1}$ в диапазоне от 0 до $100^{-0.0}$ %.

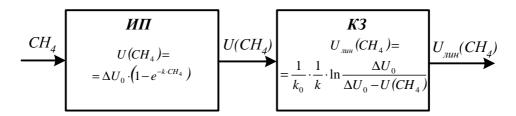


Рис. 1 – Структура оптического измерителя концентрации метана с коррекцией нелинейности характеристики преобразования *ИП*

При проведении лабораторных испытаний разработанного макетного образца было установлено максимальное амплитудное значение шумовой составляющей выходного напряжения $U\Pi$, величина которого не превышала ± 10 мВ. Данная составляющая погрешности имеет аддитивный характер во всем диапазоне изменения выходного напряжения $U\Pi$, с учетом этого изменение выходных напряжений $U\Pi$ (1) и K3 (2) приведено на рис. 2.

Из анализа функциональных зависимостей характеристик преобразования (см. рис. 2) видно, что в диапазоне измерений концентрации метана от 0 до 30 $^{\circ 6}$.% чувствительность выходного напряжения $U\Pi$ к изменению концентрации метана (S, B/ $^{\circ 6}$.%) максимальна и диапазон ее изменения составляет от 0,275 до 0,050 B/ $^{\circ 6}$.%. При увеличении же концентрации метана до 100 $^{\circ 6}$.% чувствительность выходного напряжения $U\Pi$ снижается до (30-2) мВ/ $^{\circ 6}$.%. Чувствительность выходного напряжения K3 после линеаризации характеристики преобразования к изменению концентрации метана в диапазоне от 0 до 100 $^{\circ 6}$.% остается практически постоянной и составляет 50 мВ/ $^{\circ 6}$.% (см. рис. 3).

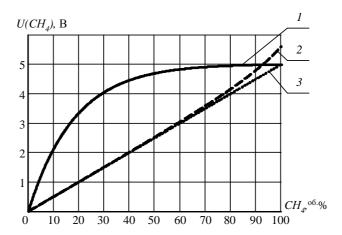


Рис. 2 – Изменение выходных напряжений: $1 - U\Pi U(CH_4)$ при $U_u = 10$ мВ $2 - K3 U_{\text{лин}}(CH_4)$ при $U_u = 10$ мВ; $3 - K3 U_{\text{лин}}(CH_4)$ при $U_u = 0$ мВ от CH_4

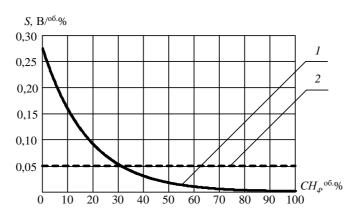


Рис. 3 — Чувствительность выходного напряжения: $1 - U\Pi$; 2 - K3 при изменении концентрации метана в диапазоне от 0 до 100 °6.%

Отношение сигнал/шум выходного напряжения $U\Pi$ также следует рассматривать в двух диапазонах измерений концентрации метана: от 0 до 30 $^{\circ 6}$ -% и от 30 до 100 $^{\circ 6}$ -%. Изменение выходного напряжения от концентрации метана $U\Pi$ в первом диапазоне составляет от 0 до 4 В, что намного превышает уровень шума $U\Pi$ (U_{uv} = 10 мВ), а во втором диапазоне измерений изменение напряжения составляет от 4 до 5 В и относительное его изменение при измерении концентрации метана на 1 $^{\circ 6}$ -% становится соизмеримым с шумом $U\Pi$. Поэтому во втором диапазоне измерений концентрации метана отношение сигнал/шум выходного напряжения необходимо нормировать на уровне $U(CH_4$ =30 $^{\circ 6}$ -%)=4,05 В по предложенному соотношению:

$$h(CH_4, U_{u}) = \frac{U(CH_4, U_{u}) - U(CH_4 = 30^{-06.\%}, U_{u})}{U_{u}},$$
(3)

где h — отношение сигнал/шум выходного напряжения $U\Pi$;

 $U_{_{uu}}$ — амплитудное значение шума выходного напряжения $U\Pi$, величина которого составляет 10 мВ.

Отношение сигнал/шум выходного напряжения КЗ после линеаризации характеристики преобразования можно оценить по соотношению:

$$h_{\text{\tiny JUH}}(CH_4, U_{\text{\tiny M}}) = \frac{U_{\text{\tiny JUH}}(CH_4, U_{\text{\tiny M}} = 0 \text{ B})}{U_{\text{\tiny JUH}}(CH_4, U_{\text{\tiny M}}) - U_{\text{\tiny JUH}}(CH_4, U_{\text{\tiny M}} = 0 \text{ B})},$$
(4)

где $h_{\text{лин}}$ — отношение сигнал/шум выходного напряжения K3 после линеаризации характеристики преобразования $U\Pi$.

Отношение сигнал/шум выходных напряжений $U\Pi$ и K3 до и после линеаризации приведено на рис. 4.

Для оценки эффективности разработанного способа линеаризации характеристики преобразования *ИП* с точки зрения повышения чувствительности и точности измерителя, авторами предложен следующий критерий, который учитывает отношение сигнал/шум выходных напряжений измерителя (3, 4) и его чувствительности от изменения концентрации метана, и может быть рассчитан по следующему соотношению:

$$k(CH_4, U_{u}) = \frac{h_{nun}(CH_4, U_{u}) \cdot S_{nun}(CH_4, U_{u})}{h(CH_4, U_{u}) \cdot S(CH_4, U_{u})},$$
(5)

где k — отношение произведений сигнал/шум выходного напряжения K3 (4) на ее чувствительность после линеаризации к произведению сигнал/шум выходного напряжения $U\Pi$ (3) на чувствительность до линеаризации.

Зависимость изменений (5) от концентрации метана в двух диапазонах: от 0 до 30 $^{\text{об.}}$ % и от 30 до 100 $^{\text{об.}}$ % приведен на рис. 5. Для сопоставления полученных результатов и совмещения масштабов на рис. 5 в диапазоне изменений концентраций метана от 0 до 30 $^{\text{об.}}$ % $k(CH_4, U_w)$ приведен в минус первой степени.

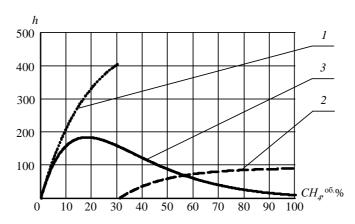


Рис. 4 — Изменение отношения сигнал/шум выходных напряжений: $1-И\Pi$ в диапазоне изменения концентрации метана от 0 до 30 °6.%; $2-И\Pi$ CH_4 от 30 до 100 °6.%; 3-K3 CH_4 от 0 до 100 °6.%

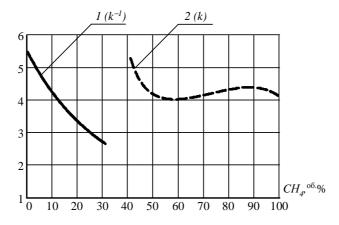


Рис. 5 – Изменение $k(CH_4, U_u)$ от изменения концентрации метана в двух диапазонах: I – от 0 до 30 $^{\circ 6}$ -%, причем k^{-1} ; 2 – от 30 до 100 $^{\circ 6}$ -%

Из анализа полученных результатов (см. рис. 5) следует, что при использование разработанного способа в диапазоне измерений концентрации метана от 0 до $30^{\circ 6.}$ % снижается чувствительность и точность практически в (5,5-2,5) раза в зависимости от измененяемой концентрации. В диапазоне же от 30 до $100^{\circ 6.}$ % получено повышение чувствительности и точности в (4-5) раза при использовании разработанного способа программной линеаризации.

Выводы Разработан и исследован макетный образец оптического измерителя концентрации метана. При лабораторных испытаний получена чувствительность выходного напряжения к изменению концентрации метана, величина которой составляет 0,25 В/об. % в диапазоне от 0 до 2,5 об. %,. Абсолютная аддитивная погрешность измерений концентрации метана в этом диапазоне составляет не более ±0,02 об. %, что на порядок меньше требуемой величины. Предложен способ повышения чувствительности и точности оптического измерителя высоких концентрации метана, который основан на линеаризации его характеристики преобразования с умножением на ее обратную функцию программными методам цифровой обработки результатов измерений, что позволило повысить чувствительность и точность измерителя в 4 раза в диапазоне высоких концентраций от 30 до 100 об. %.

Список литературы: 1. *Медведев В. Н.* Повышение достоверности информации при многокомпонентном контроле шахтной атмосферы / *В. Н. Медведев, Беляева Е. В., Скляров А. Л. [и др.]* // Сборник научных трудов «Способы и средства создания безопасных и здоровых условий труда в угольных шахтах». − 2006. − № 18. − С. 21–129. 2. *Голинько В. И.* Исследование работоспособности термокаталитических датчиков метана после их длительной эксплуатации / *В. И. Голинько, А. В. Белоножко* // Науковий вісник НГУ. − 2006. − №10. − С. 72-75. 3. Методы и средства аналитического измерения концентрации газовых компонент и пыли в рудничной атмосфере угольных шахт / *А. В. Вовна [и др.]*. − Донецк: ГВУЗ «ДонНТУ», 2012. − 260 с.4. Пат. 96662 С2. Україна, МПК G 01 N 21/000. Пристрій для вимірювання концентрації газів / *О. В. Вовна, А. А. Зорі, В. Д. Коренєв, О. Г. Ликов; М. Г. Хламов*; Державний вищий навчальний заклад «Донецькій національний технічний університет» (Україна). − № а201004144; заявл. 09.04.2010; опубл. Бюл. № 22 від 25.11.2011.

Надійшла до редколегії 28.02.2013

УДК 543.421:621.38

Способ повышения чувствительности и точности оптического измерителя концентрации метана / А. В. Вовна, А. А. Зори, В. Д. Коренев // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 98-103. — Бібліогр.: 4 назв.

Запропонований спосіб підвищення чутливості та точності оптичного вимірювача концентрації метану, який заснований на лінеаризації його характеристики перетворення з помноженням на її зворотну функцію програмними методам цифрової обробки результатів вимірювань, що дозволило підвищити чутливість і точність вимірювача в 4 рази в діапазоні високих концентрації від 30 до 100 ^{об.}%.

Ключові слова: вимірювач, метан, спосіб, лінеаризація, чутливість, точність.

The method for optical methane measurer sensitivity and accuracy increasing was provided which is based on the conversion characteristics linearization with multiplication on its inverse function by digital techniques software measurement of results, thus improving the sensitivity and accuracy of the measurer in 4 times in the high methane concentrations from 30 to 100 $^{\text{vol.}}\%$.

Keywords: measurer, methane, method, linearization, sensitivity, accuracy.

- А. С. СИДОРЕНКО, магистрант ДонГТУ, Алчевск;
- А. Ф. БОНДАРЕНКО, канд. техн. наук, доц. ДонГТУ, Алчевск

УМЕНЬШЕНИЕ ВРЕМЕНИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В работе предлагается принцип построения и алгоритм функционирования структуры, осуществляющей операцию аналого-цифрового преобразования, на основе параллельного соединения АЦП. Реализация предлагаемого решения не требует использования дорогостоящих быстродействующих АЦП и позволяет сократить задержку между моментом выборки и получением данных на выходе преобразователя по сравнению с АЦП конвейерного типа.

Ключевые слова: аналого-цифровой преобразователь, разрядность, быстродействие, время преобразования, параллельное соединение.

Введение

В настоящее время электронные управляющие и информационные системы в большинстве случаев являются цифровыми. Это позволяет осуществить централизованное управление объектами автоматизации, облегчить настройку регуляторов, а также реализовать адаптивные алгоритмы управления объектами. Обязательными составляющими таких систем являются аналогово-цифровые (АЦП) и цифрованалоговые преобразователи (ЦАП), которые обеспечивают ввод информации с датчиков и её вывод на исполнительные механизмы. Точность обработки сигналов в цифровых системах в наибольшей степени определяется их разрядностью и быстродействием [1].

Анализ существующих решений

На данный момент на рынке присутствуют различные типы АЦП, области применения которых можно разделить по категориям [2]:

- сбор данных;
- точные измерения промышленных параметров;
- обработка аудиоданных;
- высокоскоростная обработка данных (частота преобразования выше 5 М Γ ц). Наглядное представление о возможностях современных АЦ Π дает рис. 1 [3].

Наиболее широко выпускаются промышленностью быстродействующие АЦП с конвейерной архитектурой. Данная архитектура получила распространение ввиду высокой производительности, приемлемой разрядности (8-16 бит), относительно невысокой стоимости [4].

АЦП конвейерного типа состоят из каскадов, обрабатывающих входной сигнал последовательно, за несколько тактов сигнала выборки (рис. 2) [5]. Как правило, каждый каскад содержит усилитель, однобитный ЦАП и компаратор. Входной сигнал поступает на первый компаратор, при его срабатывании однобитный сигнал ЦАП вычитается из входного сигнала, усиливается в 2 раза и в виде разностного сигнала поступает на следующий каскад.

Таким образом, каждый каскад осуществляет одноразрядное аналогоцифровое преобразование. Совокупность сигналов с выходов всех компараторов

представляет результат преобразования. Время преобразования в наибольшей степени определяется временем прохождения сигнала через все каскады, что является существенным недостатком конвейерных АЦП.

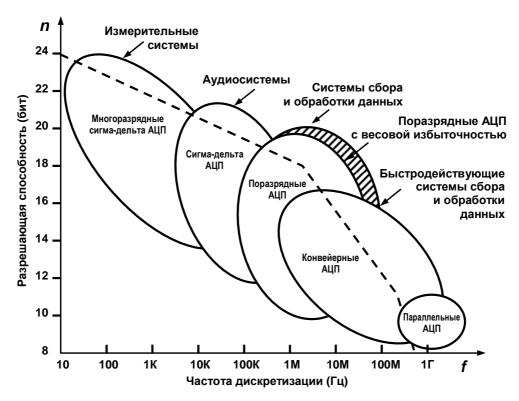


Рис. 1 – Возможности современных АЦП [3]

Существующая проблема и цель работы

При всех достоинствах АЦП конвейерного типа большое время преобразования накладывает ограничение на их использование в замкнутых системах управления объектами автоматизации, так как вносимое ими запаздывание может существенно снизить запас устойчивости системы [1].

Целью данной работы является разработка структуры, осуществляющей операцию аналого-цифрового преобразования с быстродействием, соизмеримым или выше, чем у АЦП конвейерного типа, но с меньшим временем преобразования.

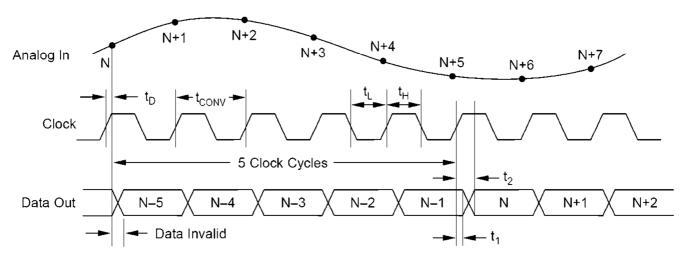


Рис. 2 – Временные диаграммы работы конвейерного АЦП ADS930 [6] **Материалы исследований**

Для достижения указанной цели предлагается использовать параллельное включение нескольких АЦП (рис. 3) с принципом управления, описанным ниже.

Импульсы от тактового генератора ТГ поступают на блок управления БУ, который формирует импульсы тактирования АЦП с частотой

$$F_T = \frac{F_{\mathcal{I}}}{N},\tag{1}$$

где N – количество включенных параллельно АЦП;

 $F_{\rm 9}$ – эквивалентная частота выборки.

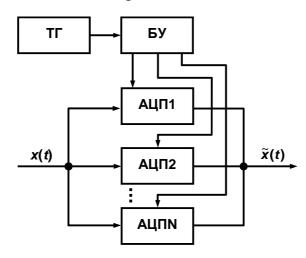


Рис. 3 – Структурная схема параллельного включения АЦП

Импульсы тактирования АЦП сдвинуты друг относительно друга на период $1/F_{\Im}$. При этом каждый АЦП начинает преобразование с задержкой на один период тактового сигнала генератора. Время преобразования определяется временем преобразования одного АЦП. Благодаря такому принципу тактирования АЦП данные на выходе схемы будут следовать с частотой F_{\Im} , превышающей частоту выборки F_T каждого отдельного АЦП в количество раз, равное количеству преобразователей N. Процесс преобразования иллюстрируют временные диаграммы на рис. 4.

Рассмотрим подробнее работу схемы с помощью временных диаграмм на рис. 4. Предположим, в первый момент времени приходит тактовый импульс, запускающий преобразование в первом АЦП, происходит выборка сигнала в точке 1. Процесс преобразования занимает время $T_{\rm np1}$. Фронт второго тактового сигнала запускает преобразование во втором АЦП (точка 2), третьего – в третьем АЦП (точка 3). К данному моменту времени преобразование в первом АЦП будет завершено, и данные можно считывать. После прихода четвертого тактового импульса происходит новая выборка первым АЦП (точка 4) и начинается новый цикл преобразования, одновременно с этим будет окончено преобразование во втором АЦП. Далее процессы в структуре повторяются. Таким образом, на выходе схемы будут формироваться данные с задержкой в 3 периода тактового сигнала. Однако выборка будет осуществляться с частотой в три раза выше частоты выборки одного АЦП.

Для реализации схемы на рис. 3 можно применить АЦП любого типа с минимальной задержкой получения выходных данных в пределах одного тактового импульса или эквивалентного импульса управления, запускающего процесс пре-

образования.

Предлагаемый принцип построения схемы преобразования и управления ею позволяет получить эквивалентную частоту выборки сигнала F_{\ni} , равную произведению частоты выборки одного АЦП F_{T} на их количество N, при этом время преобразования составит N тактовых импульсов эквивалентной частоты. Поскольку АЦП конвейерного типа содержат обычно 5-8 преобразовательных каскадов, применение предлагаемого решения при одинаковых частотах выборки будет целесообразно в случае, когда количество параллельно включенных АЦП меньше этого значения.

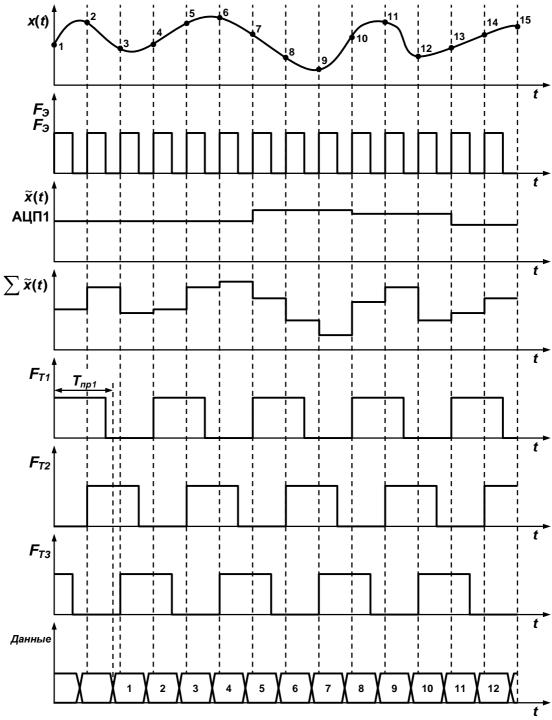


Рис. 4 – Временные диаграммы, иллюстрирующие процесс преобразования Так, например, применяя АЦП конвейерного типа с частотой дискретизации 50 МГц, временем преобразования в 5 тактов, получаем задержку 100 нс. При соединении трех АЦП последовательного приближения с частотой дискретизации

15 МГц, получаем эквивалентную частоту выборки 45 МГц, задержку преобразования 66,7 нс.

Выводы

Таким образом, предлагаемое решение позволяет создавать структуры, выполняющие аналогово-цифровое преобразование, быстродействие которых соизмеримо или выше, чем у АЦП конвейерного типа, а время преобразования меньше, чем у последних. Использование таких структур в замкнутых системах управления объектами автоматизации позволит повысить запас устойчивости и другие показатели качества регулирования.

Список литературы: 1. Васильев К. К. Теория автоматического управления (следящие системы): Учебное пособие. – 2-е изд. – Ульяновск, 2001. – 98 с. 2. Кестер У. Какая архитектура АЦП подходит для вашей задачи? / Уолт Кестер // Современная электроника. – 2008. – № 3. – С. 14-21. 3. Решетнік О. О. Високопродуктивні АЦП із змінними тривалостями тактів порозрядного наближення з ваговою надлишковістю: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.13.05 / Олександр Олександрович Решетнік. – Вінниця, 2011. – 19 с. 4. Староверов К. Аналого-цифровые преобразователи для промышленных применений / Константин Староверов // Новости электроники. – 2009. – № 7. – С. 17-20. 5. Кезте W. The Data Conversion Handbook. – London: Elsevier/Newnes. – 2005. – 976 р. 6. ADS930 8-Bit, 30MHz Sampling Analog-To-Digital Converter [Електронний ресурс] / Режим доступу: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads930.pdf.

Надійшла до редколегії 17.03.2013

УДК 621.3.087.92

Уменьшение времени аналого-цифрового преобразования / А. С. Сидоренко, А. Ф. Бондаренко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 104-108. — Бібліогр.: 6 назв.

В роботі пропонується принцип побудови і алгоритм функціонування структури, що здійснює операцію аналого-цифрового перетворення, на основі паралельного з'єднання АЦП. Реалізація запропонованого рішення не потребує використання дорогих швидкодіючих АЦП і дозволяє скоротити затримку між моментом вибірки та отриманням даних на виході перетворювача в порівнянні з АЦП конвеєрного типу.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, розрядність, швидкодія, час перетворення, паралельне з'єднання.

Construction principle and operation algorithm of structure implementing analog-to-digital conversion based on ADC's parallel connection are proposed in the paper. The applying of the proposed solution does not require the use of expensive fast operating ADC's and provides reduction of delay between sampling and data acquisition at the converter output comparing to pipeline ADC.

Keywords: analog-to-digital converter, bit rate, fast operation, conversion time, parallel connection.

М. А. ШИШКИН, канд. техн. наук, доц., НТУ «ХПИ»; *А. А. БУЛГАКОВ*, д-р физ.-мат. наук, проф., ИРЭ НАНУ, Харьков; *С. Ю. КОСТЕНКО*, студент, НТУ «ХПИ»

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СЛОИСТО-ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ ПРИ ТЕРАГЕРЦОВОЙ ДИАГНОСТИКЕ

Представлены теоретические данные о терагерцовом излучении и его использовании. Кратко описана история создания генераторов ТГц волн, сложности при их производстве. Приведены результаты теоретических расчётов и полученные формулы для расчёта отражения ТГц волн.

Ключевые слова: терагерцовое излучение, спектрометрия, слоисто-периодические структуры, балансный детектор, болометр.

Терагерцовым (субмиллиметровым) излучением называется электромагнитное излучение в интервале частот 0,3 до 10 ТГц, то есть $0.3 \cdot 10^{12} - 10 \cdot 10^{12}$ Гц (длина волны 1 мм - 30 мкм). Этот частотный интервал занимает часть электромагнитного спектра между инфракрасным (ИК) и микроволновым диапазонами, поэтому его также часто называют дальним ИК или субмиллиметровым диапазоном. До нынешнего времени терагерцовый диапазон остаётся малоизученым по сравнению с соседними – ИК и микроволновым. Разработанные во второй половине XX века источники когерентного ИК-излучения (лазеры) и микроволнового излучения (электронные приборы) плохо подходят для генерации излучения в промежуточном терагерцовом диапазоне; в случае лазеров, это связано с тепловым размытием лазерных уровней, а в случае электронных приборов – с конечным временем пролёта электронов. Поэтому терагерцовый участок электромагнитного спектра назвали «терагерцовым провалом». До сегодняшнего времени в мире прикладываются значительные усилия, чтобы заполнить этот провал.

На рис. 1, показаны нижняя частотная граница лазерных методов генерации излучения и верхняя частотная граница работы электронных устройств. [1] Однако эффективность лазерных и электронных приборов, достигающих (с противоположных сторон) высоких частот в центре терагерцового провала, остается невысокой.



Рис. 1 – Спектр электромагнитных волн и терагерцовый «провал»

Проблема создания эффективных терагерцовых источников связана с тем, что в терагерцовом диапазоне сложно использовать хорошо разработанные методы генерации излучений соседних оптического и микроволнового диапазонов. Опти-

© М. А. Шишкин, А. А. Булгаков, С. Ю. Костенко, 2013

ческие генераторы когерентного излучения (лазеры) основаны на вынужденных переходах электронов между уровнями. Из-за того, что квант терагерцового излучения невелик (эквивалентная температура излучения частотой 1 ТГц составляет всего 47,6 К), тепловая релаксация лазерных уровней при комнатной температуре приводит к выравниванию населенностей и быстрому уничтожению инверсии. Поэтому, например, квантово-каскадные лазеры, которые являются одними из перспективных источников, на сегодняшний день могут генерировать на терагерцовых частотах только в условиях криогенного охлаждения.

В микроволновом и СВЧ диапазонах, расположенных с другой стороны терагерцового провала, генерация электромагнитного излучения связано с транспортом (движением) носителей заряда. Верхняя граница частоты излучения определяется характерным временем пролёта носителя в приборе. То есть, если нужно получить осцилляции носителей на терагерцовых частотах, нужно приложить достаточно сильное электрическое поле к малой области пространства, что и вызывает технические трудности. Мощными источниками терагерцового излучения, основанными на переносе носителей заряда, являются синхротроны и лазеры на свободных электронах, но их дороговизна и размеры препятствуют их широкому использования, даже для чисто научных исследований.

До конца 20-го века лазеры для дальней ИК области были громоздкими и малоэффективными, поэтому потребовалась разработка новой схемы генерации. Создание в 80-х годах прошлого столетия мощных импульсных лазеров, в частности, фемтосекундного, то есть генерирующего импульсы длительностью около 100 фс (1 фс = 10^{-15} с), открыло пути для создания компактных источников терагерцового излучения, основанных на взаимодействии лазерного излучения с веществом. Выяснилось [2], что терагерцовое излучение можно получить за счёт нелинейного преобразования высокоинтенсивного лазерного излучения в кристаллах (генерация разностной частоты), а также за счёт некоторых линейных эффектов, таких как индуцированная лазерным импульсом генерация носителей в полупроводниках. Впервые т. н. квантово-каскадный принцип генерации ТГц лазера был реализован в 1994 г.

Одной из перспективных областей исследования, связанных с терагерцовыми волнами, является использование слоисто-периодических диэлектрических материалов. Данные структуры при облучении ТГц волнами ведут себя специфичным образом. В зависимости от толщины слоёв и диэлектрической проницаемости используемых материалов, возможно получать характеристические кривые, позволяющие характеризовать саму структуру и определять её параметры. В связи с этим, представляет интерес применение данных структур в диагностике состояний биологических материалов.

В работе исследовались многослойные периодические структуры, которые состояли из двух слоёв с различной диэлектрической проницаемостью ε_1 и ε_2 , которые периодические повторяются. Толщины слоёв d_1 и d_2 соответственно. После нескольких периодов диэлектрических слоёв находится биологический материал с диэлектрической проницаемостью ε_L и толщиной слоя d_L . Считаем, что объекты исследования находятся в плоскости xz и при этом однородны по направлению

оси 0у. Рассматривался случай для немагнитной среды. Исследуемая структура изображена на рис. 2.

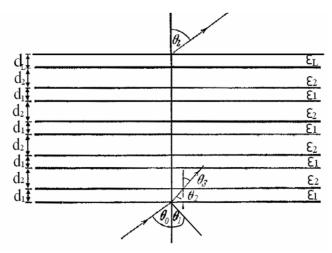


Рис. 2 – Схематическое изображение исследуемой многослойной структуры

Изначально рассматривалось прохождение и отражение волн в случае однородного диэлектрического слоя. После получения необходимых формул, с помощью теоремы Абеле, были получены уравнения для многослойной диэлектрической структуры [3]. Затем уравнения были модифицированы с учетом наличия слоя биологического материала и получена характеристическая матрица данной системы в целом. Было получено дисперсионное уравнение для ТМ-колебаний:

$$\begin{split} &\cos\overline{k}^{\scriptscriptstyle TM}d = (\cos k_{z1}d_1\cos k_{z2}d_2 - \frac{1}{2}\bigg(\frac{\varepsilon_2k_{z1}}{\varepsilon_1k_{z2}} + \frac{\varepsilon_1k_{z2}}{\varepsilon_2k_{z1}}\bigg)\sin k_{z1}d_1\sin k_{z2}d_2\bigg) \cdot U_{\scriptscriptstyle N-1}\cos k_{zL}d_L \\ &-\frac{i\omega\varepsilon_1}{k_{z2}c}\cos k_{z1}d_1\sin k_{z2}d_2U_{\scriptscriptstyle N}\frac{ik_{zL}c}{\omega}\sin k_{zL}d_L - \frac{ik_{z2}c}{\omega\varepsilon_2}\cos k_{z1}d_1\sin k_{z2}d_2U_{\scriptscriptstyle N}\bigg(-\frac{i\omega}{k_{zL}c}\sin k_{zL}d_L\bigg) \\ &-\frac{i\omega\varepsilon_2}{k_{z1}c}\sin k_{z1}d_1\cos k_{z2}d_2U_{\scriptscriptstyle N}\frac{ik_{zL}c}{\omega}\sin k_{zL}d_L - \frac{ik_{z1}c}{\omega\varepsilon_1}\sin k_{z1}d_1\cos k_{z2}d_2U_{\scriptscriptstyle N}\bigg(-\frac{i\omega}{k_{zL}c}\sin k_{zL}d_L\bigg) \end{split}$$

где
$$U_N = \frac{\sin(N\cos\overline{k}d)}{\sin(\cos\overline{k}d)};$$

$$U_{N-1} = \frac{\sin(N\cos\overline{k}d) - \sin((N-1)\cos\overline{k}d)}{\sin(\cos\overline{k}d)}.$$

При рассмотрении полученных уравнений были определены зависимости прохождения и непрохождения электромагнитных волн в зависимости от угла падения, количества слоёв и состояния биологической структуры. Поведение волны представляется в виде зонной структуры, которая имеет разрешённые и запрещённые зоны. При параметрах, соответствующих запрещённой зоне, электромагнитная волна не может проникать вглубь структуры, что даёт нам возможность определять состояние биологического материала по результатам поведения волны.

Используя полученные уравнения, была разработана компьютерная программа, которая позволяет моделировать поведение терагерцовой электромагнитной волны в зависимости от следующих параметров: диэлектрические проницаемости слоёв, их толщины, количество периодов. Для всех основных биологических структур (ткани, органы) существуют градуировочные таблицы с величинами диэлектрических проницаемостей при различных частотах волн. Используя эти данные в программе, можно получить график, с поведением волны в данном структуре, при её нормальной работе. В случае же отклонений или нарушений в работе, мы будем получать иные графики. На рис. 3 представлен результат работы программы. Слева, на рис. 3, a, представлен теоретический график для биологического материала здоровой печени; справа, на рис. 3, a, представлен график для печени с опухолью. По оси a0 отложена функция формулы (1.1). Графики выполнены в едином масштабе. Наиболее характерно отличающиеся пики выделены на рис. 3, a0, прямоугольниками.

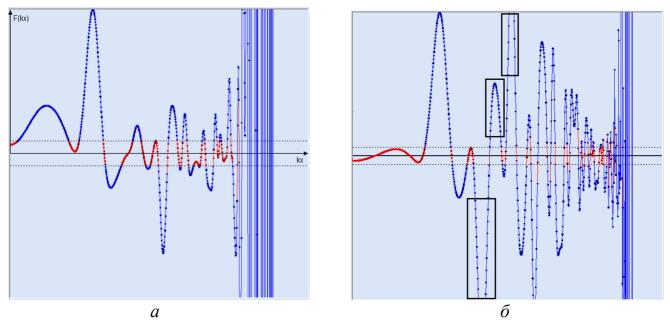


Рис. 3 — Теоретические характеристические кривые для: a — здоровой печени: δ — печени с опухолью

Вышеописанный принцип диагностики состояния биологических объектов возможно применить, исползуя терагерцовый спектрометр, предложенный в [4]. Его функциональная схема представлена на рис. 4. Лазерный пучок фемтосекундного (фс) лазера с помощью светоделительного клина К разделяют на два пучка: пучок накачки и зондирующий (пробный) пучок. Более мощный пучок накачки используется для генерации терагерцового импульса в кристалле генератора Г, а зондирующий пучок – для детектирования в кристалле детектора Д. Для эффективного детектирования терагерцового пучка его также необходимо сконцентрировать в малой области пространства (с размерами порядка длины волны), поэтому аналогичное зеркало может использоваться в плече детектора. Исследуемые образцы помещают в терагерцовый пучок между параболическими зеркалами.

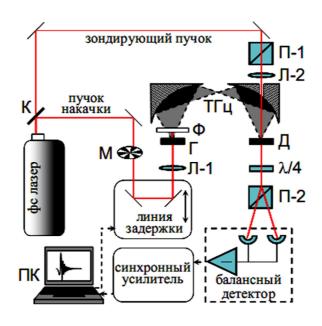


Рис. 4 – Функциональная схема терагерцового спектрометра

Использование слоистых структур позволяет диагностировать различные отклонения или опухоли. Одно из главных отличий, по сравнению с уже известными методами, это возможность использования для проведения анализов кожного покрова без нарушения его целостности. В дальнейшем стоит стремится к увеличению эффективности данной системы. Также нужно искать иные пути детектирования ТГц излучения, менее критичные к температуре окружающей среды, что, возможно, приведёт к общему удешевлению производства данных приборов.

Заключение

Были получены физические выражения для периодически-слоистых структур с учётом слоя биологического материала. Разработана компьютерная программа для моделирования поведения электромагнитных волн на основе полученных выражений, и показано, на примере биологического материала печени, наличие на диаграммах характерных зон, чем подтверждена возможность диагностики биологических объектов.

Список литературы: 1. Zhang, X.-C. Introduction to THz Wave Photonics / X.-C. Zhang, Jingzhou Xu. – Springer, 2010. – 248 p. 2. Far-infrared step-tunable coherent radiation source: 70 μm to 2 mm / B. Lax, R. L. Aggarwal, and G. Favrot // Appl. Phys. Lett. – American Institute of Physics, 1973. – V. 23. – P. 679-681. 3. Басс Ф.Г. Высокочастотные свойства полупроводников со сверхрешетками / Ф.Г. Басс, А.А. Булгаков, А.П. Тетервов – М: Наука, 1989. – 288 с. 4. Царев М.В. Генерация и регистрация терагерцового излучения ультракороткими лазерными импульсами: [учеб. пособие] / М.В. Царев. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2011. – 75 с.

Надійшла до редколегії 18.03.2013

УДК 615.8

Использование слоисто-периодических структур для исследования биологических материалов при терагерцовой диагностике / М. А. Шишкин, А. А. Булгаков, С. Ю. Костенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. - N 18 (991). — С. 109-114. — Бібліогр.: 4 назв.

Представлені теоретичні дані про терагерцове випромінювання і його використання. Коротко описана історія створення генераторів ТГц хвиль, складності при їх виробництві. Наведено результати теоретичних розрахунків і отримані формули для розрахунку відбиття ТГц хвиль.

Ключові слова: терагерцове випромінювання, спектрометрія, шарувато-періодичні структури, балансний детектор, болометр.

The theoretical data on the terahertz radiation and its use is presented. Summarized history of the THz wave generators, difficulties in their production is described. The results of theoretical calculations and the resulting formulas for the calculation of reflection THz waves are reported.

Keywords: terahertz radiation spectrometry, layered periodic structures, balanced detector, bolometer.

УДК 004.358:615.837

О. Г. АВРУНИН, д-р. техн. наук, доцент, ХНУРЭ, Харьков; *Я. В. НОСОВА*, студент, ХНУРЭ, Харьков

СИСТЕМА ВИРТУАЛЬНОЙ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ДИАГНОСТИКИ ДЛЯ ПОДГОТОВКИ БИОМЕДИНЖЕНЕРОВ

В работе рассматривается проблема разработки системы виртуальной ультразвуковой диагностики для подготовки биомединженеров. Важной составляющей такого продукта является фантомный объект, который имитирует реального пациента. В качестве фантомного объекта предлагается использовать искусственно созданное изображение органов пациента в норме и с типичными патологическими состояниями.

Ключевые слова: ультразвук, тренажер, биомединженер, спекл-шум, фантомный объект

Введение

При подготовке биомединженеров существует проблема доступа к реальному диагностическому оборудованию, что объясняется его высокой стоимостью и загруженностью в клиниках и диагностических центрах. Одним из наиболее перспективных направлений медицинской интроскопии является ультразвуковой метод диагностики, так как он обладает высокой диагностической информативностью и безвредностью обследований для пациента и врача. Важной составляющей такого продукта является фантомный объект, который должен быть максимально приближен к реальной биомедицинской информации, получаемой в клинической практике. В работе предлагается в качестве фантомного объекта использовать искусственно созданные изображения органов пациента в норме и патологии. Для обучения медиков проведению УЗ-диагностики созданы фантомы из тканеэквивалентных материалов, но при проведении тренировочного исследования применяется реальный УЗ-сканер. Таким образом, существует риск выхода из строя дорогостоящего аппарата при его неправильной эксплуатации. Также существует проблема морального устаревания медицинской аппаратуры.

Анализ последних исследований и литературы

В последние годы обучение на тренажерах приобрело широкое применение

Представлені теоретичні дані про терагерцове випромінювання і його використання. Коротко описана історія створення генераторів ТГц хвиль, складності при їх виробництві. Наведено результати теоретичних розрахунків і отримані формули для розрахунку відбиття ТГц хвиль.

Ключові слова: терагерцове випромінювання, спектрометрія, шарувато-періодичні структури, балансний детектор, болометр.

The theoretical data on the terahertz radiation and its use is presented. Summarized history of the THz wave generators, difficulties in their production is described. The results of theoretical calculations and the resulting formulas for the calculation of reflection THz waves are reported.

Keywords: terahertz radiation spectrometry, layered periodic structures, balanced detector, bolometer.

УДК 004.358:615.837

О. Г. АВРУНИН, д-р. техн. наук, доцент, ХНУРЭ, Харьков; *Я. В. НОСОВА*, студент, ХНУРЭ, Харьков

СИСТЕМА ВИРТУАЛЬНОЙ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ДИАГНОСТИКИ ДЛЯ ПОДГОТОВКИ БИОМЕДИНЖЕНЕРОВ

В работе рассматривается проблема разработки системы виртуальной ультразвуковой диагностики для подготовки биомединженеров. Важной составляющей такого продукта является фантомный объект, который имитирует реального пациента. В качестве фантомного объекта предлагается использовать искусственно созданное изображение органов пациента в норме и с типичными патологическими состояниями.

Ключевые слова: ультразвук, тренажер, биомединженер, спекл-шум, фантомный объект

Введение

При подготовке биомединженеров существует проблема доступа к реальному диагностическому оборудованию, что объясняется его высокой стоимостью и загруженностью в клиниках и диагностических центрах. Одним из наиболее перспективных направлений медицинской интроскопии является ультразвуковой метод диагностики, так как он обладает высокой диагностической информативностью и безвредностью обследований для пациента и врача. Важной составляющей такого продукта является фантомный объект, который должен быть максимально приближен к реальной биомедицинской информации, получаемой в клинической практике. В работе предлагается в качестве фантомного объекта использовать искусственно созданные изображения органов пациента в норме и патологии. Для обучения медиков проведению УЗ-диагностики созданы фантомы из тканеэквивалентных материалов, но при проведении тренировочного исследования применяется реальный УЗ-сканер. Таким образом, существует риск выхода из строя дорогостоящего аппарата при его неправильной эксплуатации. Также существует проблема морального устаревания медицинской аппаратуры.

Анализ последних исследований и литературы

В последние годы обучение на тренажерах приобрело широкое применение

в разных отраслях науки и техники. Примером этого может служить тренажер для обучения проведению ультразвукового контроля [1]. Так в медицинском тренажере искусственно реализуются физическое или функциональная модель организма человека. Имитируя реальную обстановку в виде учебной информационной модели, можно для каждого этапа обучения выделять не только ту информацию, которая действительно необходима в данной ситуации, но и менять сложность имитируемой ситуации в зависимости от достигнутых результатов, изменять параметры и масштаб времени процессов, создавать экстремальные условия, аварийные и предельные ситуации, одновременно обеспечивая максимальную жизнедеятельность человека, сохранения его функций. Идея применения интерактивных методов обучения в образовании не нова и подобные вопросы рассматривались для изучения эффективности различных методик преподавания: имитационного активного обучения (Г. Д. Жабоедов, 1989), применение тренажеров (А. И. Гмыря, 1985), учебных игр (Н.Н. Александров, 1993) и других [2]. Однако завершенных учебных тренажеров для подготовки специалистов в области биомединженерии на сегодняшний день не создано.

Постановка проблемы

Таким образом, актуальной является проблема создания интерактивных средств обучения технического специалиста для работы с реальным медицинским оборудованием.

Цель работы

Поэтому целью исследований является разработка системы виртуальной УЗ-диагностики для внедрения в процесс обучения при подготовке специалистов в области биомединженерии, а также специалистов по меддиагностике.

Материалы исследований

Важной составляющей виртуального тренажера является фантомный объект, который подвергается сканированию, он должен максимально соответствовать реальному пациенту.

Фантомным (от франц. fantôme, из лат. phantasma – явление; призрак) называется любой искусственно созданный объект, который имитирует уже существующий реальный объект. В большинстве случаев фантомы для обучения врачей представляют собой имитацию реального пациента, либо же его отдельного органа из тканеэквивалентных материалов [3].

В данной работе предлагается в качестве фантомного объекта использовать искусственно созданное изображение органов пациента в норме и с типичными патологическими состояниями. Примеры фантомных объектов в норме представлены на рис. 1.

Результаты исследований

Разработанная система позволяет моделировать основные режимы работы реальных УЗ-приборов, что позволяет принципиально изменить (упростить и удешевить) систему подготовки специалистов.

Пользователю достаточно при помощи соответствующей кнопки загрузить фантомный объект в систему виртуальной ультразвуковой диагностики, и он может начинать обучение.

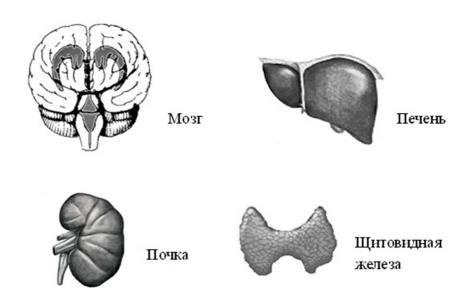


Рис. 1 – Примеры фантомных объектов в норме

При нажатии на кнопку «А-режим» осуществляется интерактивное задание направления сканирования, т.е. пользователь мышью задает направление сканирования путем указания 2х точек (вторая точка задается двойным щелчком) прямой относительно которой будет происходить сканирование. В отдельном окне осуществляется построение результата амплитудного сканирования по заданному направлению в 3х координатах x, y, z, где x, y это координаты соответствующего пикселя изображения, z — это значение яркости этого пикселя (см. рис. 2).

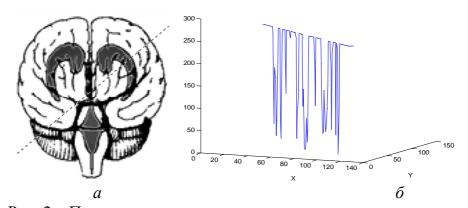
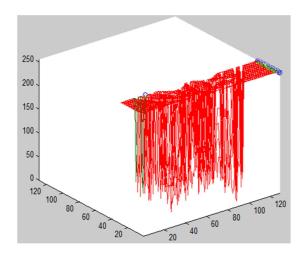


Рис. 2 — Построение результата амплитудного сканирования: a — интерактивное задание направления сканирования; δ — результат сканирования фантомного объекта в амплитудном режиме по заданному направлению

В процессе работы было искусственно создано модификацию А-режима специально для лучшего восприятия и пространственной ориентации обучаемого. При нажатии на соответствующую кнопку отображается процесс построения амплитудного режима для всех строк фантомного изображения по горизонтали слева на право во времени (см. рис. 3).

Также предусмотрена возможность отображения результата визуализации фантомного объекта в модифицированном амплитудном режиме. При нажатии на соответствующую кнопку в отдельном окне отображается результат визуализации модифицированного амплитудного режима (см. рис. 4).



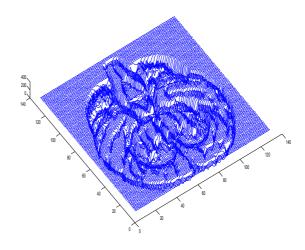


Рис. 3 – Процесс визуализации фантомного объекта в модифицированном амплитудном режиме

Рис. 4 — Результат визуализации фантомного объекта в модифицированном амплитудном режиме

Также система виртуальной ультразвуковой диагностики выполняет сканирование в 2D-режиме (основной режим работы реального УЗ-сканера) с моделированием спекл-структуры на визуализируемых изображениях.

В основу моделирования спекл-структуры на объектах, которые визуализируются после виртуального 2D-сканирования, был положен метод анизотропной диффузии [4].

Спекл-шум – специфический артефакт, наблюдаемый на каждом акустическом изображении и обусловленный высокочастотным характером излучаемых и отражаемых УЗ сигналов. Специфичность спекл-шума позволяет в большинстве случаев отличать его от полезных эхо-сигналов [5].

Пусть обозначает двухмерный ультразвуковой набор эхо данных, где х и у означают продольную и поперечную координаты, соответственно. — это сигнал с ограниченной полосой частот в продольном направлении. Примем, что система визуализации имеет линейную, пространственно-инвариантную функцию распространения. Считая, что количество рассеивателей на объекте, который визуализируется, представлено функцией рассеивания , результирующие данные определяются соотношением:

(1)

где * означает пространственную свертку;

- отображает акустический импеданс неоднородностей объектов обусловленных плотностью и скоростью возмущений, которые генерируют рассеивание;
- это функция точечного рассеивания или импульсная характеристика ультразвуковой системы визуализации [4].

Примем что

где является гауссовской-взвешенной синусоидальной функцией (функция Габор) и определяется соотношением:

с-скорость звука в тканях;

- средняя частота;
- характеризует длительность импульса передачи ультразвуковой волны.

Второе слагаемое — это пространственная реакция при передаче и приеме апертурой (апертура — поверхность излучения и приема УЗ сигналов в датчике УЗ прибора) определяется соотношением:

где — характеризует ширину луча передаваемой ультразвуковой волны. (ширина луча — величина, характеризующая ширину области, в которой распространяется основная часть энергии ультразвука; определяется по некоторому уровню относительно максимума) [4].

Отсюда следует, что (1) может быть записано с использованием двух последовательных одномерных сверток:

Результирующая биомедицинская модель будет включать в себя вариацию импеданса от среднего значения в объекте. Таким образом можно использовать следующую модель рассеивания:

где эхогенность модели (или профиль распространения ультразвука, способность отражения звукового сигнала) визуализируемого объекта;

- это область белого Гауссового шума с нулевым математическим ожиданием и некоторой дисперсией [4].

Результат визуализации фантомного объекта в 2D режиме представлен на рисунке 5.

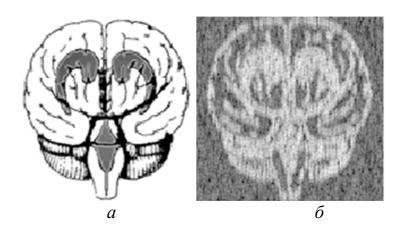


Рис. 5 — Результат визуализации фантомного: a — фантомный объект; δ — результат визуализации фантомного объекта в 2D режиме

Так как является полосой пропускания сигнала, можно выразить ее в комплексном виде:

где $\hat{V}(x,y)$ - преобразование Гильберта V(x,y) относительно x.

Таким образом, получается выделенное по огибающей динамическое (амплитудное) изображение (отображающее амплитуду эхо сигнала), заданное выражением:

$$A(x,y) = V_a(x,y).$$

Визуализируемое УЗ изображение, соответствует загруженному фантомному объекту [4].

Выводы

Виртуальные тренажеры дают возможность поднять качество обучения и сократить его сроки, позволяют сэкономить ресурсы и обновлять структуру согласно новым технологиям и методам. Стоимость обучения на тренажере составляет не более 10% расходов, затрачиваемых при отработке аналогичных навыков и умений на реальной технике.

В результате работы был смоделирован амплитудный и двухмерный режим работы ультразвукового сканера, путем виртуального сканирования фантомного объекта. Скорость распространения ультразвука в фантоме была принята 1540 м/с. Виртуальная система как тренажер может использоваться для обучения студентов техникумов и высшей школы как медицинских, так и инженерных специальностей, которые затрагивают темы медицинского приборостроения. А также для получения практических навыков молодыми специалистами, лаборантами или техническими администраторами для получения практических навыков перед использованием реальной уз-техники.

Перспективой работы является разработка законченной системы, которая будет отображать физическую природу распространения ультразвукового луча в биологическом объекте, с возможностью настройки параметров окружающей среды и состояния биообъекта, а так же ее внедрение в учебный процесс при подготовке специалистов по биомедицинской электронике в технических ВУЗах.

Список литературы: 1. Пат. Российской федерации G09B9/00 Тренажер для обучения проведению ультразвукового контроля [Текст] / Кованин М.А., Белов А.Б., Ларькина А.А., Фролов Д.А. – 2006. 2. Дембский Л. К., Чирский Н. В. Технология передачи знаний и приобретения умений [Электронный ресурс] 2010 http://eyecenter.com.ua/teach/trans/2_2.htm 3. Yongjian Yu and Scott T. Acton. Speckle Reducing Anisotropic Diffusion [Text]: IEEE TRANSACTIONS ON IMAGE PROCESSING, VOL. 11, NO. 11, NOVEMBER 2002. – 1260-1270р. 4. Носова Я. В. Аспекты подготовки фантомных объектов для виртуального тренажера при изучении основ работы У3-сканеров [Текст] //Биотехнические, медицинские и экологические системы и комплексы: материалы и конференции. – 2012. – С. 210-212. 5. Осипов Л. В. Ультразвуковые диагностические приборы [Текст]: Практическое руководство для пользователей – М.: Видар, 1999. – 256с.

Надійшла до редколегії 27.02.2013

УДК 004.358:615.837

Система виртуальной ультразвуковой диагностики для подготовки биомединженеров/ О. Г. Аврунин, Я. В. Носова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 114-120. — Бібліогр.: 5 назв.

В роботі розглядається проблема розробки системи віртуальної ультразвукової діагностики для підготовки біомедінженерів. Важливою складовою такого продукту є фантомний об'єкт,

який імітує реального пацієнта. В якості фантомного об'єкта пропонується використовувати штучно створене зображення органів пацієнта в нормі і з типовими патологічними станами.

Ключові слова: ультразвук, тренажер, біомедінженер, спекл-шум, фантомний об'єкт

The problem of the development of the virtual ultrasound for preparation biomedical engineers. An important component of such a product is a phantom object that simulates a real patient. As a phantom object is proposed to use an artificial image of the patient's normal and typical pathological condi-

Keywords: ultrasound, simulator, biomedical engineer, speckle, phantom object

УДК 618.11:636.22/28

- **Т. А. УТИЦКИХ**, аспирант, ХНУРЭ, Харьков;
- **В. В. СЕМЕНЕЦ**, д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ, Харьков

ОСНОВНЫЕ И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ДИАГНОСТИКИ РЕПРОДУКТИВНОЙ ФУНКЦИИ КОРОВ

Рассмотрены и проанализированы основные и дополнительные методы исследования состояния яичников коров. Для постановки диагноза проводят: клинические, ректальные, гистологические и ультразвуковые методы диагностики. Установлено, что наиболее информативным, неинвазивным методом исследования яичников является ультразвуковая диагностика, которая позволяет просто и безболезненно получить наиболее полные и достоверные данные об исследуемом органе, а так же выявлять патологические процессы.

Ключевые слова: репродуктивная функция, яичники, клинические, ректальные, гистологические, ультразвуковые, методы диагностики.

Введение

Несмотря на многочисленные разработки методов управления процессами размножения животных, одной из главных задач сельского хозяйства остается проведение мероприятий по расширению и стабильному увеличению производства животноводческой продукции крупного рогатого скота для обеспечения населения продуктами животного происхождения. Оптимальный уровень воспроизводства определяется нормальным функционированием половых и других органов и систем организма коров. Однако эксплуатация маточного поголовья в значительной мере зависит от различных патологических изменений в организме и половых органах животного, ведущих к нарушению их воспроизводительной функции, так как болезни половых органов могут вызывать временные и нередко продолжительные расстройства процесса воспроизводства [1, 3].

Актуальность

В ветеринарии актуальным является диагностика состояния яичников, а также определение заболеваний, связанных с уплотнением их структуры (гипотрофия, атрофия, склероз и др.). В настоящее время существуют основные (клинические, ректальные, гистологические) и дополнительные (ультразвуковые) методы

© Т. А. Утицких, В. В. Семенец, 2013

В роботі розглядається проблема розробки системи віртуальної ультразвукової діагностики для підготовки біомедінженерів. Важливою складовою такого продукту є фантомний об'єкт, який імітує реального пацієнта. В якості фантомного об'єкта пропонується використовувати штучно створене зображення органів пацієнта в нормі і з типовими патологічними станами.

Ключові слова: ультразвук, тренажер, біомедінженер, спекл-шум, фантомний об'єкт

The problem of the development of the virtual ultrasound for preparation biomedical engineers. An important component of such a product is a phantom object that simulates a real patient. As a phantom object is proposed to use an artificial image of the patient's normal and typical pathological conditions.

Keywords: ultrasound, simulator, biomedical engineer, speckle, phantom object

УДК 618.11:636.22/28

Т. А. УТИЦКИХ, аспирант, ХНУРЭ, Харьков;

В. В. СЕМЕНЕЦ, д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ, Харьков

ОСНОВНЫЕ И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ДИАГНОСТИКИ РЕПРОДУКТИВНОЙ ФУНКЦИИ КОРОВ

Рассмотрены и проанализированы основные и дополнительные методы исследования состояния яичников коров. Для постановки диагноза проводят: клинические, ректальные, гистологические и ультразвуковые методы диагностики. Установлено, что наиболее информативным, неинвазивным методом исследования яичников является ультразвуковая диагностика, которая позволяет просто и безболезненно получить наиболее полные и достоверные данные об исследуемом органе, а так же выявлять патологические процессы.

Ключевые слова: репродуктивная функция, яичники, клинические, ректальные, гистологические, ультразвуковые, методы диагностики.

Введение

Несмотря на многочисленные разработки методов управления процессами размножения животных, одной из главных задач сельского хозяйства остается проведение мероприятий по расширению и стабильному увеличению производства животноводческой продукции крупного рогатого скота для обеспечения населения продуктами животного происхождения. Оптимальный уровень воспроизводства определяется нормальным функционированием половых и других органов и систем организма коров. Однако эксплуатация маточного поголовья в значительной мере зависит от различных патологических изменений в организме и половых органах животного, ведущих к нарушению их воспроизводительной функции, так как болезни половых органов могут вызывать временные и нередко продолжительные расстройства процесса воспроизводства [1, 3].

Актуальность

В ветеринарии актуальным является диагностика состояния яичников, а также определение заболеваний, связанных с уплотнением их структуры (гипотрофия, атрофия, склероз и др.). В настоящее время существуют основные (клинические, ректальные, гистологические) и дополнительные (ультразвуковые) методы

исследования для определения функционального состояния яичников [4, 5]. Но данные методы не позволяют определить плотность яичников, что важно при постановке точного диагноза, поэтому для решения данной задачи было разработка в среде Delphi программное средство, которое выполняет в автоматизированном режиме обработку УЗИ— сканограмм и определяет их плотность в норме и при патологии.

Анализ последних исследований и литературы

В литературе посвященной методам исследования репродуктивной функции коров значительное место отводится основным методам [1 - 3]. Преимущество ультразвуковой диагностики, как дополнительного, но более информативного, неинвазивного метода исследования описано в [4, 6]. Важным является создание дополнительных средств обработки результатов диагностики для постановки более точного диагноза.

Цель работы

Провести основные и дополнительные исследования для животных двух групп (норма и патология (уплотнение структуры яичника)), проанализировать полученные результаты. Также исследовать УЗИ-сканограммы с помощью разработанного программного средства, и определить плотность яичников в норме и при патологии.

Результаты исследования

Исследования проводились на кафедре акушерства, гинекологии и биотехнологии размножения животных Харьковской государственной зооветеринарной академии в период с 2010 по 2012 годы на коровах молочной породы. Были исследованы 2 группы животных: норма (n=32) и патология (n=30), где n – количество особей.

При клиническом исследовании определяют: общее состояние, продуктивность, уровень функционирования систем организма. С помощью ректального исследования определяют размеры, форму, консистенцию, болевую реакцию, наличие желтого тела, местную температуру яичника табл. 1.

Состояние яичников	Форма	Характер поверхности, консистенция	Местная температура	Наличие фолликулов и желтых тел	Циклы
Норма (n=32)	неправильная, зависит от физиологического состояния коровы	наличие фолли- кулов и желтых тел	обычная для брюшной полости	наблюдается наличие фолликулов и желтых тел	норма
Патология (n=30)	овальная, круглая, приплюстнуто- овальная, умень- шенный объем от размера боба до горошины	гладкие, плотные, эластичные, твердые, в некоторых наблюдается небольшое количество фолликулов	нет повыше- ния	незначительное количество фолликулов или полное отсутствие	отсут- ствуют

Таблица 1. Основные физиологические параметры яичников

Методы гистологического исследования позволяют производить структурный и гистохимический анализ объекта на микроскопическом и субмикроскопическом

уровнях. Основным этапом микроскопического изучения животных тканей является исследование объекта средствами классического микроскопического метода, сущность которого определяется фиксацией материала исследования. Фиксация сводится к закреплению прижизненного строения исследуемого объекта. После фиксации материала можно готовить тонкие срезы (1 - 20 мкм), предварительно заключив его в парафин или целлоидин. Для лучшего выявление отдельных структур срезы окрашивают (см. рис.1, a, δ).

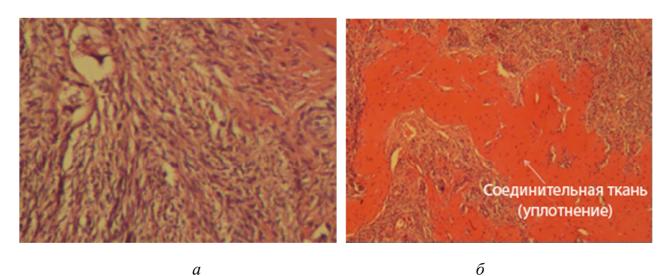


Рис. 1 – Гистологические исследования: a – норма; δ – патология

Наиболее информативным, неинвазивным методом исследования является ультразвуковая диагностика, которая позволяет просто и безболезненно получить наиболее полные и достоверные данные (геометрические размеры, наличие фолликулов и желтого тела, визуальное определение состояния ткани яичника) об исследуемом органе, выявлять патологические процессы. Исследования проводились с помощью ультразвукового диагностического прибора SLE–101PC с использованием трансректального датчика (см. рис. $2, a, \delta$).

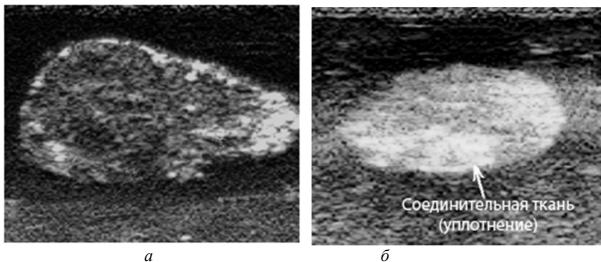


Рис.2 – УЗ-исследование яичников коровы: a – норма; δ – патология Результаты исследования представлены в табл. 2. У коров из группы «патология» установлено уменьшение длины яичников на 7.2-17.6 мм (20.5-36.6%), ширины – на 3.8-8.8 мм (16.5-31.4%), так же в данной группе наблюдается

уменьшение количества везикулярных фолликулов на 8-12 (66,6-70%) и их диаметров на 0,2-0,86 мм (12,6-41,7%).

Таблица 2. Результаты ультразвукового исследования

	_	Группы животных		
	Показатели	Норма	Патология	
		(n=32)	(n=30)	
1.	Размеры:			
	Левый: длина, мм	48±0,32	$30,4\pm0,51$	
	ширина, мм	28±0,5	19,2±0,84	
	Правый: длина, мм	35±0,32	27,8±0,66	
	ширина, мм	23±0,7	19,2±0,37	
2.	Количество везикулярных фолликулов:			
	Левый:	12±0,71	4±0,45	
	Правый:	18±0,55	5,4±0,51	
3.	Диаметр везикулярных фолликулов, мм			
	Левый:	$4\pm0,45$	1,38±0,13	
	Правый:	5,4±0,51	1,2±0,20	

Выводы

В работе рассмотрены и проведены основные и дополнительные методы диагностики состояния яичников коров в норме и при патологии. С помощью программного средства выполнили в автоматизированном режиме обработку УЗИ- сканограмм яичников и определили их плотность. По данным исследований плотность яичников коровы составляет в норме от 1037 кг/ м^3 до 1100 кг/ м^3 . Дополнительно была проведена статистическая обработка экспериментальных данных плотности гонад двух групп. В результате расчета было установлено, что плотность яичников в норме составляет 1059,69 кг/м³, для патологии - 1146,33Перспективой работы является определение дискриминантных характеристик различных методов неинвазивной диагностики нарушений репродуктивной функции коров, включая биохимические показатели крови исследуемых животных.

Список литературы: 1. Яблонский В. А. Практичне акушерство, гінекологія та біотехнологія відтворення тварин з основами андрології. — К.: Мета, 2002 — 319с. 2. Диагностика, лечение и профилактика патологии яичников и яйцеводов у коров: учеб.-метод. пособие / Р.Г. Кузьмич и др. — Витебск: ВГАВМ, 2010 — 60с. 3. Кузнецов А.Ф., Андреев Г.М. Справочник ветеринарного врача. — СПб.: Лань, 2004 — 896с. 4. Кошовий В.П. Акушерсько — гінекологічна патологія у корів. — Х.:Золоті сторінки, 2004. — 156с. 5. Никитин В.Я. Практикум по акушерству, гинекологии и биотехнике размножения животных: учебное пособие для студентов вузов по специальности 311800 «Ветеринария», 2004 — 208с. 6. Методы ветеринарной клинической лабораторной диагностики / проф. И.П. Кондрахин, Справочник, Москва, «Колос», 2004-520с.

Надійшла до редколегії 27.02.2013

УДК: 618.11:636.22/28

Основные и дополнительные методы диагностики репродуктивной функции коров/ Т. А. Утицких, В. В. Семенец // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. -X.: НТУ «ХПІ», -2013. - № 18 (991). -C. 120-124. - Бібліогр.: 6 назв.

Розглянуто та проаналізовано основні та додаткові методи дослідження стану яєчників корів. Для постановки діагнозу проводять: клінічні, ректальні, гістологічні та ультразвукові методи діагностики. Встановлено, що найбільш інформативним, неінвазивним методом дослідження яєчників є ультразвукова діагностика, яка дозволяє просто і безболісно отримати найбільш повні і достовірні дані про досліджуваному органі, а також виявляти патологічні процеси.

Ключові слова: репродуктивна функція, яєчники, клінічні, ректальні, гістологічні, ультразвукові, методи діагностики.

Reviewed and analyzed the primary and secondary methods of ovarian status of cows. For the diagnosis of conduct: clinical, rectal, histological and ultrasound diagnostic methods. Found that the most informative, non-invasive method of research is ultrasound diagnosis, which makes it easy and painless to get the most complete and reliable data on the target organ, as well as to determine the pathological processes.

Keywords: reproductive function, gonads, clinical, rectal, histologic, ultrasound, diagnostic methods.

УДК 615.47

М. Ю. ТЫМКОВИЧ, аспирант, ХНУРЭ, Харьков

ОПТИЧЕСКИЙ МЕТОД РЕГИСТРАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ХИРУРГИЧЕСКОГО ИНСТРУМЕНТА В КОМПЬЮТЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

В работе рассматриваются основные составляющие хирургической навигационной системы. Такие системы состоят из подсистемы визуализации, регистрации положения. Одна из основных частей компьютерной навигационной системы — подсистема регистрации положения. Рассмотрены основные этапы определения положения хирургического инструмента в пространстве. Разработаны соответствующие части хирургической навигационной системы.

Ключевые слова: хирургическая навигация, хирургический инструмент, калибрация камеры.

Введение

В настоящее время качество проведения операционного вмешательства связано не только с мастерством хирурга, а в значительной степени определяется имеющимся в распоряжении медицинским оборудованием. За последние несколько десятков лет в медицинскую практику широко вошло повсеместное использование томографического оборудования. Оно оказало огромный положительный эффект на корректность постановки диагноза, а также позволило получать дополнительную информацию необходимую для проведения дальнейшего лечения. Кроме того, современные вычислительные устройства обладают значительным быстродействием, что позволяет решать многие времязатратные проблемы в реальном режиме времени. Это и стало предпосылкой к развитию и внедрению навигационных систем.

© М. Ю. Тымкович, 2013

УДК: 618.11:636.22/28

Основные и дополнительные методы диагностики репродуктивной функции коров/ Т. А. Утицких, В. В. Семенец // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – X. : НТУ «ХПІ», -2013. - № 18 (991). – С. 120-124. — Бібліогр.: 6 назв.

Розглянуто та проаналізовано основні та додаткові методи дослідження стану яєчників корів. Для постановки діагнозу проводять: клінічні, ректальні, гістологічні та ультразвукові методи діагностики. Встановлено, що найбільш інформативним, неінвазивним методом дослідження яєчників є ультразвукова діагностика, яка дозволяє просто і безболісно отримати найбільш повні і достовірні дані про досліджуваному органі, а також виявляти патологічні процеси.

Ключові слова: репродуктивна функція, яєчники, клінічні, ректальні, гістологічні, ультразвукові, методи діагностики.

Reviewed and analyzed the primary and secondary methods of ovarian status of cows. For the diagnosis of conduct: clinical, rectal, histological and ultrasound diagnostic methods. Found that the most informative, non-invasive method of research is ultrasound diagnosis, which makes it easy and painless to get the most complete and reliable data on the target organ, as well as to determine the pathological processes.

Keywords: reproductive function, gonads, clinical, rectal, histologic, ultrasound, diagnostic methods.

УДК 615.47

М. Ю. ТЫМКОВИЧ, аспирант, ХНУРЭ, Харьков

ОПТИЧЕСКИЙ МЕТОД РЕГИСТРАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ХИРУРГИЧЕСКОГО ИНСТРУМЕНТА В КОМПЬЮТЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

В работе рассматриваются основные составляющие хирургической навигационной системы. Такие системы состоят из подсистемы визуализации, регистрации положения. Одна из основных частей компьютерной навигационной системы — подсистема регистрации положения. Рассмотрены основные этапы определения положения хирургического инструмента в пространстве. Разработаны соответствующие части хирургической навигационной системы.

Ключевые слова: хирургическая навигация, хирургический инструмент, калибрация камеры.

Введение

В настоящее время качество проведения операционного вмешательства связано не только с мастерством хирурга, а в значительной степени определяется имеющимся в распоряжении медицинским оборудованием. За последние несколько десятков лет в медицинскую практику широко вошло повсеместное использование томографического оборудования. Оно оказало огромный положительный эффект на корректность постановки диагноза, а также позволило получать дополнительную информацию необходимую для проведения дальнейшего лечения. Кроме того, современные вычислительные устройства обладают значительным быстродействием, что позволяет решать многие времязатратные проблемы в реальном режиме времени. Это и стало предпосылкой к развитию и внедрению навигационных систем.

_

Актуальность

Компьютерные навигационные системы активно внедряются в мировую практику, так как они нередко определяют исход операции, позволяя увеличить точность операционного вмешательства, снизить риск послеоперационных осложнений, а также получать оперативные данные в реальном режиме времени. В Украине использование хирургических навигационных систем также положительно оценено [1, 2], но оснащенность лечебных учреждений данными системами невелика.

Анализ последних исследований и литературы

В литературе посвященной хирургическим навигационным системам значительная роль отводится описанию результатов получаемых с использованием данных систем [1, 2]. Широко описываются преимущества хирургических навигационных систем [3 - 5], а также структура и их построение [6 - 8]. В настоящее время разрабатываются и совершенствуются методы согласования предоперационных томографических данных с интраоперационными данными положения пациента [9, 10].

Цель работы

При построении хирургической навигационной системы одной из основных частей является определение инструмента в пространстве в реальном режиме времени. При этом возникает множество вопросов связанных с выбором оптимального метода регистрации, а также возникает ряд дополнительных задач. От качества определения положения инструмента в пространстве зависит успешность проведения хирургического вмешательства. Исходя из этого, можно утверждать, что данная задача является одной из первоочередных при построении хирургического навигационного комплекса любого места применения. Поэтому целью данной работы является рассмотрение основ определения положения хирургического инструмента в пространстве, с использованием оптического метода.

Структура хирургической навигационной системы

Рассмотрим обобщенную принципиальную схему хирургической навигационной системы (см. рис. 1).



Рис. 1 – Обобщенная структура хирургической навигационной системы

Данные томографического исследования загружают в подсистему визуализации. Подсистема регистрации положения передает координаты инструмента в подсистему визуализации, которая визуализирует результаты томографического исследования, а также данные о положении инструмента.

Регистрация положения хирургического инструмента оптическим методом

Суть оптической регистрации положения инструмента в пространстве заключается в одновременной фиксации 3-D сцены (сцены операционного вмешательства) с нескольких ракурсов. Данных с одной стационарной камеры недостаточно, так как при проецировании теряются координаты глубины. Наиболее естественным и интуитивным является определение положения объекта по двум ортогональным проекциям (см. рис. 2).

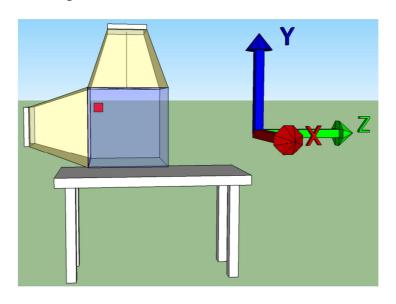


Рис. 2 – Ортогональное расположение камер

Но во многих случаях актуально использовать произвольное расположение камер, что влечет за собой дополнительные сложности.

Рассмотрим процесс регистрации положения недеформируемого хирургического инструмента. Его представим в виде полигональной модели (уравнение 1) описываемой набором треугольников $c(T_0-T_{n-1})$

$$I = \{T_0, T_1, ..., T_{n-1}\}. \tag{1}$$

Треугольник в свою очередь описывается тремя вершинами (V_0, V_1, V_2) — формула 2.

$$T = \{V_0, V_1, V_2\}. \tag{2}$$

Регистрация непосредственно каждой вершины хирургического инструмента во время операции практически не возможна. Это связано в первую очередь с тем, что значительная часть поверхности инструмента находится не в прямой области видимости. К примеру, некая часть инструмента может находится внутри пациента, либо перекрываться сама собой (одна часть инструмента – лицевая, вторая – обратная). Увеличение числа камер в некотором смысле может решить малую долю проблем, но в общем случае не отсечет все возможные случаи. Кроме того, с увеличением числа камер увеличивается вычислительная сложность, а также возникают дополнительные проблемы. Регистрация каждой точки инструмента является неэффективной также с точки зрения вычислительных затрат. Поэтому от идеи непосредственной регистрации каждой точки инструмента следует отказаться.

Так как, инструмент является недеформируемым, то матрица трансформации вершины поверхности инструмента равна матрице трансформации любой другой

вершины поверхности инструмента (формула 3).

$$A_1 = A_2 = \dots = A_{n-1}, \tag{3}$$

где A_1 , A_2 , A_{n-1} — матрицы трансформации каждой из вершин хирургического инструмента.

В свою очередь матрица трансформации представляет собой матрицу 4х4 (формула 4), позволяя описать всевозможные вращения и перемещения.

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix}. \tag{4}$$

Поэтому положение инструмента в системе координат операционного поля (мировой системе координат) описывается выражением 5.

$$I_{w} = AI_{o}, (5)$$

где I_w – положение инструмента в системе координат операционного поля;

 ${
m I_o}$ – положение инструмента в системе координат объекта;

А – матрица трансформации.

Положение инструмента в системе координат объекта изначально определяется путем моделирования геометрии реального инструмента с помощью различных САПР.

Поэтому для каждого момента времени t, необходимо лишь определять матрицу трансформации A_t . Для определения матрицы трансформации воспользуемся алгоритмом Kabsch, который паре наборов вершин находит матрицу трансформации, минимизируя среднее квадратическое отклонение (формула 6).

$$A_{t} = f(\{\{V_{0}^{o}, V_{1}^{o}, ..., V_{n-1}^{o}\}, \{V_{0}^{wt}, V_{1}^{wt}, ..., V_{n-1}^{wt}\}\}),$$
(6)

где $V^{o}_{0}, V^{o}_{1}..V^{o}_{n-1}$ — положения вершин в системе координат объекта;

 $V_{0}^{\text{wt}}, V_{n-1}^{\text{wt}} -$ положения вершин в мировой системе координат в момент времени t;

f – алгоритм Kabsch.

Кроме того, можно воспользоваться другими методами определения матрицы трансформации [11 - 13].

Таким образом, необходимо определить лишь некоторое число вершин хирургического инструмента, либо жестко связанных с ним маркеров.

Проецирования вершины из системы координат операционного поля на плоскость изображения камеры описывается выражением 7.

$$v = PV (7)$$

где Р – матрица проецирования;

v – координаты на плоскости изображения;

V –координаты вершины в системе координат операционного поля.

Результаты исследований

С целью определения матрицы проецирования разработан калибровочный стенд (рис. 3), а также воссоздана его геометрическая модель (рис. 4). Геометрическая модель полностью состоит из координат предопределенных вершин. Для определения матрицы проецирования необходимо вручную выделить соответствующие точки калибровочного стенда на изображении камеры. И по соответствующему набору координат производится расчет проекционной матрицы.

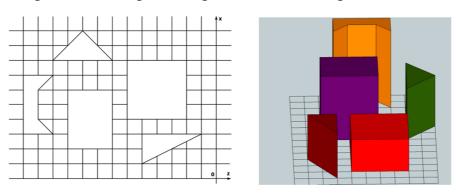
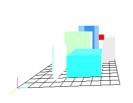


Рис. 3 – Калибровочный стенд



Рис. 4 – Геометрическая модель калибровочного стенда

По двум проекциям точки на плоскости изображения, а также имея две матрицы проецирования можно определить положение точки в трехмерном пространстве [14]. Результаты отслеживания маркера представлены на рис. 5.



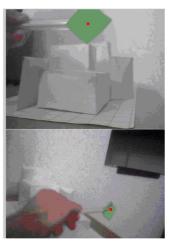


Рис. 5 – Определение положение маркера в пространстве

Время работы совокупности алгоритмов, по определению положения маркера, позволяет использовать данный подход в реальном режиме времени в хирургической навигационной системе.

Выводы

В работе рассмотрен процесс регистрации положения хирургического инструмента в пространстве оптическим методом. Подсистема определения пространственных координат должна обеспечивать бесперебойную работу в реальном режиме времени. Реализовано алгоритмы, обеспечивающие эти задачи, а именно алгоритм калибровки камеры и алгоритм определения положения маркеров в пространстве. Разработана калибровочная сцена, для тестирования и проверки работы разработанных алгоритмов.

Перспективой работы является разработка хирургической навигационной системы, позволяющей ассистировать хирургу во время проведения операционного вмешательства в реальном режиме времени, путем сообщения точной информации о положении хирургического инструмента, а также. Это в значительной степени должно сократить риск проведения вмешательства и упростить работу хирурга.

Также одной из последующих основных задач является минимизация погрешностей определения положения хирургического инструмента и оценка всевозможных влияний различного рода помех на всех этапах работы подсистемы регистрации положения. Это позволит выявить недостатки в работе системы, а также повысить ее качественные показатели.

Список литературы: 1. Применение мультимодальной нейронавигации в хирургии опухолей головного мозга / В. Д. Розуменко, А. В. Розуменко //Український нейрохірургічний журнал. — Київ: Українська Асоціація Нейрохірургів, 2010. – №4. – С. 51-57. 2. Применение навигационной системы Stealth Station®Treon®Plus в хирургии внутричерепных менингиом / А. Г. Сирко, Н. А. Зорин, Ю. Е. Новик, И. Ю. Кирпа, В. И. Шпонька //Український нейрохірургічний журнал. – Київ: Українська Асоціація Нейрохірургів, 2010. - №1. - C. 39-46. 3. Development of Intraoperative MRI: A Personal Journey / R. Fahlbusch //Intraoperative Imaging. – New York: SpringerWien, 2011 – C. 9-16. **4.** Experience With Various 3-Dimensional Navigation Systems in Head and Neck Surgery / A. R. Gunkel, W. Freysinger, W. F. Thumfart // Otolaryngology-Head & Neck Surgery, 2000. – Vol.126 – C. 390-395. **5.** A. Eben Advanced Neurosurgical Navigation / A. Eben, R. J. Maciunas. New York: Thieme, 1999. – 609 c. 6. A. Schramm Navigational Surgery of the Facial Skeleton / A. Schramm, N.-C. Gellrich, R. Schmelzeisen. New York: Springer, 2007. – 170 c. 7. Surgical navigation system and method using audio feedback / C. M. Wegner, D. B. Karron // US Patent 6.083.163, Jul 4 2000. 8. Magnetic field digitizer for stereotactic surgery / P. J. Kelly, S. J. Goerss // US Patent 5.483.961, Jan 16 1996. 9. I. M. Germano Advenced Techniques in Image-Guided Brain and Spine Surgery. New York: Thieme, 2002. – 216 c. 10. Comparison of 3 Optical Navigation Systems for Computer-Aided Maxillofacial Surgery / E. B. Strong, A. Rafii, B. Holhweg-Majert, S. C. Fuller, M. C. Metzger // Otolaryngology-Head & Neck Surgery, 2008. – Vol.134. – №10. – C. 1080-1084. 11. Rapid Communication Fast Determination of the Optimal Rotational Matrix for Macromolecular Superpositions / P. Liu, D. K. Agrafiotis, D. L. Theobald //Journal of Computional Chemistry. Wiley Periodicals, 2010 – №31. C 1561-1563. 12. Fast differentiation algorithm and efficient calculation of the exact matrix of second derivatives / A. G. Urzhumstev, V. Y Lunin // Acta Crystallographica. Foundation of Crystallography, 2001 – A57. – C 451-460. 13. Linear transformations of variance/covariance matrices / P. Parois, M. Lutz // Acta Crystallographica. Foundation of Crystallography, 2011 – A67. – C 383-390. 14. 3D Reconstruction / K. Daesik // Summary Note, ISRC, SKKU, 2006. 6 c.

УДК 615.47

Оптический метод регистрации пространственного положения хирургического инструмента в компьютерной навигационной системе / М. Ю. Тымкович // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — X. : НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 124-130. — Бібліогр.: 14 назв.

В роботі розглядаються основні складові частини хірургічної навігаційної системи. Такі системи складаються із підсистеми візуалізації, реєстрації положення. Одна із основних частин комп'ютерної навігаційної системи – підсистема реєстрації положенн. Розглянуто основні етапи визначення положення хірургічного інструмента у просторі. Розроблено відповідні частини хірургічної навігаційної системи.

Ключові слова: хірургчна навігація, хірургічний інструмент, калібрація камери.

The paper considers the main components of a surgical navigation system. These systems are composed of subsystems visualization and determination of position. Subsystem determination of a position is a one of the main parts of computer navigation system. Were considered the main stages of determination the surgical instrument in space. Have been developed the suitable parts of the surgical navigation system.

Keywords: surgical navigation, surgical instrument, camera calibration.

УДК 615.47

Е. И. СОКОЛ, чл.-корр. НАНУ, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;

Р. С. ТОМАШЕВСКИЙ, канд. техн. наук, старш. преп., НТУ «ХПИ»;

В. А. МАКАРОВ, канд. техн. наук, доц., НТУ «ХПИ»

МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СПИРОМЕТРОВ ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ЗАДАЧАМ СЕМЕЙНОЙ МЕДИЦИНЫ

В статье показаны современные тенденции развития технического обеспечения семейной медицины, в частности в области пульмонологии, и определены основные требования к спирометрам. В ходе аналитического обзора в качестве датчика для портативного спирометра был выбран турбинный преобразователь потока. В работе был обоснован метод повышения чувствительности и улучшения частотных свойств спирометра на этапе получения диагностической информации. Для снижения инструментальной погрешности был разработан программный метод динамической компенсации ошибки и рассмотрены возможные способы определения поправочных коэффициентов. По результатам исследований математической модели определена функция, описывающая передаточную характеристику измерительной турбины, и разработана методика калибровки спирометра, работающего с таким типом датчика.

Ключевые слова: спирометр, турбинный преобразователь потока, инструментальная погрешность, методы коррекции, динамическая компенсация ошибки, измерительная турбина.

Введение. Сегодня, в условиях активного развития сектора семейной медицины, особое внимание уделяется экспресс-методам функциональной диагностики и лабораторной аналитики. Основной причиной этого является высокое соотношение информативности подобных методов к их ресурсоемкости. На примере развитых государств показано, что до 80 % заболеваний, с которыми пациенты обращаются к врачу, могут быть диагностированы с применением лишь амбулаторного

© Е. И. Сокол, Р. С. Томашевский, В. А. Макаров, 2013

УДК 615.47

Оптический метод регистрации пространственного положения хирургического инструмента в компьютерной навигационной системе / М. Ю. Тымкович // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — X. : НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 124-130. — Бібліогр.: 14 назв.

В роботі розглядаються основні складові частини хірургічної навігаційної системи. Такі системи складаються із підсистеми візуалізації, реєстрації положення. Одна із основних частин комп'ютерної навігаційної системи – підсистема реєстрації положенн. Розглянуто основні етапи визначення положення хірургічного інструмента у просторі. Розроблено відповідні частини хірургічної навігаційної системи.

Ключові слова: хірургчна навігація, хірургічний інструмент, калібрація камери.

The paper considers the main components of a surgical navigation system. These systems are composed of subsystems visualization and determination of position. Subsystem determination of a position is a one of the main parts of computer navigation system. Were considered the main stages of determination the surgical instrument in space. Have been developed the suitable parts of the surgical navigation system.

Keywords: surgical navigation, surgical instrument, camera calibration.

УДК 615.47

Е. И. СОКОЛ, чл.-корр. НАНУ, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;

Р. С. ТОМАШЕВСКИЙ, канд. техн. наук, старш. преп., НТУ «ХПИ»;

В. А. МАКАРОВ, канд. техн. наук, доц., НТУ «ХПИ»

МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СПИРОМЕТРОВ ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ЗАДАЧАМ СЕМЕЙНОЙ МЕДИЦИНЫ

В статье показаны современные тенденции развития технического обеспечения семейной медицины, в частности в области пульмонологии, и определены основные требования к спирометрам. В ходе аналитического обзора в качестве датчика для портативного спирометра был выбран турбинный преобразователь потока. В работе был обоснован метод повышения чувствительности и улучшения частотных свойств спирометра на этапе получения диагностической информации. Для снижения инструментальной погрешности был разработан программный метод динамической компенсации ошибки и рассмотрены возможные способы определения поправочных коэффициентов. По результатам исследований математической модели определена функция, описывающая передаточную характеристику измерительной турбины, и разработана методика калибровки спирометра, работающего с таким типом датчика.

Ключевые слова: спирометр, турбинный преобразователь потока, инструментальная погрешность, методы коррекции, динамическая компенсация ошибки, измерительная турбина.

Введение. Сегодня, в условиях активного развития сектора семейной медицины, особое внимание уделяется экспресс-методам функциональной диагностики и лабораторной аналитики. Основной причиной этого является высокое соотношение информативности подобных методов к их ресурсоемкости. На примере развитых государств показано, что до 80 % заболеваний, с которыми пациенты обращаются к врачу, могут быть диагностированы с применением лишь амбулаторного

© Е. И. Сокол, Р. С. Томашевский, В. А. Макаров, 2013

обследования и определённых лабораторных и функциональных методов [1]. В свою очередь, это позволяет быстрее начать терапию, а, следовательно, уменьшить время лечения и снизить медикаментозную нагрузку на организм пациента. Другая причина повышенного внимания к этим экспресс-методам — возможность диагностического контроля процесса терапии, что, в большинстве случаев, позволяет создать гибкий курс лечения.

Одним из основных методов, применяемых для экспресс-диагностики дыхательной системы, является спирометрия [2]. И хотя в медицинской практике она используется в основном при проведении профилактических осмотров (в рекомендациях ВОЗ спирометрия признана обязательной для скрининговых обследований), спирометрия также может быть применена в комплексе процедур для сложных функциональных исследований органов дыхания. Суть данного метода состоит в измерении объемов воздуха и объемных скоростей воздушного потока, так называемых параметров функции внешнего дыхания (ФВД), на различных этапах выполнения дыхательного теста. Анализ результатов обследования производится в соответствии со статистическими данными, типичными для антропометрической группы и региона проживания пациента. При этом основная нагрузка по измерению параметров ФВД и их интерпретации ложится на технические средства – спирометры [3]. Такие приборы относятся к медицинским средствам измерения, что в свою очередь устанавливает нормы по достоверности получаемой диагностической информации. Для применения в семейной медицине к спирометрам также предъявляются и специфические требования: портативность, автономность, функциональность, легкость калибровки, простота дезинфекции, совместимость с персональным компьютером.

Цель работы. Проведенный анализ литературных источников показал, что обеспечение достоверности диагностики средствами портативной спирометрической аппаратуры является перспективной и актуальной задачей. Таким образом, целью данной работы является разработка методов улучшения технических характеристик прибора для исследования функции внешнего дыхания, соответствующего требованиям к аппаратному обеспечению семейной медицины.

Выбор датчика и определение задач. Обзор медицинской техники показал, что выполнение вышеуказанных требований в спирометрической аппаратуре возможно за счет использования определенного типа датчика и микропроцессорной системы обработки информации и управления [4]. Наиболее целесообразно, с точки зрения авторов, является измерение расхода воздуха тахометрическим методом и использование для этого турбинного преобразователя потока (ТПП). Тахометрический метод измерения расхода представляет собой преобразование объемной скорости воздушного потока во вращение ротора, с последующим измерением его угловой скорости. ТПП имеет функцию преобразования в рабочем диапазоне близкую к линейной, довольно низкое пневматическое сопротивление, хорошие массогабаритные и стоимостные показатели. Кроме того, данный тип датчика позволяет проводить измерения, как на вдохе, так и на выдохе, а использование одноразовых сменных турбин упрощает процесс дезинфекции.

Повышение точности и чувствительности спирометра с ТПП возможно за счет уменьшения интервалов дискретизации по типу преобразователей угол-код (энкодеров) [5]. Отсутствие исследований о влиянии технологического разброса

геометрических параметров ТПП на точность преобразования, ставит задачу математического описания и моделирования данного процесса.

Точное восстановление входной функции по полученным данным возможно лишь в случае адекватного математического описания статических и динамических свойств измерительного преобразователя [6]. Такое описание позволит не только определить передаточную функцию ТПП, но и даст возможность разработать методику определения коэффициентов для каждой индивидуальной измерительной турбины, а, следовательно, существенно упростить процесс калибровки.

Реализация метода повышения точности и чувствительности на этапе получения диагностической информации. Для реализации метода была предложена схема измерительной части портативного спирометра, которая представляет собой последовательное соединение следующих измерительных преобразователей: измерительной турбины (ИТ), оптического тахометрического преобразователя (ОТП), импульсно-цифрового преобразователя (ИЦП). Проведенные исследования [5] показали, что увеличивая коэффициент передачи ТПП, а, следовательно, уменьшая интервал усреднения сигнала, возможно повышение чувствительности измерительного канала спирометра и улучшение его частотных свойств. Для обеспечения предложенного метода был проведен детальный анализ конструкции ТПП, и разработаны способы ее модернизации. Эти способы, в первую очередь, основаны на увеличении количества n информационных импульсов за один оборот ротора турбины, и могут быть реализованы за счет использования нескольких оптических пар ОТП или лепестков ротора ИТ [7]. Информационным параметром при этом будет период следования импульсов $T = 1/f \cdot n$, где f – частота вращения ротора.

Для снижения инструментальной погрешности при разработке конструкции ТПП необходимо выполнение следующих соотношений:

$$r = \sum_{k=1}^{l} r_k / l; \qquad L = r \cdot \cos \frac{\pi}{2 \cdot l}; \qquad \gamma = \frac{\pi}{m \cdot l}$$
 (1)

где r – длина лепестка ротора; L – минимальное расстояние от центра ИТ до оптического луча ОТП; γ – угол между осями оптических пар; l – количество лепестков ротора; m – количество оптических пар.

В работе [8] была проведена количественная оценка, путем математического моделирования процесса преобразования, влияния технологического разброса при выполнении указанных соотношений (1) и влияния эксплуатационного износа. Первый фактор необходимо учитывать при использовании одноразовых (сменных) спирометрических турбин, второй — при использовании многоразовых. На основании проведенных исследований установлено, что при теоретически возможном значении технологического разброса и износа ± 5 % наибольшее значение инструментальной погрешности измерения мгновенного значения расхода q_i составит порядка 20 %.

Для снижения такой погрешности в работе [9] был предложен метод динамической компенсации ошибки (МДКО). Суть этого метода состоит в определении поправочных коэффициентов на участках дискретной функции $q_i(t_i)$ измеряемого сигнала, и последующей коррекции полученных данных. Отклонения в значениях параметров r, L, γ влияют на точность измерения мгновенных значений расхода q_i определяемого в моменты времени t_i , в то время как среднее значение расхода

$$Q_{CP j} = \sum_{i=0}^{j-n...j} q_i / n, \qquad (2)$$

определяемое за j-й период оборота ротора T_j , от них не зависит. Так как функция преобразования ТПП с определенными допущениями может быть рассмотрена как линейная и записана в виде:

$$\varphi_i = K \cdot Q_{CP\ i}, \tag{3}$$

где φ_j — значение частоты следования информационных импульсов; K — коэффициент передачи ТПП с ОТП, то значения измеряемых временных интервалов $\tau_i = t_i$ будут обратно пропорциональны значению расхода q_i . Поправочные коэффициенты g_i , при этом, могут быть определены как отношение полученного значения временного интервала к расчетному, равному T_i/n

$$g_i = \frac{t_i - t_{i-1}}{T_i / n}. (4)$$

Такой способ определения поправочных коэффициентов может быть использован только на линейных участках функции измеряемого сигнала, а, следовательно, его использование ограничено [10].

Расширить диапазон использования МДКО возможно при использовании в качестве аппроксимирующей функции, не линейной зависимости, а полинома более высокого порядка [9]. Для исключения неоднозначности на границах участка функции, предлагается расширить его в N раз, например до трех оборотов ротора ТПП: от начала T_{j-1} до окончания T_{j+1} . Тогда, решая систему уравнений

$$\begin{cases}
a_{0i} + a_{1i} \sum_{N=-1}^{1} t_{(j+N)i} + a_{2i} \sum_{N=-1}^{1} t_{(j+N)i}^{2} = \sum_{N=-1}^{1} T_{(j+N)}; \\
a_{0i} \sum_{N=-1}^{1} t_{(j+N)i} + a_{1i} \sum_{N=-1}^{1} t_{(j+N)i}^{2} + a_{2i} \sum_{N=-1}^{1} t_{(j+N)i}^{3} = \sum_{m=-1}^{1} T_{(j+N)} t_{(j+N)i}; \\
a_{0i} \sum_{N=-1}^{1} t_{(j+N)i}^{2} + a_{1i} \sum_{N=-1}^{1} t_{(j+N)i}^{3} + a_{2i} \sum_{N=-1}^{1} t_{(j+N)i}^{4} = \sum_{N=-1}^{1} T_{(j+N)i}^{2}, \\
\end{cases} (5)$$

становится возможным определить коэффициенты a_{ji} полинома. По полученным коэффициентам может быть определено значение искомого временного интервала

$$\tau_i = a_0 + a_1 t_i + a_2 t_i^2 \,. \tag{6}$$

Поправочные коэффициенты также могут быть получены путем нахождения так называемых «центров масс» на участке функции равном обороту ротора [11]. Умножив левую и правую части выражения (3) на T_j и преобразовав его, можно определить объем воздуха, проходящий за один оборот ротора $V_i = V_{OE} = 1/K = const.$

При увеличении количества n информационных импульсов за один оборот ротора турбины, количество «центров масс» будет также равно n, при этом поправочные коэффициенты G_i могут быть вычислены исходя из условия равенства интегралов функции объему $V_{O\!S}/n$

$$G_{i} = \frac{S_{i}}{V_{\hat{I}\hat{A}}/n} = \int_{t_{i-1}}^{t_{i}} q_{i} \cdot dt/V_{\hat{I}\hat{A}}/n.$$
 (7)

Данный способ позволяет получать значения поправочных коэффициентов наиболее точно, однако требует большой производительности микропроцессорной системы.

Методика калибровки портативного спирометра с учетом реальной функции преобразования

Для определения основных показателей ФВД необходимо математическое восстановление входного сигнала, который представляет собой импульсную последовательность. Однако такое восстановление невозможно без определения передаточной функции каждого звена измерительного канала спирометра, особенно ИТ. Для этого, в результате анализа были определены основные моменты сил, действующих на ротор турбины, и получены их аналитические выражения, что позволило математически описать статическую функцию преобразования ИТ [6]. В ходе работы были установлены значения расходов (диапазон 0,2-1 л/с), в котором происходит смена режима течения потока воздуха через ИТ с ламинарного на турбулентный. Исследование динамических свойств ротора измерительной турбины позволили установить, что он является апериодическим звеном первого порядка и может быть описан соответствующей динамической характеристикой.

В результате исследований [12] получено выражение которое описывает передаточную функцию спирометрической ИТ, причем относительная погрешность не превышает 4,5 % в диапазоне расходов 0,1-0,5 л/с, и 2 % в диапазоне расходов 0,5-10 л/с:

$$q_{i} = b_{1} + \frac{b_{2}}{\tau_{i}} + \frac{b_{3}}{\sqrt{\tau_{i}}} \left(b_{4} \cdot \frac{\tau_{i} - \tau_{i-1}}{\tau_{i} \cdot \tau_{i-1}} + 1 \right), \tag{8}$$

где b_1 , b_2 , b_3 , b_4 – расчетные коэффициенты.

На основе полученной функции (см. выражение (8)) была разработана методика определения коэффициентов b_i [13]. Определение значений коэффициентов проводится в два этапа, на которых условно разделяются статическая и динамическая составляющие передаточной функции.

Первый этап калибровки состоит в определении коэффициентов b_1 , b_2 , b_3 выражения (8) и проводится в следующей последовательности:

- подача на вход ТПП m постоянных расходов Q_{CT} , во всем диапазоне их измерения (0,1-14 л/с);
 - вычисление значений b_1, b_2, b_3 путем решения системы уравнений:

$$\begin{cases}
b_{1} + b_{2} / \tau_{1} + b_{3} / \sqrt{\tau_{1}} = Q_{CT 1}; \\
b_{1} + b_{2} / \tau_{2} + b_{3} / \sqrt{\tau_{2}} = Q_{CT 2}; \\
..... \\
b_{1} + b_{2} / \tau_{m} + b_{3} / \sqrt{\tau_{m}} = Q_{CT m},
\end{cases} (9)$$

Второй этап калибровки заключается в нахождении постоянной времени преобразователя, которая численно равна коэффициенту b_4 . и проводится следующим образом:

- подача вход ТПП k фиксированных объемов V_{Φ} воздуха с различными законами изменения скорости q(t) потока;
 - определение коэффициента b_4 путем решения системы уравнений:

$$\begin{cases}
\sum_{i=1}^{n} \left(b_{1} + \frac{b_{2}}{\tau_{1,i}} + \frac{b_{3}}{\sqrt{\tau_{1,i}}} \left(b_{4} \cdot \frac{\tau_{1,i} - \tau_{1,i-1}}{\tau_{1,i} \cdot \tau_{1,i-1}} + 1 \right) \cdot \frac{1}{\tau_{1,i}} \right) = V_{\hat{o}}; \\
\sum_{i=1}^{n} \left(b_{1} + \frac{b_{2}}{\tau_{2,i}} + \frac{b_{3}}{\sqrt{\tau_{2,i}}} \left(b_{4} \cdot \frac{\tau_{2,i} - \tau_{2,i-1}}{\tau_{2,i} \cdot \tau_{2,i-1}} + 1 \right) \cdot \frac{1}{\tau_{2,i}} \right) = V_{\hat{o}}; \\
\dots \\
\sum_{i=1}^{n} \left(b_{1} + \frac{b_{2}}{\tau_{k,i}} + \frac{b_{3}}{\sqrt{\tau_{k,i}}} \left(b_{4} \cdot \frac{\tau_{k,i} - \tau_{k,i-1}}{\tau_{k,i} \cdot \tau_{k,i-1}} + 1 \right) \cdot \frac{1}{\tau_{k,i}} \right) = V_{\hat{o}}.
\end{cases} (10)$$

Исследования, проведенные в специализированном инженерном пакете Flow Simulation [6], подтвердили работоспособность предложенной методики. Погрешность преобразования для полученной передаточной функции компьютерной модели ИТ не превысила 3 % для объемного показателя (ОФВ1), 2,9 % для скоростного (ПОС) и 1,5 % для временного показателя ($T_{\rm IOC}$).

Выводы. Программные методы повышения точности, чувствительности и методика калибровки были использованы при разработке и производстве цифрового портативного спирометра в «РАДМИР» ДП АО НИИРИ (г. Харьков). Экспериментальные исследования опытного образца цифрового портативного спирометра, показали, что погрешность измерения постоянных расходов в заданном диапазоне не превышает 3 %; погрешность измерения эталонного объема составила: для 1 л – не более 1,5 %, а для 3 л – не более 3 %. Медицинская апробация спирометра показала, что он полностью соответствует своему медицинскому назначению, имеет высокую эффективность, безопасен при эксплуатации и может быть рекомендован к использованию в практике медицинских учреждений Украины.

Список литературы: 1. Общая врачебная практика (семейная медицина): проблемы и перспективы / Материалы третьей научно-практической конференции, посвященной 20-летию кафедры общей врачебной практики (семейной медицины) и поликлинической терапии. - Хабаровск: Издательство ДВГМУ, 2011. - 227 с. 2. Сахно Ю. Ф. Исследование вентиляционной функции легких: учебно-методическое пособие / Сахно Ю. Ф., Дроздов Д. В., Ярцев С. С. – М.: Издательство РУДН, 2005. – 83 с. 3. Lung function tests: Physiological principles and clinical applications / Ed. By J. M. B. Hughes, N. B. Pride. - London ttc.: Saunders, 1999. - 314 p. 4. Coкол Е. И. Спирометрия. Ее техническое обеспечение. Проблемы и перспективы / Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, Е. И. Король, Р. С. Томашевский // Технічна електродинаміка. – Київ: Інститут електродинаміки НАНУ, 2008. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – Ч. 3. – С. 119-124. 5. Сокол Е. И. Измерительная система современного спирометра и пути ее усовершенствования / Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, Р. С. Томашевский, Е. И. Король // Вестник НТУ ХПИ «Новые решения в современных технологиях». – Харьков, 2009. – №37. – С.22-25. 6. Кипенский А. В. Математическое моделирование процессов в турбинном преобразователе потока портативного спирометра / А. В. Кипенский, Р. С. Томашевский // Вестник НТУ ХПИ «Математические методі в технике и технологии». – Харьков, 2012. – №54. – С.86-98. 7. Пат. 55354 Україна, МПК (2009) G01F 3/00. Спірометричний турбінний перетворювач / С.І.Сокол, А.В.Кіпенський, С.І.Король, Р.С. Томашевський. — № u201007009; заявл. 07.06.2010; опубл. 10.12.2010, Бюл. №23. **8.** *Томашевский Р.С.* Улучшение технических

показателей портативного спирометра с турбинным преобразователем потока / Р.С. Томашевский // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. 2010. – Т. 9. – С. 569-573. **9.** Сокол Е. И. Адаптивный метод снижения инструментальной погрешности турбинного датчика в процессе его эксплуатации / Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, Е. И. Король, Р. С. Томашевский // Технічна електродинаміка. – Київ: Інститут електродинаміки НАНУ, 2010 Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч.2. – С. 265-268. 10. Сокол Е. И. Анализ методов программной коррекции результатов измерений, полученных с помощью турбинного преобразователя потока в спирометрической аппаратуре / Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, Р. С. Томашевский // Вестник НТУ ХПИ «Новые решения в современных технологиях». – Харьков, 2012. – №50. – С.146-153. **11.** *Ма*каров В.А. Формирование точек коммутации синусоидальной ШИМ микропроцессорными средствами / В.А. Макаров, А.П. Ластовка // Технічна електродинаміка. – Київ: Інститут електродинаміки НАНУ, 2012 Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч.1. – С. 81-86. 12. Сокол Е. И. Определение функции преобразования спирометрического турбинного преобразователя потока / Е.И.Сокол, А.В.Кипенский, Р. С. Томашевский // Сборник научных трудов 3-го международного радио-электронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». – Т. III. – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. – 2011. – С.108-110. 13. Сокол Е. И. Проблемы калибровки портативных спирометров с турбинным преобразователем потока / Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, Р. С. Томашевский // Матеріали XIX міжнародної науково-практичної конференції «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я». – Ч. ІІ – Харків: НТУ «ХПІ». – 2011. – С. 181. **14.** Сокол Е. И. Цифровой портативный спирометр с турбинным преобразователем воздушного потока / Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, Р. С. Томашевский, Е. И. Король // Технічна електродинаміка. – Київ: Інститут електродинаміки НАНУ, 2011 Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч.2. – С. 265-268.

Надійшла до редколегії 15.03.2013

УДК 615.47

Методы улучшения технических характеристик спирометров применительно к задачам семейной медицины / Е. И. Сокол, Р. С. Томашевский, В. А. Макаров // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. - № 18 (991). — С. 130-136. — Бібліогр.: 14 назв.

У статті показані сучасні тенденції розвитку технічного забезпечення сімейної медицини, зокрема в області пульмонології, та визначено основні вимоги до спірометрії. У ході аналітичного огляду в якості датчика для портативного спірометра був обраний турбінний перетворювач потоку. У роботі був обгрунтований метод підвищення чутливості і поліпшення частотних властивостей спірометра на етапі отримання діагностичної інформації. Для зниження інструментальної похибки був розроблений програмний метод динамічної компенсації помилки і розглянуто можливі способи визначення поправочних коефіцієнтів. За результатами досліджень математичної моделі визначена функція, що описує передавальну характеристику вимірювальної турбіни, та розроблено методику калібрування спірометра, що працює з таким типом датчика.

Ключові слова: спірометр, турбінний перетворювач потоку, інструментальна похибка, методи корекції, динамічна компенсація помилки, вимірювальна турбіна.

The article shows the current trends of technical support of family medicine, in particular in the field of pulmonology, and the main requirements for spirometry. In the research report as a sensor for a portable spirometer was chosen turbine flow transducer. In this paper the method has been proved to increase the sensitivity and improve the frequency characteristics of the spirometer at the stage of obtaining diagnostic information. To reduce the instrumental error was developed by the program method of dynamic error compensation, and considers possible ways to determine the correction factors. According to the research of the mathematical model defined function that describes the transfer characteristic of the turbine meter, and developed a method of calibrating the spirometer working with this type of sensor.

Keywords: spirometer, turbine flow converter, instrumental error, correction method, dynamic error compensation, measuring turbine.

К. Г. СЕЛИВАНОВА, аспирант, ХНУРЭ, Харьков

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТОНКОЙ МОТОРИКИ РУК С ПОМОЩЬЮ ЦИФРОВОГО ГРАФИЧЕСКОГО ПЛАНШЕТА

В работе предложена методика оценки тонкой моторики рук с помощью выполнения ряда последовательных тестов на графическом планшете беспроводным пером. Это представляет собой дополнительный диагностический критерий определения на ранних стадиях таких двигательных расстройств, как тремор, профессиональные дискинезии, писчий спазм.

Ключевые слова: тонкая моторика, графический планшет, беспроводное перо.

Введение

Под моторикой следует понимать последовательность движений, которые необходимы для выполнения какой-либо определённой задачи. Различают крупную и мелкую моторику, а также моторику отдельных органов. Освоение навыков мелкой моторики требует развития более мелких мышц, чем для крупной моторики [2].

В медицинской практике часто встречаются функциональные расстройства различной этиологии, которые влекут за собой сбои в работе двигательных систем человека, проявляющихся зачастую на начальных стадиях в виде нарушений тонкой моторики рук. Для анализа дрожаний используются различные методики, такие как: акселерометрия – определение частоты и амплитуды дрожательных форм [4]; поверхностная электромиография (ЭМГ) – метод регистрации и изучения биопотенциалов мышц в покое и при их активации путем отведения биоэлектрической активности поверхностными электродами накожно над двигательной точкой мышцы; игольчатая ЭМГ – регистрация биоэлектрической активности двигательных волокон и двигательных единиц мышцы с помощью игольчатых электродов при их введении, в покое, и при произвольной активации мышц; стимуляционная ЭМГ – исследование биоэлектрической активности мышц и периферических нервов, вызванной активацией нерва электрическим стимулом или рецепторного аппарата механическим стимулом [7]; использование графического цифрового планшета для оценки дрожаний во время письма и компьютерной программы для исследования тонкой моторики рук [4].

Анализ литературы

Анализ литературных данных состояния моторной сферы человека показал, что вопрос о нарушениях моторных функций, является очень важным и освещен недостаточно полно. Сведения, полученные в ходе обзора специальной литературы [1-3], свидетельствуют о том, что выполнение графических движений обеспечивается интегральной (совместной) деятельностью различных мозговых структур, и нарушение этой деятельности может быть основой нарушения движений, трудностей их формирования и контроля. Это послужило базой для внедрения в разработку компьютерной программы тестирования с помощью графического планшета. Однако, по опыту специалистов в области данной патологии [5, 6] дока-

© К. Г. Селиванова, 2013

зано, что одним из важных показателей нарушения моторного развития является тонко координированность движений пальцев кистей рук, что и представляет собой предмет исследования.

В ходе испытаний был проанализирован теоретический материал [8-10] по данной тематике, что стало основой разработки наиболее эффективных и оптимальных методов исследования мелкой моторики в динамике.

Цель и постановка задач исследования

Целью работы является исследование индивидуальных особенностей тонкой моторики рук испытуемых с помощью разработанного программного средства при выполнении ряда последовательных тестов в виде рисования линейных прямых на цифровом графическом планшете беспроводным пером.

Для достижения поставленной цели, необходимо проанализировать теоретические аспекты проблемы развития тонкой моторики в работах специалистов; разработать методику тестирования испытуемых и внедрить ее в виде автоматизированной компьютерной программы с применением цифрового графического планшета; провести оценку особенностей мелкой моторики с помощью разработанного программного средства; определить закономерности в виде значимых критериев условной нормы.

Материалы и методы исследования

Материалом проведения эксперимента ДЛЯ послужили исследования Рубинштейна С. Я [9], Кольцовой М. М. [6], Рожковой Л. А. [8] в области психомоторики и анализа моторных функций детей и взрослых. Методика испытуемых разрабатывалась на базе тестирования систем оценивания специалистов по исследованию тонкой моторики, таких как Озерецкий Н. И. [5] и Большакова С. Е. [3].

Экспериментальное исследование проводилось на базе внедрения тестирования в лабораторный практикум среди учащихся 4 и 5 курсов университета. В эксперименте приняли участие 34 условно здоровых человека (15 женщин и 19 мужчин) в возрасте 20-23 лет, из них у 33 – правши и 1 левша.

Исследование по выявлению особенностей мелкой моторики рук и тонических движений проводилось как провокационная проба перед письмом и после него, представляя собой доклинические испытания.

Техническим оснащением послужило использование цифрового графического планшета Wacom Bamboo One CTF-430/S-Ru (см. рис. 1).

Данный планшет служит как удобное устройство ввода данных в ПК с максимальной простотой работы и широкой функциональностью для исследования тонкой моторики рук при выполнении беспроводным пером ряда последовательных тестов в виде различного рода линейных задач. Планшет Wacom Bamboo One формата A6 (4:3) имеет 512 уровней чувствительности к нажатию, разрешающая способность его составляет 1040 линий на дюйм, точность \pm 0.5 мм, рабочая область — 127.6 х 92.8 мм, скорость передачи данных 100 точек в секунду; подключение к ПК — через интерфейс USB. Перо — естественный инструмент для человеческой руки, поэтому навигация и работа на ПК с пером удобна и точна.



Рис. 1 – Изображение цифрового графического планшета Wacom Bamboo One CTF-430 с беспроводным пером

В процессе клинического испытания использовались следующие методы: опрос испытуемых на наличие жалоб, наблюдение, разработанная методика тестирования с помощью графического планшета.

Опрос испытуемых проводился в форме записи жалоб на возможные причины возникновения дрожаний, такие как стресс, нарушения сна, длительный прием лекарственных средств, алкогольное и наркотическое опьянение, регулярные физические и психо-эмоциональные нагрузки на организм, переломы костей рук, наблюдение у врача.

Наблюдение за учащимися осуществлялось за тем, как выполнялось задание, при этом регистрировалась скорость и время выполнения теста, сила давления на беспроводное перо.

Тестирование включало в себя выполнение 20 шаблонов заданий – рисование прямых линий различной длины и пространственной ориентации (см. рис. 2). Заданные прямые являются графиком линейной функции (1), которая имеет вид:

$$y = ax + b, (1)$$

где x – независимая переменная, y – зависимая переменная, a – угловой коэффициент, b – величина сдвига прямой.

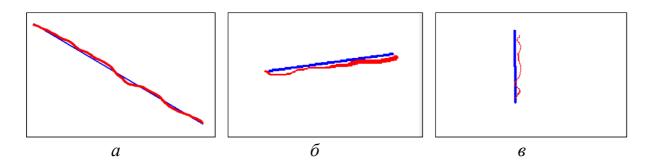


Рис. 2 — Пример рисования линий различной длины и пространственной ориентации: a-1-ым; $\delta-2$ -ым; $\varepsilon-3$ -им испытуемыми во время тестирования беспроводным пером на графическом планшете

При этом фиксировалась заданная и экспериментальная длина линий; проводился автоматизированный подсчет отклонений от исходного значения; регистрировалась сила нажима беспроводного пера на графический планшет при

рисовании линий; строились графики отклонения координат x (2) и y (3) заданных линий при проведении тестирования.

$$X = \frac{x \cdot Width}{w} \tag{2};$$

$$Y = Height - \frac{y \cdot Height}{h}$$
(3);

где x, y – координаты пера в координатах устройства Bamboo;

w, h – количество точек по горизонтали и вертикали в Bamboo;

X, Y – координаты пера в координатах устройства отображения;

Width – ширина рабочего экрана планшета;

Height – высота рабочей области экрана планшета.

При регистрации силы давления на беспроводное перо, изменялась толщина линий в зависимости от нажима:

$$LineWidth = 1 + \frac{pressure}{100} \tag{4};$$

где LineWidth – толщина линии, а pressure – давление из устройства.

Выполнение заданий с помощью графического планшета представляет собой сложный координированный процесс, как и акт письма, потому что включает ряд факторов: общий тонический фон пишущей руки и всей рабочей позы, вибрационную иннервацию мышц предплечья, запястья и пальцев, которая очень ритмична и монотонна; осуществление округлости движения и его временного ритмического узора; реализация начертательной стороны рисования линий [2].

Анализ результатов исследования

Для изучения индивидуальных особенностей тонкой моторики рук была разработана система объективного оценивания результатов тестирования по шести критериям (характер, длина, форма, наклон, отклонение и правильность последовательного рисования линий), при этом регистрировалось время выполнения заданий.

Экспериментально-практическое исследование моторной сферы проводилось в течение учебного года во время лабораторного практикума. Каждый человек проходил испытание индивидуально в абсолютно одинаковых условиях тестирования, предложенные графические задания выполнялись самостоятельно и технически правильно. Все полученные результаты опытов сравнивались между собой для установления достоверности данных и контроля показателей нормы, при этом учитывался опрос испытуемых, так как 12 человек жаловались на различные сбои моторной сферы в силу своей деятельности, что было подтверждено экспериментом.

На рисунке 3 показаны полученные данные тестирования в виде графиков на примере трех участников эксперимента. Графическое отображение позволяет наглядно представить результаты исследования, выделить закономерности в динамике.

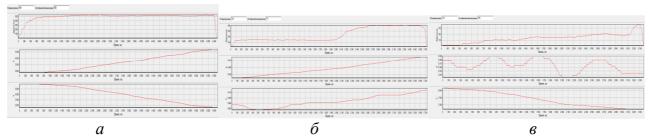


Рис. 3 – Пример графического отображения результатов тестирования: a-1-ым; $\delta-2$ -ым; $\epsilon-3$ -им испытуемыми

У первого испытуемого (см. рис. 2 а, рис. 3 а) при опросе, наблюдении и тестировании не было обнаружено нарушений моторной сферы, а результаты опыта это подтвердили. Как видно из рис. 2 а, задание выполнено правильно, характер, наклон, форма экспериментальной линии соответствует исходной, сила нажима пером находиться в пределах нормы. Так как участник эксперимента максимально точно пытался повторить линию беспроводным пером, то было потрачено на выполнение этого задания 64 с, что является незначительно больше предельно допустимого потраченного времени -60 с, то есть не более минуты, иначе это будет свидетельствовать о замедленном темпе движений пальцев рук и концентрации внимания. Из результатов тестирования (см. рис. 3 а) на первом графике показано изменение силы давления из устройства: сначала эта величина постепенно увеличивалась, а затем оставалась на определенном уровне на протяжении всего времени выполнения задания, то есть не изменялась. Это являет собой показатель нормы силы давления беспроводным пером на графический планшет. На втором и третьем графике показаны результаты отклонения координат точек х и у экспериментальной прямой (длина ее составляет 500 пикселей) от исходной (448 пикселей). Отклонение x постепенно возрастает, а y – монотонно убывает, разница длины экспериментальной прямой от заданной составляет 52 пикселя, что тоже представляет собой критерий предельной нормы.

Второй испытуемый (см. рис. 2 б, рис. 3 б) регулярно испытывает физические нагрузки, что на выполнении задания сказывалось более сильным нажимом пера, не совсем точным повторением заданной прямой, напряженностью пальцев кисти руки. Из результатов опыта (см. рис. 3 б) видно, что сила давления и з устройства не постоянная при выполнении задания: сначала очень низкая, а затем возросла. Длительность выполнения задания составляет 37 с, что входит в норму. Отклонение координат точек экспериментальной (171 пиксел) линии от исходной (143 пикселя) возрастает, а разница длин прямых составляет 28, что не представляет собой патологическое изменение.

У третьего испытуемого (см. рис. 2 в, рис. 3 в) при опросе оказалась жалоба на постоянную монотонность тонких движений пальцев кистей рук в силу своей профессиональной деятельности, то есть количество выполнения тонких движений за день значительно превышает, чем у остальных людей. При выполнении задания наблюдался слабый нажим пера, неточность повторения прямой, отмечается напряжение пальцев при удержании пера. При обработке данных исследования третьего участника эксперимента, было установлено, что давление из графического планшета очень низкое, отклонение координат точек прямых имело скачкооб-

разный характер, но разница длин линий (145-132=13) и время выполнения теста (33 с) находиться в норме.

Уровень развития мелкой моторики первого испытуемого высокий, а у второго и третьего — достаточный (средний). Аналогично было проанализировано все данные испытания, а результаты исследования уровня развития мелкой моторики у людей, участвующих в эксперименте, приведены в таблице.

	Уровни развития моторики					
Всего	высокий		средний		низкий	
испытуемых	кол-во	%	кол-во	%	кол-во	%
	испытуемых		испытуемых		испытуемых	
34	22	64,71	12	35,29	0	0

Таблица – Уровень развития мелкой моторики испытуемых

Анализ результатов методики тестирования показал, что все испытуемые имеют высокий и достаточный уровень развития мелкой моторики рук без проявлений каких-либо серьезных двигательных нарушений. Об этом свидетельствует характер и наклон линий, сила нажима пером, форма и размеры выполняемых элементов заданий, отклонение от заданных значений незначительное (в пределах нормы).

Выводы

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что разработанная методика тестирования и оценки индивидуальных особенностей тонкой моторики с помощью графического планшета, позволяет контролировать показатели условной нормы в динамике. Методика является не инвазивной и легко реализуемой с помощью стандартных графических планшетов высокого разрешения. Перспективой работы является применение методов статистической обработки полученных результатов для подтверждения достоверности данных и возможности дальнейшего установления и диагностирования патологических процессов.

Список литературы: 1. Архипова Е. Ф. Коррекционно-логопедическая работа по преодолению стертой дизартрии у детей. / E. Ф. Архипова. – M.: ACT: Астремь, 2008, - 254 с. **2**. Бернштейн В. И. Очерки по физиологии движений и физиологии активности. / В. И. Бернштейн. – М.: Медгиз, 1966, - 384с. 3. Большакова С. Е. Формирование мелкой моторики рук: Игры и упражнения. / С. Е. Большакова. – М: ТЦ Сфера, 2008, - 280 с. 4. Голубев В. Л., Магомедова Р. К. Спектральный анализ вариабельности частотно-амплитудных характеристик дрожания при эссенциальном треморе и дрожательных форм болезни Паркинсона / В. Л. Голубев, Р. К. Магомедова // Журнал неврологии и психиатрии, №1, 2006, с. 43-48. 5. Озерецкий Н.И. Методика исследования психомоторики / Н.И. Озерецкий. - М. - Л.: Госмедиздат, - 1930. 6. Кольцова М. М. Двигательная активность и развитие функций мозга ребенка./ М. М. Кольцова. – М., 1973, –193 с. 7. Команцев В. Н. Методические основы клинической электронейромиографии: руководство для врачей. / В. Н. Команцев. - С.-Петербург, 2006, - 175с. 8. Рожкова Л. А., Переслени Л. И. Нейрофизиологические критерии оценки уровня развития механизмов когнитивной деятельности у детей в аспекте проблем дифференциальной диагностики./ Л. А. Рожкова, Л. И. Переслени. // Дефектология. -2001. – №4. - С. 3-11. 9. Рубинштейн С. Я. Экспериментальные методики патопсихологии. / С. Я. Рубинштейн. – М.: ЭКСМО – ПРЕСС, 1999, – 414 с. **10.** Цветкова Л. С. Нейропсихология счета, письма, чтения: нарушение и восстановление./ Л. С. Цветкова. – М.: Юристь, 1997. – 256 с.

УДК 615.47

Экспериментальное исследование тонкой моторики рук с помощью цифрового графического планшета/ К. Г. Селиванова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — X. : НТУ «ХПІ», — X013. — X18 (991). — X2013. — X37-143. — X36 Бібліогр.: 10 назв.

У роботі запропонована методика оцінки тонкої моторики рук за допомогою виконання ряду послідовних тестів на графічному планшеті бездротовим пером. Це представляє собою додатковий діагностичний критерій визначення на ранніх стадіях таких рухових розладів, як тремор, професійні дискінезії, писальний спазм.

Ключові слова: тонка моторика, графічний планшет, бездротове перо.

The paper presents the method of estimating the fine hand movements by executing a series of successive tests on the graphics tablet cordless pen. This represents an additional diagnostic criterion for determining the early stages of movement disorders, tremor, dyskinesia professional, writer's cramp.

Keywords: fine motor skills, graphics tablet, pen device.

УДК 615.471

- А. В. КИПЕНСКИЙ, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
- В. В. КУЛИЧЕНКО, асистент, НТУ «ХПИ»;
- Р. С. ТОМАШЕВСКИЙ, канд. техн. наук, старш. преп., НТУ «ХПИ»;
- Е. Ю. ДЕМИДОВА, студентка, НТУ «ХПИ»

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ ЧАСТОТЫ СЕРДЕЧНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

В статье представлен анализ динамической погрешности измерения средней частоты сердечных сокращений по методу "скользящего среднего". Основное внимание уделяется возможным решениям для уменьшения динамической погрешности при измерении среднего значения частоты сердечных сокращений.

Ключевые слова: скользящее среднее, динамическая погрешность, частота сердечных сокращений

Частота сердечных сокращений (ЧСС), как один из важнейших физиологических показателей человека, может быть измерена разными вариантами: текущее значение (определенное в течение одного периода сердечных сокращений) и среднее значение (определенное в течение некоторого временного интервала). И в зависимости от конкретного случая измеряется то или иное значение. Введем понятие мониторинга, который представляет собой процесс слежения, позволяющий в реальном времени наблюдать за основными параметрами работы сердечнососудистой и дыхательной систем человека (таких как частота сердечных сокращений и частота дыхания (ЧД)), выявлять отклонения в деятельности данных систем и сигнализировать о критической ситуации.

Также измерение частоты сердечных сокращений необходимо и в диагностике, которая представляет собой процесс установления диагноза, то есть заключения о сущности болезни и состоянии пациента, выраженное в принятой медицинской терминологии.

[©] А. В. Кипенский, В. В. Куличенко, Р. С. Томашевский, Е. Ю. Демидова, 2013

УДК 615.47

Экспериментальное исследование тонкой моторики рук с помощью цифрового графического планшета/ К. Г. Селиванова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — X. : НТУ «ХПІ», — X013. — X18 (991). — X2013. — X37-143. — X36 Бібліогр.: 10 назв.

У роботі запропонована методика оцінки тонкої моторики рук за допомогою виконання ряду послідовних тестів на графічному планшеті бездротовим пером. Це представляє собою додатковий діагностичний критерій визначення на ранніх стадіях таких рухових розладів, як тремор, професійні дискінезії, писальний спазм.

Ключові слова: тонка моторика, графічний планшет, бездротове перо.

The paper presents the method of estimating the fine hand movements by executing a series of successive tests on the graphics tablet cordless pen. This represents an additional diagnostic criterion for determining the early stages of movement disorders, tremor, dyskinesia professional, writer's cramp.

Keywords: fine motor skills, graphics tablet, pen device.

УДК 615.471

- А. В. КИПЕНСКИЙ, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
- В. В. КУЛИЧЕНКО, асистент, НТУ «ХПИ»;
- Р. С. ТОМАШЕВСКИЙ, канд. техн. наук, старш. преп., НТУ «ХПИ»;
- Е. Ю. ДЕМИДОВА, студентка, НТУ «ХПИ»

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ ЧАСТОТЫ СЕРДЕЧНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

В статье представлен анализ динамической погрешности измерения средней частоты сердечных сокращений по методу "скользящего среднего". Основное внимание уделяется возможным решениям для уменьшения динамической погрешности при измерении среднего значения частоты сердечных сокращений.

Ключевые слова: скользящее среднее, динамическая погрешность, частота сердечных сокращений

Частота сердечных сокращений (ЧСС), как один из важнейших физиологических показателей человека, может быть измерена разными вариантами: текущее значение (определенное в течение одного периода сердечных сокращений) и среднее значение (определенное в течение некоторого временного интервала). И в зависимости от конкретного случая измеряется то или иное значение. Введем понятие мониторинга, который представляет собой процесс слежения, позволяющий в реальном времени наблюдать за основными параметрами работы сердечнососудистой и дыхательной систем человека (таких как частота сердечных сокращений и частота дыхания (ЧД)), выявлять отклонения в деятельности данных систем и сигнализировать о критической ситуации.

Также измерение частоты сердечных сокращений необходимо и в диагностике, которая представляет собой процесс установления диагноза, то есть заключения о сущности болезни и состоянии пациента, выраженное в принятой медицинской терминологии.

[©] А. В. Кипенский, В. В. Куличенко, Р. С. Томашевский, Е. Ю. Демидова, 2013

Частота сердечных сокращений определяется также в случае проведения различных медицинских физиологических процедур для контролирования физиологических показателей человека и поддержания его здоровья

Среднее значение частоты сердечных сокращений измеряется в тех случаях, когда необходимо получить информацию о деятельности сердечнососудистой системы в целом [1]. Такие измерения проводятся как на этапе постановки диагноза, так и в процессе проведения физиотерапевтических процедур [2]. Для того, чтобы физиологический показатель имел диагностическую ценность, его следует измерять в течение некоторого интервала времени. Это необходимо для исключения влияния на результаты измерений собственных колебаний физиологических показателей, являющихся нормой для жизнедеятельности человеческого организма. Измерение ЧСС принято проводить в течение временного интервала не менее 10 секунд или в течение 10 циклов сердечных сокращений [1].

У здоровых взрослых людей среднее значение частоты сердечных сокращений соответствует частоте пульса и составляет 60-80 мин⁻¹. Следует отметить, что вариабельность сердечного ритма может быть определена по средней ЧСС и вариабельности интервала R-R [3].

Проведенный анализ естественных колебаний частоты сердечных сокращений показал, что во время отдыха ЧСС увеличивается и уменьшается каждые несколько секунд на фоне дыхательного цикла. При этом, значение частоты сердечных сокращений уменьшается в период сна (23:00-06:00), и имеет два дневных подъема – первый около 11 часов дня, второй – в промежутке между 6 и 8-ю часами вечера [4]. Среднее значение ЧСС при этом в течение суток может изменяться на 15-25 ударов в минуту.

Также следует отметить влияние температуры тела человека на изменение значения частоты сердечных сокращений. Согласно закону Либермейстера, увеличение температуры на 1°C приводит к росту ЧСС на 6-10 ударов в минуту [5]. Этот факт необходимо учитывать при проведении физиотерапевтических процедур, при которых ЧСС является диагностическим параметром.

Частота дыхания (ЧД) имеет значительно меньшее значение относительно частоты сердечных сокращений, однако в достаточной мере влияет на колебания ЧСС. Взрослый человек, находясь в состоянии покоя, совершает в среднем 14 дыхательных движений в минуту [6]. Вместе с тем, значения частоты дыхания могут претерпевать значительные колебания, составляющие от 10 до 18 дыханий за минуту.

Дальнейшие исследования и расчеты рассматриваются применительно к частоте сердечных сокращений, но могут быть применены и относительно частоты дыхания.

В ходе проведенных исследований было установлено, что для решения задачи измерения среднего значения ЧСС наиболее целесообразно представлять физиологический параметр (биоэлектрические потенциалы, тоны сердца, пульсации сосудов) в виде импульсной последовательности с последующим усреднением одним из вариантов метода «скользящего среднего» [8].

Для проведения исследования были установлены такие условия: два значения частоты сердечных сокращений ($f_{H\,1}=60~\text{мuh}^{-1}$, $f_{H\,2}=90~\text{мuh}^{-1}$), между которыми произошло скачкообразное изменение частоты входного сигнала от значения $f_{H\,1}$ до значения $f_{H\,2}$ и наоборот.

Из возможных разновидностей метода «скользящего среднего» проанализированы такие варианты: «простого скользящего» (ПС), «взвешенного скользящего» (ВС) и «экспоненциального взвешенного скользящего» (ЭВС).

Далее на варианте ПС показана суть метода «скользящего среднего», который заключается в измерении текущих значений периодов T_{Ui} сердечных сокращений в течении M периодов (рис. 1, a) с последовательным сохранением их в массиве ячеек памяти. В данном исследовании используется импульсно-цифровой преобразователь (ИЦП), при этом на основе предыдущих исследований был выбран классический метод последовательного счета для преобразования частоты следования импульсов в цифровой код, соответствующий ее среднему значению [8]. Среднее значение периода вычисляется исходя из значений расположенных в ячейках памяти тем или иным способом. Процесс расчета повторяется для каждого нового измеренного периода $T_{U(M+i)}$, значение которого записывается вместо T_{Ui} , измеренного M периодов назад.

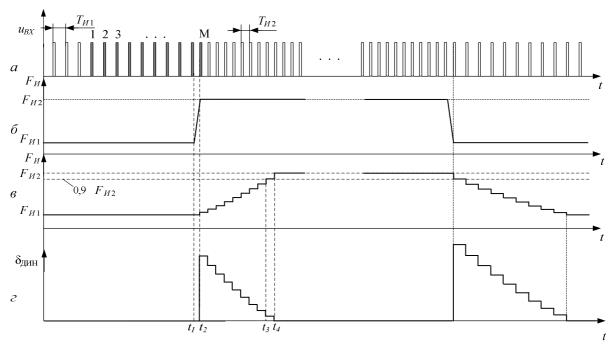


Рис. 1 Временные диаграммы измерения частоты пульса

При использовании варианта ПС, выражение для вычисления среднего значения периода сердечных сокращений будет иметь вид:

$$T_{II}^{IIC} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} T_{IIi} ,$$

где T_{Hi} – текущее значение i-го периода сердечных сокращений.

Среднее значение ЧСС, выраженное в мин $^{-1}$, рассчитывается микропроцессорной системой на основе среднего значения периода сердечных сокращений $T_{_{\!\!M}}^{^{\!N\!C}}$ и путем перевода периода в частоту.

Для оценки динамических свойств метода «скользящего среднего» для варианта ПС предположим, что в некоторый момент времени t_1 (рис. 1, δ) произошло изменение состояния сердечнососудистой системы и к моменту времени t_2 значение ЧСС изменились от f_{U1} до f_{U2} . С учетом особенностей усреднения рассматриваемым вариантом метода «скользящего среднего» вычисленные средние

значения ЧСС окончательно достигнут своего нового значения $F_{U\,2}^{\Pi C}$ лишь к моменту t_3 (см. рис. 1, e).

При этом отклонения значений $F_{U\,i}^{\Pi C}$ на интервале t_2 - t_3 от значения $F_{U\,2}^{\Pi C}$ можно рассматривать как динамическую погрешность, вызванную скачкообразным изменением текущего значения ЧСС и обусловленную запаздываниями, возникающими в процессе усреднения. Учет такой погрешности необходим в связи с тем, что при резком изменении физиологических показателей человека необходима незамедлительная реакция не только со стороны обслуживающего медицинского персонала, но и со стороны измерительной аппаратуры, которая может формировать сигнал изменения параметров физиотерапевтического воздействия.

В общем случае динамическая погрешность может быть вычислена на каждом периоде сердечных сокращений по выражению:

$$\delta = \frac{\left| F_{H_{H3M}} - F_{Hi} \right|}{F_{H_{H3M}}} \cdot 100\% ,$$

где $F_{H_{-}H3M}$ \square та частота, значение которой становится таким в результате скачкообразного изменения, в данном случае это f_{H2} ;

 F_{H_i} \square текущее значение частоты ИЦП в процессе преобразования.

Изменение значения динамической погрешности при скачкообразном изменении ЧСС (для случая M=10, $f_{U1}=60$ мин $^{-1}$ и $f_{U2}=90$ мин $^{-1}$) показано на рис. 1, ε .

Для случая, когда частота меняется обратно с $f_{W2} = 90$ мин⁻¹ до $f_{W1} = 60$ мин⁻¹ выполнены аналогичные расчеты и преобразования, которые также показаны на рис. 1.

Полезной в данном случае оказывается и оценка среднеквадратичного отклонения среднего значения ЧСС на интервале t_2 - t_3 от своего нового значения. Такое отклонение рассчитывается по выражению:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} (F_{U2} - F_{Ui})^2}$$
.

Снижение динамической погрешности измерения среднего значения ЧСС возможно путем уменьшения продолжительности интервала усреднения. На рисунках 2-5 приведены результаты расчета динамической погрешности δ_{max} и среднеквадратичного отклонения σ для случаев усреднения от 2 до 20 периодов сердечных сокращений. Рисунки 2 и 4 соответствуют преобразованию при изменении частоты с 60 мин⁻¹ до 90 мин⁻¹, а рисунки 3 и 5– с 90 мин⁻¹ до 60 мин⁻¹.

Полученные зависимости явно указывают на то, что наибольшее среднеквадратичное отклонение σ имеет вариант ПС. Динамическая погрешность δ_{\max} наибольшая у ПС, поскольку пересчет нового значения ведется без учета весовых коэффициентов для каждого текущего значения, как в методах ВС и ЭВС. И именно поэтому значения динамической погрешности δ_{\max} для ВС и ЭВС совпадают, а кривая среднеквадратичного отклонения σ находится ниже по сравнению с кривой ПС.

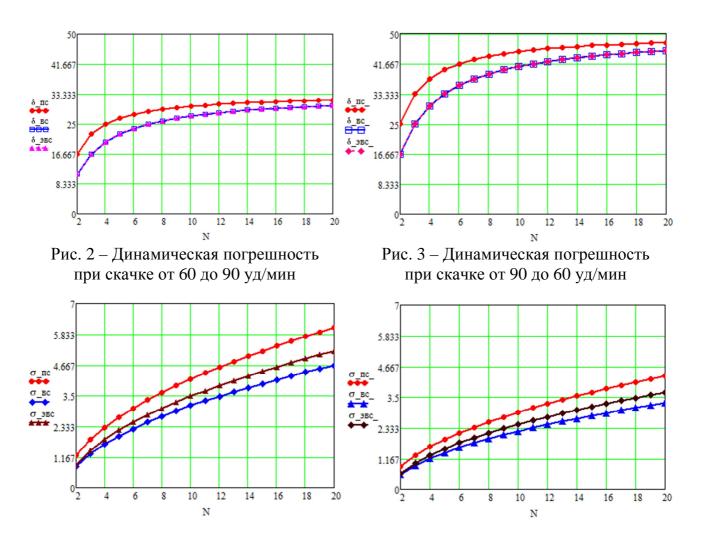


Рис. 4 – Среднеквадратичное отклонение при скачке от 60 до 90 уд/мин

Рис. 5 – Среднеквадратичное отклонение при скачке от 90 до 60 уд/мин

Для трех вариантов усреднения исследован временной интервал полной реакции — время, за которое результат преобразования будет соответствовать истинному значению частоты входного сигнала. Временной интервал полной реакции может определяться при значении равном $0.9\,f_{H\,2}$, как это показано в предыдущих исследованиях [8], либо при значении $f_{H\,2}$ (время t_4 на рис.1, ϵ), как это показано на рисунках 6 и 7.

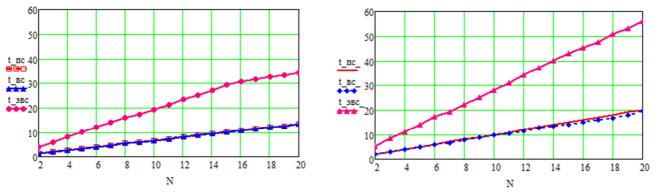


Рис. 6 – Интервал полной реакции при скачке от 60 до 90 уд/мин

Рис. 7 – Интервал полной реакции при скачке от 90 до 60 уд/мин

В этом случае, на обоих рисунках время полной реакции для ЭВС значительно превышает время для ПС и ВС. Это можно объяснить тем, что кривая ЭВС до-

стигает значения $0.9 f_{W2}$ примерно в то же время, как и при использовании других методов, но по причине своего экспоненциального характера время преобразования значительно увеличивается.

Выводы

Таким образом, в результате проведенного исследования можно сказать, что при использовать метода «скользящего среднего» наиболее целесообразно среднее значение частоты того или иного физиологического показателя вычислять по варианту «взвешенного скользящего», поскольку в целом показатели динамической погрешности, среднеквадратичного отклонения и временной интервал полной реакции являются наименьшими из всех возможных вариантов.

Список литературы: 1. Остроухов В.Д. Конспект лекций по курсу «Теория, расчет и проектирование биотехнических аппаратов и систем». Часть І. «Аппаратура для функциональной диагностики». – Харьков: ХИРЭ, 1993. – 132 с. 2. Измерение частоты сердечных сокращений в процессе физиотерапевтических воздействий / Е.Ю. Демидова // VI Університетська науковопрактична студентська конференція магістрантів Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»: матеріали конференції: у 4-х ч. – Ч. 3 / – Харків : НТУ «XIII», 2012. – C.11-13. 3. Heart Rate Variability Predicts ESRD and CKD-Related Hospitalization / Daniel J. Brotman, Lori D. Bash, Rehan Qayyum, Deidra Crews, Eric A. Whitsel, Brad C. Astor, and Josef Coresh // Journal of the American Society of Nephrology 2010 – P.1560-1570. 4.Роль холтеровского мониторирования в обследовании больных без ишемической болезни сердца /Л.М.Макаров // Вестник аритмологии, №26, 2002. — С.26-30. **5.** Малая медицинская энциклопедия. – М.: Медицинская энциклопедия. 1991 – 96 гг. **6.** Физиология человека. В 3-х т. Т. 2. Пер с англ. / Под ред. Р. Шмидта и Г. Тевса. — М.: Мир, 1996. — 313 с. **7.** *Шурыгин И. А.* Мониторинг дыхания в анестезиологии и интенсивной терапии. – СПб.: «Издательство «Диалект», 2003. – 416 с. 8. Анализ методов измерения ритмических физиологических показателей человека при проведении физиотерапевтических процедур / А.В. Кипенский, Б.М. Горкунов, В.В. Куличенко, Р.С. Томашевский, Е.И. Король, Е.Ю. Демидова // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Силова електроніка та енергоефективність. / Київ: ІЕД НАНУ, 2012. – Ч.2. – С.180-186.

Надійшла до редколегії 15.03.2013

УДК 615.47

Анализ динамической погрешности измерения среднего значения частоты сердечных сокращений / А. В. Кипенский, В. В. Куличенко, Р. С. Томашевский, Е. Ю. Демидова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», — 2013. - N 18 (991). — С. 143-148. — Бібліогр.: 8 назв.

У статті представлено аналіз динамічної похибки вимірювання середньої частоти серцевих скорочень за методом «ковзаючого середнього». Основна увага приділяється можливим рішенням для зменшення динамічної похибки при вимірюванні середнього значення частоти серцевих скорочень.

Ключові слова: ковзаюче середнє, динамічна похибка, частота серцевих скорочень

The paper presents a analysis of the dynamic error of measurement the average value heart rate by the "moving average" method. The major attention is paid to the possible solutions to reduce the dynamic error in the measurement of the average value of heart rate.

Keywords: moving average, dynamic error, heart rate

УДК 538.975:621.383.5

- А. С. ОПАНАСЮК, д-р фіз.-мат. наук, проф., СумДУ, Суми;
- **Д. І. КУРБАТОВ**, канд. фіз.-мат. наук, начальник НДЧ СумДУ, Суми;
- *Т. О. БЕРЕСТОК*, аспепірант, СумДУ, Суми;
- *О. А. ДОБРОЖАН*, аспірант, СумДУ, Суми;
- **Р. В. ЛОПАТКА**, студент, СумДУ, Суми

МОДЕЛЮВАННЯ ОСНОВНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СОНЯЧНИХ ЕЛЕ-MEHTIB HA OCHOBI ГЕТЕРОПЕРЕХОДІВ n-ZnS/p-CdTe i n-CdS/p-CdTe

В роботі з використанням програмного середовища SCAPS-3200 проведено моделювання темнових та світлових ВАХ, а також спектральних розподілів квантової ефективності плівкових сонячних елементів (СЕ) на основі ідеальних гетеропереходів *n*-ZnS/*p*-CdTe і *n*-CdS/*p*-CdTe. Показано, що заміна традиційного матеріалу віконного шару фотоперетворювачів CdS на більш широкозонний матеріал ZnS приводить до зростання ККД. Встановлені конструктивні параметри СЕ на основі багатошарової системи *n*-ZnS/*p*-CdTe, які забезпечують їх максимальну ефективність. Вироблені рекомендації щодо оптимізації технології створення реальних дешевих та високоефективних плівкових перетворювачів сонячної енергії.

Ключові слова: плівкові сонячні елементи, телурид кадмію, гетероперехід, моделювання, вольт-амперні характеристики, квантова ефективність, ККД.

Вступ

Використання сонячної енергії сьогодні розглядається як перспективний засіб розв'язання глобальної енергетичної кризи. Серед різних способів перетворення енергії Сонця у електричну особливу увагу привертає її фотоелектричне перетворення. Якщо у 2009 році світове виробництво фотоелектричних елементів і модулів складало 12,3 ГВт [1], то в найближчі декілька років воно збільшиться до 20 ГВт [2]. За даними Міністерства енергетики США, сонячна енергія стане економічно вигідною для широко-масштабного виробництва, якщо її вартість буде знижена до \$ 0,33/Вт [3].

У наш час для створення сонячних елементів (СЕ) використовується монокристалічний, полікристалічний та аморфний Si [4, 5], тонкі плівки різних напівпровідників [5, 6] і навіть органічні матеріали [7]. Плівки телуриду кадмію (СdТе) сьогодні розглядаються як один з провідних матеріалів для розробки економічно ефективних фотоперетворювачів, оскільки цей матеріал має оптимальну для перетворення сонячної енергії ширину забороненої зони (33) (E_g =1,46 eB) та є прямозонним, що забезпечує сто відсоткове поглинання світла вже при товщині шару $d\sim2$ -3 мкм [8] Одночасно це перша технологія яка дозволяє отримувати сонячну енергію за ціною нижчою ніж \$ 1/Вт (\$ 0,85) [9]. За теоретичними оцінками ефективність плівкових СЕ з поглинаючим шаром CdTe складає 28-30% [8, 10]. Реальний ККД таких фотоперетворювачів набагато нижчий. Найбільш перспективними для створення високоефективних світлоперетворюючих приладів при цьому вважаються СЕ на основі анізотипних гетеропереходів (ГП). Так для гетероперехідного фотоперетворювача n-CdS/p-CdTe в наш час отримано ККД який складає

[©] А. С. Опанасюк, Д. І. Курбатов, Т. О. Бересток, О. А. Доброжан, Р. В. Лопатка, 2013

18,3 % [11]. Подальше підвищення економічної ефективності таких СЕ можливе як шляхом збільшення їх ККД так і шляхом здешевлення технології виробництва.

Аналіз останніх досліджень та літератури

Одним з ефективних шляхів збільшення ККД СЕ з поглинаючим шаром СdTe ϵ заміна матеріалу оптичного вікна. Віконні шари CdS (E_g =2,45 eB) при цьому можуть бути замінені на більш широкозонний матеріал - ZnS (E_g =3,68 eB) [12]. Згідно з теоретичними уявленнями це повинно привести до збільшення фоточутливості СЕ в ультрафіолетовій області спектру та підвищення їх ефективності. Важливим з екологічної точки зору ϵ те, що ZnS ϵ нетоксичним («Cd-free») матеріалом завдяки відсутності у складі важких металів. Саме тому плівки ZnS набули широкого використання як альтернативний до CdS шар оптичного вікна у високоефективних СЕ (ККД=18,6%) на основі халькопіритних сполук CuInSe₂ (CIS), CuIn_{1-x}Ga_xSe₂ (CIGS) [13]. Однак існуючі сьогодні СЕ на основі ГП n-ZnS/p-CdTe мають ККД що не перевищу ϵ 4%. Для підвищення ефективності таких СЕ необхідна оптимізація властивостей як окремих шарів так і конструкції фотоперетворювача в цілому, що можливо шляхом моделювання фізичних процесів, що відбуваються у приладі.

Для моделювання характеристик СЕ з ГП існує декілька програм (AMPS-1D, SCAPS-1D, PC-1D, ASA та AFORS-HET), але найбільш розробленою та зручною для використання можна вважати програму SCAPS-3200 [14]. Можливості даного програмного середовища дозволяють враховувати як індивідуальні властивості напівпровідникових шарів, так і процеси рекомбінації, що відбуваються на міжфазній границі, та розраховувати основні характеристики СЕ: темнові та світлові вольт-амперні характеристики (BAX), спектральні розподіли квантової ефективності та ін. Аналіз ВАХ дозволяє визначити такі важливі параметри фотоперетворювачів як густина струму короткого замикання (J_{sc}), напруга холостого ходу (U_{oc}), фактор заповнення ВАХ (FF) та ККД (η) фотоперетворювачів [5].

Оптимізації конструктивних параметрів СЕ на основі ГП n-CdS/p-CdTe шляхом моделювання їх основних робочих характеристик з використанням програми SCAPS присвячені дослідження [15-16]. Відповідні роботи де проводиться оптимізація робочих характеристик фотоперетворювачів на основі багатошарової системи n-ZnS/p-CdTe відсутні. Це і обумовило мету дослідження.

Мета і постановка задачі

Метою роботи ϵ моделювання основних характеристик CE на основі $\Gamma\Pi$ n-ZnS/p-CdTe та їх порівняння з характеристиками приладів на основі багатошарової системи n-CdS/p-CdTe, визначення оптимальних конструктивних параметрів фотоперетворювачів нової конструкції.

Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішити наступні завдання: провести розрахунок темнових та світлових ВАХ, а також спектральних розподілів квантової ефективності плівкових СЕ на основі ідеальних ГП n-CdS/p-CdTe і n-ZnS/p-CdTe; визначити J_{sc} , U_{oc} , FF та η фотоперетворювачів при різних товщина віконних $d_{\text{ZnS(CdS)}}$ та поглинаючого шару d_{CdTe} ; провести порівняння отриманих результатів та визначити оптимальні конструктивні параметри СЕ. Виробити рекомендації щодо оптимізації конструкції реальних фотоперетворювачів.

Результати досліджень

При моделюванні ВАХ СЕ та розрахунку їх основних параметрів може бути використана еквівалентна схема ідеального фотоперетворювача, яка представляє собою паралельно з'єднані генератор струму та діод.

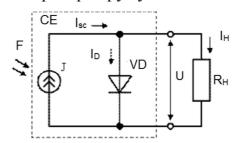


Рис.1 – Еквівалентна схема ідеального СЕ

Вихідний струм фотоелементу на основі p-n та ГП переходу, у відповідності до рис. 1, можна знайти за законом Кірхгофа:

$$I = I_{sc} - I_D = I_0 \left[\exp(\pm \frac{eU}{AkT}) - 1 \right], \tag{1}$$

де I — вихідний струм фотоелемента; I_D — струм діоду еквівалентної схеми заміщення; I_0 — зворотний струм насичення діоду; e — заряд електрона; U — вихідна напруга фотоелементу; k — стала Больцмана; A — діодний коефіцієнт або коефіцієнт ідеальності переходу; T — температура p-n переходу.

При розгляді роботи реальних СЕ потрібно враховувати їх послідовний опір та опір витоку. Тоді вираз для опису ВАХ запишеться у вигляді

$$I = I_0 \left[\exp \frac{e(U - IR_s)}{AkT} - 1 \right] + \frac{(U - IR_s)}{R_p},$$
 (2)

де R_s - послідовний опір фотоелементу; R_p - шунтуючий опір. Коефіцієнт корисної дії фотоперетворювача розраховується за формулою

$$\eta = \frac{FF \cdot I_{sc} \cdot U_{oc}}{P},\tag{3}$$

де P – потужність випромінювання, що падає на CE; FF – фактор заповнення BAX, який дорівнює

$$FF = \frac{I_m \cdot U_m}{I_{sc} \cdot U_{cc}},\tag{4}$$

де I_m та U_m – густина струму та напруга, що відповідають найбільшій потужності приладу.

При роботі СЕ відбуваються наступні процеси:

- 1. Генерація електронно-діркових пар під дією випромінювання;
- 2. Дифузія неосновних фотогенерованих носіїв до p-n або $\Gamma\Pi$;
- 3. Розділення носіїв переходом;
- 4. Їх збирання омічними контактами.

На ефективність СЕ впливає велика кількість параметрів як самого приладу так і напівпровідникових матеріалів на основі яких він створений. Але основні втрати енергії пов'язані з відбиттям сонячного випромінювання від поверхні перетворювача, проходженням частини світла через фотоелемент без поглинання, по-

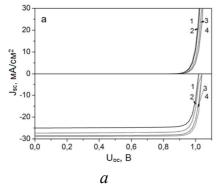
верхневою, міжфазною та об'ємною рекомбінацією генерованих носіїв заряду, внутрішнім та контактним опором приладу тощо [5, 8].

Для розрахунку основних характеристик плівкових СЕ в роботі використана програма SCAPS-3200. Ця програма дозволяє моделювати структури, що складаються не більше ніж з семи напівпровідникових шарів, з різними профілями легування та довільним енергетичним розподілом донорів чи акцепторів у цих шарах та на гетеромежі. Відповідні параметри задаються користувачем програмного забезпечення. В таблиці 1 представлені основні характеристики напівпровідникових матеріалів, що використані в роботі при моделюванні процесів у ГП n-CdS/p-CdTe та n-ZnS/p-CdTe. Моделювання проводилося в умовах освітлення AM 1,5 та кімнатній температурі (T=300 K).

	-	•		
Поромотри	Сполуки			
Параметри	p - CdTe	n - CdS	n - ZnS	
Ширина заб. зони (300 K) E_g , eB	1,46	2,45	3,68	
Спорідненість до електрона χ , eB	4,28	4,5	4,45	
Діелектрична проникність ε	10,6	10	8,3	
Ефект. густина станів зони провідності N_c , см ⁻³	$9,15\cdot10^{17}$	$2,2\cdot10^{18}$	$6,34\cdot10^{18}$	
Ефект. густина станів валентної зони N_{ν} , см ⁻³	$5,19\cdot10^{18}$	$1,8\cdot10^{18}$	$1,46\cdot10^{19}$	
Рухливість електронів μ_n , см ² /В·с	70	50	30	
Рухливість дірок μ_n , $cm^2/B \cdot c$	30	5	7	

Таблиця 1. Характеристики напівпровідникових шарів, що використовувалися при моделюванні [17]

Основними конструктивними параметрами, що впливають на ефективність роботи СЕ ϵ товщини віконного та поглинаючого шарів. Тому у роботі був досліджений вплив цих величин на характеристики фотоперетворювачів та визначені їх оптимальні значення. Моделювання проводилося в діапазоні зміни товщини поглина-ючого шару CdTe d=0,1-5,0 мкм та віконного шару ZnS (CdS) d=0,05-0,50 мкм. Розраховані темнові та світлові BAX СЕ двох типів наведені на рис 1.



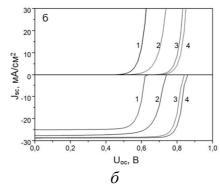


Рис. 2 – Темнові та світлові ВАХ СЕ з ГП: a-n-ZnS/p-CdTe; 6-n-CdS/p-CdTe; при різній товщині $1-d_{CdTe}$: 0,5 мкм; 2-1 мкм; 3-3 мкм; 4-4 мкм; 5-5 мкм

Аналіз світлових ВАХ СЕ показав, що їх ККД суттєво підвищується при збільшені товщини поглинаючого шару СdТе до 3-4 мкм, практично стабілізуючись при більших значеннях. При збільшенні товщини віконного шару, внаслідок зменшення коефіцієнту його пропускання, характеристики СЕ погіршуються (рис.2). Особливо це помітно для фотоперетворювачів з віконним шаром CdS ККД яких

падає від 25,05 до 20,91 при збільшенні товщини d_{CdS} від 0,05 мкм до 0,5 мкм. Ефективність CE n-ZnS/p-CdTe слабко залежить від товщини шару ZnS. Це пов'язано з тим, що завдяки великій ширині 33 цей матеріал пропускає світло практично у всій області прозорості атмосфери.

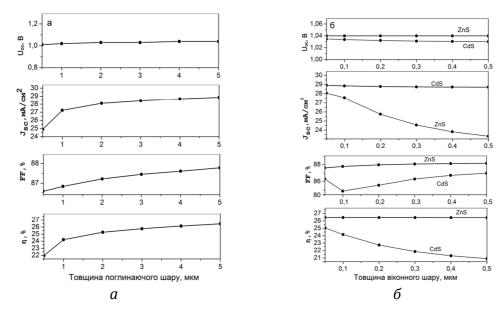


Рис. 3 – Залежність U_{oc} , J_{sc} , FF, η від: a – товщини поглинаючого шар CdTe при d_{ZnS} = 0,05 мкм; δ – віконних шарів CdS, ZnS при d_{CdTe} =3 мкм (δ)

Спектральні залежності квантової ефективності фотоперетворювачів на основі $\Gamma\Pi$ *n*-ZnS/*p*-CdTe та *n*-CdS/*p*-CdTe наведені на рис. 4. Як видно з рис. результати моделювання добре співпадають з теоретичними очікуваннями. Квантова ефективність CE *n*-ZnS/*p*-CdTe є суттєво вищою ніж *n*-CdS/*p*-CdTe саме в ультрафіолетовій області.

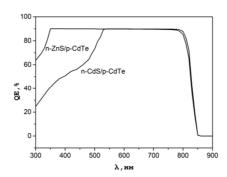


Рис. 4 — Залежність квантової ефективності (QE) від довжини хвилі для CE на основі ГП n-ZnS/p-CdTe та n-CdS/p-CdTe при d_{CdTe} =3 мкм та $d_{ZnS(CdS)}$ =0,05 мкм

Нами проведено порівняння характеристик фотоперетворювачів на основі ГП n-CdS/p-CdTe, отриманих шляхом моделювання та реальних (таблиця 2). Значення ККД 16,5% були отримані авторами [8] для CE з товщиною шару CdS - 0,1 мкм та CdTe - 8 мкм. Ці параметри досить близькі до оптимальних. Разом з тим товщина поглинаючого шару CdTe (як і CdS) є надлишковою, її зменшення до 3-4 мкм повинно незначно позначитися на ККД, одночасно збільшивши економічну ефективність таких CE, внаслідок економії матеріалу. Зменшення товщини шару CdTe крім цього повинно вести до зменшення послідовного опору фотоперетворювача,

що в свою чергу позначиться на збільшені їх ефективності. Це у повній мірі стосується і CE з віконним шаром ZnS.

Таблиця 2. Вихідні параметри СЕ з оптимальними конструкційними параметрами $(d_{\text{CdTe}} = 3 \text{ мкм}, d_{\text{ZnS(CdS)}} = 0.05 \text{ мкм})$

ГΠ	U_{oc} , B	J_{sc} , mA/cm ²	<i>FF</i> , %	η, %	Примітка
<i>n</i> -ZnS/ <i>p</i> -CdTe	1,04	28,85	87,87	26.46	Рез. моделювання
<i>n</i> -CdS/ <i>p</i> -CdTe	1,03	28,05	86,30	25.05	Рез. моделювання
<i>n</i> -CdS/ <i>p</i> -CdTe	0,85	26,10	75,50	16,7	Експерим. значення [8]

З урахуванням ККД СЕ та економічних факторів вироблені рекомендації до оптимальної конструкції приладу на основі ГП n-ZnS/p-CdTe: товщина поглинаючого шару CdTe — 3-4 мкм, товщина віконного шару ZnS — 0,05-0,10 мкм. Характеристики фотоперетворювачів з оптимальними конструкційними параметрами наведені у таблиці 2. Слід зазначити, що введення вікна з ZnS може привести до додаткового збільшення ККД СЕ внаслідок дуже низького коефіцієнта відбиття (R=1,25%) світла від поверхні цього матеріалу в діапазоні довжин хвиль λ =300-900 нм [18].

Висновки

Проведено моделювання темнових та світлових ВАХ, а також спектральних розподілів квантової ефективності плівкових СЕ на основі ідеальних ГП n-ZnS/p-CdTe і n-CdS/p-CdTe. Встановлені оптимальні конструктивні параметри СЕ, що забезпечують їх максимальне ККД при температурі 300 K, а саме товщина поглинаючого шару CdTe - 3-4 мкм, віконного шару -0,05-0,10 мкм. Порівняльний аналіз основних характеристик фотоперетворювачів двох конструкцій показав, що СЕ на основі ГП n-ZnS/p-CdTe мають більші значення J_{sc} =28,91 мА/см², U_{oc} =1,04 B, FF=87,61 та η =26,46 % (для ГП n-CdS/p-CdTe ці значення склали J_{sc} =28,06 мА/см², U_{oc} =1,03 B, FF=86,30, η =25,05 %). Таким чином, заміна традиційного матеріалу віконного шару фотоперетворювачів CdS на більш широкозонний матеріал ZnS приводить до зростання їх ККД майже на 1,5%. Порівняння результатів моделювання з параметрами реальних СЕ дозволило намітити шляхи підвищення їх економічної ефективності.

Cnucok лitepatypu: 1. *Hirshman W.P.* Surprise, surprise (cell production 2009: survey) / *W.P. Hirshman* // Photon International. – 2010. – P. 176-199. 2. *Sharma A.* PV demand database-quarterly / *A. Sharma* // IMS Research. - 2011. – P. 90-95. 3. *Kimbis T.P.* Solar energy technology program / *T.P. Kimbis* // US Department of Energy. – 2011. 4. High efficiency amorphous and nanocrystalline silicon solar cells // *B. Yan, G. Yue, X. Xu, J. Yang, and S. Guha* // Physica Status Solidi *A.* – 2010. – V. 207, №3. - P. 671–677. 5. *Poortmans J.* Thin Film Solar Cells: Fabrication, Characterization and Application / *J. Poortmans, V. Arkhipov* // John Wiley&Sons, Chichester. – 2006. – P. 502. 6. *Green M.A.* Thin-film solar cells: review of materials, technologies and commercial status / *M.A. Green* // Journal of Materials Science in Electronics. – 2007. – V.18, №10. – P. S15-S19. 7. *Ren L.* Progress of organic photovoltaic materials / *L. Ren, S. Wang* // Recent Patents on Materials Science. – 2010. – V.3, №1. – P. 26-39. 8. Poly-crystalline CdTe thin films for photovoltaic applications / *A. Bosio, N. Romeo, S. Mazzamuto, V. Canevari* // Progress in Crystal Growth and Characterization of Materials. – 2006. – V. 52, №4. – P. 247-279. 9. *Avrutin V.* Semiconductor solar cells: recent progress in terrestrial applications / *V. Avrutin, N. Izyumskaya, H. Morko* // Superlattices and Microstructures. – 2011. – V. 49, №4. – P. 337-364. 10. *Sze S.M.* Physics of semiconductor devices (2nd edition) / S.M. Sze // Wiley, Amsterdam. – 1981. – P. 832. 11. http://www.researchgate.net/go.Deref.html?

url=http%3A%2F%2Fwww.greentechmedia.com%2 Farticles%2Fread%2FGE-Research-Beats-First-Solars-CdTe-PV-Efficiency-Record **12.** Structural and electrical properties of ZnS/CdTe and ZnTe/CdTe heterostructures / V.V. Kosyak, M.M. Kolesnyk, A.S. Opanasyuk, S.N. Danilchenko, Yu.P. Gnatenko // Materials Chemistry and Physics. − 2013. − V. 138. − P. 731-736. **13. 14.** Verschraegen J. Numerical modeling of intra-band tunneling for heterojunction solar cells in SCAPS / J. Verschraegen, M. Burgelman // Thin Solid Films. − 2007. − V. 515. − P.6276-6279. **15.** Ultra thin high efficiency CdS/CdTe thin film solar cells from numerical analysis / M.A. Matin, N. Amin, A. Zaharin, K. Sopian // Proceedings of the WSEAS Int. Conf. on Non-Linear Analysis, Non-Linear Systems and Chaos. ISBN: 978-960-094-9. **16.** Bugelman M. Modeling polycrystalline semiconductors solar cells / M. Bugelman, P. Nollet, S. Degrave // Thin Solid Films. − 2000. − №3. − P. 89-94. **17.** Kasap S. The springer handbook of electronic and photonic materials / S. Kasap, P. Capper // Springer. − Berlin. − 2007. − P. 1406. **18.** Kurbatov D. Substrate-temperature effect on the microstructural and optical properties of ZnS films obtained by close-spaced vacuum sublimation/ D. Kurbatov, H. Khlyap, A. Opanasyuk //Phys. Stat. Sol. A. − 2009. - V.206, №7. - P.1549-1557.

Надійшло до редколегії 28.02.2013

УДК 538.975:621.383.5

Моделювання основних характеристик сонячних елементів на основі гетеропереходів n-ZnS/p-CdTe і n-CdS/p-CdTe / A. C. Опанасюк, Д. І. Курбатов, Т. О. Бересток, О. А. Доброжан, Р. В. Лопатка // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 149-155. — Бібліогр.: 18 назв.

В работе с использованием программной среды SCAPS-3200 проведено моделирование темновых и световых ВАХ, а также спектральных распределений квантовой эффективности пленочных солнечных элементов (СЕ) на основе идеальных гетеропереходов *n*-ZnS/*p*-CdTe и *n*-CdS/*p*-CdTe. Показано, что замена традиционного материала оконного слоя фотопреобразователей CdS на более широкозонный материал ZnS приводит к росту их КПД. Установлены конструктивные параметры СЕ на основе многослойной системы *n*-ZnS/*p*-CdTe, обеспечивающие их максимальную эффективность. Выработаны рекомендации по оптимизации технологии создания реальных дешевых и высокоэффективных пленочных преобразователей солнечной энергии.

Ключевые слова: пленочные солнечные элементы, теллурид кадмия, гетеропереход, моделирования, вольт-амперные характеристики, квантовая эффективность, КПД.

Modeling of dark and light I-V characteristics and spectral response of quantum efficiency of solar cell films on the basis of ideal *n*-ZnS/*p*-CdTe and *n*-CdS/*p*-CdTe heterojunctions with the use of SCAPS-3200 software environment is held in this work. It is shown that the replacement of traditional material of window layer of photovoltaic devices with more wide area ZnS material leads to increase of their efficiency. The constructive parameters of solar cells on the basis of multilayer *n*-ZnS/*p*-CdTe system which provide their maximal efficiency were established. It makes possible to optimize the technology of obtaining real cheap and highly effective thin film solar energy transformers.

Key words: film solar cells, CdTe, heterojunction, modeling, I-V characteristics, quantum efficiency, efficiency.

И. С. КУШНИР, преподаватель, ОНАС им. А.С. Попова, Одесса; *А. И. АНДРЕЕВ*, д-р техн. наук, профессор, СП «BST», Одесса

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ ПРОИЗВОДСТВА ВУТ

Представлены результаты разработки обобщенных моделей систем управления по производству водоугольного топлива (ВУТ) с принципом управления по отклонению и комбинированным принципом управления. Получены передаточные функции систем по ошибке. Рассмотрена возможность повышения порядка астатизма путем использования компенсирующих устройств в комбинированной системе управления.

Ключевые слова: замкнутая система управления, комбинированная система управления, астатизм, топливо, компоненты.

Введение

С целью уменьшения энергозависимости Украина должна опираться на собственные ресурсы, основным из которых на сегодняшнее время является уголь. По общим запасам угля Украина занимает 8-е место в мире и ежегодно добывает порядки 80 млн. тонн, что даёт возможность перевести отечественные теплоэлектроцентрали (ТЭЦ) на относительно новый вид топлива на основе угля — водоугольное топливо (ВУТ), которое является более дешевым, чем газ и мазут, а также более экологически чистым, нежели уголь.

Для перевода отечественных ТЭЦ на ВУТ Украине удалось привлечь кредитную линию Госбанка развития Китая на сумму более 3 млрд. долларов США, что позволяет перевести решение этой проблемы в практическую плоскость.

Анализ последних исследований и литературы

В настоящее время производство ВУТ осуществляется на оборудовании, построенному по принципу систем управления по задающему воздействию, которые классифицируются с точки зрения теории автоматического управления, как разомкнутые системы [1 - 4], что приводит к несовершенству технических решений, низкому уровню автоматизации и невозможности получения ВУТ заданного качества и ассортимента.

Цель работы и постановка проблемы

Целью работы является разработка систем управления процессом производства ВУТ, позволяющих повысить качественные показатели продукции: фракции измельченного угля и вязкости ВУТ на основе замкнутых и комбинированных систем управления технологическим процессом.

Материалы и результаты исследований

Функциональная схема производства ВУТ содержит следующие основные звенья: измельчитель (предварительный помол угля), смешиватель (мокрый помол), классификатор по размеру частиц угля, гомогенизатор (конечная стадия производства) [2, 4]. Математическая модель установки по производству ВУТ, полученная в соответствии с функциональной схемой, является разомкнутой систе-

мой с точки зрения теории автоматического управления с недостаточным контролем качества полуфабриката на каждом этапе технологического процесса производства и, как следствие, конечного продукта (вязкости ВУТ) в целом [5].

Известно [6], что системы с принципом управления по отклонению уменьшают отклонение управляемой величины (вязкости) от требуемого значения и менее чувствительны к изменению параметров звеньев производства.

На рис. 1 представлена разработанная обобщенная математическая модель установки по производству ВУТ с принципом управления по отклонению, где $K_1(p)$ – передаточная функция звена смешивателя (мокрого помола), $K_2(p)$ – передаточная функция классификатора, $K_3(p)$ – передаточная функция участка возврата частиц большего размера на повторный помол, $K_4(p)$ – передаточная функция участка гомогенизации, $\alpha(p)$ – изображение по Лапласу изменения расхода угля, $\beta(p)$ – изображение по Лапласу текущего значения вязкости ВУТ, $\theta(p)$ – изображение по Лапласу количества угля в соответствии с требуемой величиной вязкости ВУТ, $L_1(p)$ – изображение по Лапласу изменения расхода воды, $L_2(p)$ – изображение по Лапласу изменения расхода реагента, x(p), y(p), $\Sigma 3(p)$, $\Sigma 4(p)$ – изображение по Лапласу промежуточных переменных, $\Sigma 1$ – элемент сравнения и $\Sigma 2$ – $\Sigma 4$ – сумматоры.

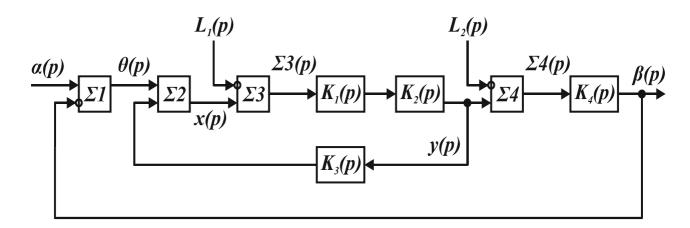


Рис. 1 – Обобщенная математическая модель системы с принципом управления по отклонению процессом производства ВУТ

В соответствии с обобщенной математической моделью составим систему уравнений:

$$\begin{cases} \theta(p) = \alpha(p) - \beta(p), \\ x(p) = \theta(p) + K_3(p) \cdot y(p), \\ \Sigma 3(p) = x(p) - L_1(p), \\ y(p) = K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot \Sigma 3(p), \\ \Sigma 4(p) = y(p) - L_2(p), \\ \beta(p) = K_4(p) \cdot \Sigma 4(p). \end{cases}$$
(1)

На основании (1) рассмотрим частные случаи, характерные для работы обобщенной модели:

1) Изменение расхода угля $\alpha(p) \neq 0$; изменение расхода воды $L_1(p) = 0$ и изменение расхода реагента $L_2(p) = 0$.

Тогда передаточная функция по ошибке замкнутой системы по задающему воздействию равна

$$K_{OIII}(p) = \frac{\theta(p)}{\alpha(p)} = \frac{1 - K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_3(p)}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_4(p) - K_3(p)]}.$$
 (2)

Передаточные функции звеньев процесса производства, согласно [5] определяются следующими выражениями

$$K_{1}(p) = \frac{k_{1}}{T_{12}^{2} \cdot p^{2} + T_{11} \cdot p + 1}; K_{2}(p) = k_{2} \cdot e^{-\tau_{2} \cdot p}; K_{3}(p) = k_{3};$$

$$K_{4}(p) = \frac{k_{4}}{T_{42}^{2} \cdot p^{2} + T_{41} \cdot p + 1} e^{-\tau_{4} \cdot p},$$

где $k_1,...k_4$ — коэффициенты передачи передаточных функций соответствующих участков производства ВУТ; T_{12} , T_{11} , T_{42} , T_{41} — постоянные времени звеньев смешивания и гомогенизации соответственно; τ_2 , τ_4 — постоянные времени задержки классификатора и звена гомогенизации соответственно.

После подстановки в (2) передаточных функций звеньев получаем

$$K_{OIII}(p) = \frac{\theta(p)}{\alpha(p)} = \frac{a_4 \cdot p^4 + a_3 \cdot p^3 + a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0}{b_4 \cdot p^4 + b_3 \cdot p^3 + b_2 \cdot p^2 + b_1 \cdot p + b_0} = K_{OIII_{cm}}(p) \cdot p^{\nu=0}, (3)$$

где $K_{OIII_{cm}}(p)$ – передаточная функция по ошибке статической системы; ν – степень астатизма; a_i , b_j – коэффициенты соответствующих полиномов.

2) Изменение расхода воды $L_1(p) \neq 0$ и изменение расхода реагента $L_2(p) = 0$. Передаточная функция по ошибке замкнутой системы по возмущающему воздействию $L_1(p)$ определяется как:

$$K_{OIII}(p) = \frac{\theta(p)}{L_1(p)} = \frac{K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_4(p)}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_4(p) - K_3(p)]}.$$
 (4)

3) Изменение расхода воды $L_1(p) = 0$ и изменение расхода реагента $L_2(p) \neq 0$. Передаточная функция по ошибке замкнутой системы по возмущающему воздействию $L_2(p)$ равна:

$$K_{OIII}(p) = \frac{\theta(p)}{L_2(p)} = \frac{K_4(p) \cdot [1 - K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_3(p)]}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_4(p) - K_3(p)]}.$$
 (5)

Полученные выражения (2) – (5) показывают, что системы с принципом управления по отклонению процессом производства ВУТ являются статическими,

что предопределяет непропорциональное изменение вязкости продукта при загрузке угля в установку и расходах воды и реагента.

С целью обеспечения постоянства величины вязкости ВУТ в системах управления по отклонению следует повысить порядок астатизма процесса производства топлива. С этой целью в замкнутый контур управления вводят дополнительное интеграционное звено (метод В.А. Боднера), подключают усилитель с очень большим коэффициентом усиления, охваченный корректирующей отрицательной обратной связью (метод М.В. Меерова); применяют корректирующую критическую обратную связь, охватывающую одно из звеньев (метод Т.Н. Соколова); либо во внешнюю отрицательную связь вводят частотно-зависимые элементы (метод Л.Г. Кинга), или используют внутреннюю корректирующую обратную связь (метод Н.И. Соколова), а также используют другие методы [7]. Однако все эти методы нуждаются в проверке на устойчивость, так как в системах с принципом управления по отклонению имеет место противоречие между условиями повышения порядка астатизма и устойчивости, поэтому приходится принимать компромиссное решение.

Одним из перспективных направлений повышения порядка астатизма является внедрение двухканального управления, позволяющего обеспечивать независимость выходной управляемой величины [6-9] и устранить противоречие между статической точностью и устойчивостью.

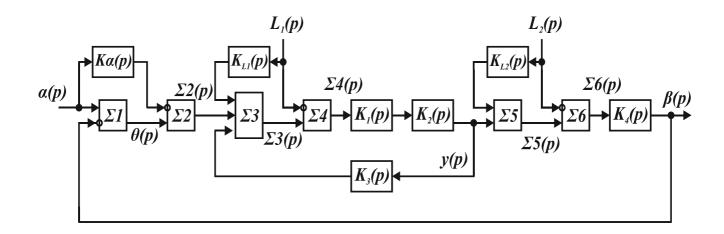


Рис. 2 – Обобщенная математическая модель комбинированной системы управления процессом производства ВУТ

На рис. 2 представлена разработанная обобщенная математическая модель установки по производству ВУТ с комбинированным принципом управления. Здесь $K_{\alpha}(p)$ – передаточная функция корректирующего звена по управляющему воздействию, $K_{L_1}(p)$, $K_{L_2}(p)$ – передаточные функции корректирующих звеньев по возмущающим воздействиям, y(p), $\Sigma 2(p) - \Sigma 6(p)$ – изображение по Лапласу промежуточных переменных, $\Sigma 2 - \Sigma 6$, – сумматоры.

Составим общую систему уравнений:

$$\begin{cases} \theta(p) = \alpha(p) - \beta(p), \\ \Sigma 2(p) = \theta(p) - K_{\alpha}(p) \cdot \alpha(p), \\ \Sigma 3(p) = \Sigma 2(p) + K_{3}(p) \cdot y(p) + K_{L_{1}}(p) \cdot L_{1}(p), \\ \Sigma 4(p) = \Sigma 3(p) - L_{1}(p), \\ y(p) = K_{1}(p) \cdot K_{2}(p) \cdot \Sigma 4(p), \\ \Sigma 5(p) = y(p) + K_{L_{2}}(p) \cdot L_{2}(p), \\ \Sigma 6(p) = \Sigma 5(p) - L_{2}(p), \\ \beta(p) = K_{4}(p) \cdot \Sigma 6(p). \end{cases}$$
(6)

Система уравнений (6) позволяет проанализировать частные случаи работы комбинированных систем управления производством ВУТ:

1) Передаточная функция корректирующего звена по управляющему воздействию $K_{\alpha}(p) \neq 0$; изменение расхода воды $L_1(p) = 0$ и изменение расхода реагента $L_2(p) = 0$ [10].

Передаточная функция по ошибке комбинированной системы управления по задающему воздействию будет иметь вид:

$$K_{OIIIK}(p) = \frac{\theta(p)}{\alpha(p)} = \frac{1 - K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_3(p) - K_4(p) \cdot K_{\alpha}(p)]}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_4(p) - K_3(p)]}.$$
 (7)

После подстановки в (7) значений передаточных функций звеньев и при выполнении условия $K_{\alpha}(p) = \frac{k_3}{k_4} - \frac{1}{k_1 \cdot k_2 \cdot k_4}$ получаем

$$K_{OIII_K}(p) = \frac{\theta(p)}{\alpha(p)} = \frac{a_4 \cdot p^4 + a_3 \cdot p^3 + a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p}{b_4 \cdot p^4 + b_3 \cdot p^3 + b_2 \cdot p^2 + b_1 \cdot p + b_0} = K_{OIII_{cm}}(p) \cdot p^{V=1}, \quad (8)$$

2) Передаточная функция корректирующего звена по управляющему воздействию $K_{\alpha}(p) = 0$, изменение расхода воды $L_{1}(p) \neq 0$ и изменение расхода реагента $L_{2}(p) = 0$.

Передаточная функция по ошибке комбинированной системы управления по возмущающему воздействию $L_1(p)$:

$$K_{OIII_K}(p) = \frac{\theta(p)}{L_1(p)} = \frac{K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_4(p) \cdot \left[1 - K_{L_1}(p)\right]}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot \left[K_4(p) - K_3(p)\right]}.$$
(9)

3) Передаточная функция корректирующего звена по управляющему воздействию $K_{\alpha}(p) = 0$, изменение расхода воды $L_{1}(p) = 0$ и изменение расхода реагента $L_{2}(p) \neq 0$.

Передаточная функция по ошибке комбинированной системы управления процессом производства ВУТ по возмущающему воздействию $L_2(p)$

$$K_{OIII_K}(p) = \frac{\theta(p)}{L_2(p)} = \frac{K_4(p) \cdot [1 - K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_3(p)] \cdot [1 - K_{L_2}(p)]}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_4(p) - K_3(p)]}.$$
 (10)

Анализ выражений (7) — (10) передаточных функций по ошибке комбинированных систем управления процессом производства ВУТ по задающему $\alpha(p)$ и возмущающим $L_1(p)$ и $L_2(p)$ воздействиям показывает, что все системы являются астатическими с астатизмом первого порядка, что, в свою очередь, позволяет улучшить качество выходного продукта путем повышения точности контроля вязкости ВУТ.

Выводы

Математические модели замкнутых и комбинированных систем управления позволяют создавать и внедрять в производство астатические системы управления многокомпонентными технологическими процессами и, в частности, производством ВУТ.

Повышение точности, т.е. поддержание уровня вязкости в заданных пределах в комбинированных системах управления методом повышения порядка астатизма позволяет утверждать, что увеличение точности достигнутого именно благодаря самому принципу управления, а не улучшению или изменению характеристик отдельных звеньев и соответствующих процессов производства.

Дальнейшее улучшение качественных характеристик систем управления может быть достигнуто за счет изменения вида передаточной функции корректирующего устройства, включенного в разомкнутую часть комбинированной системы, например введения реального дифференцирующего звена.

Список литературы: 1. Sunggyu Lee, James G. Speight, Sudarshan K. Loyalka. Handbook of alternative fuel technologies // CKC Press, New York, 2007. – 524 р. 2. Зайденварг В. Е. Производство и использование водоугольного топлива / В. Е. Зайденварг, К. Н. Трубецкой, В. И. Мурко [и др.] – М.: Изд-во Академии горных наук. 2001. – 173 с. 3. Yun-Hae Kim, Prasad Yarlagadda, Xiaodong Zhang and Zhijiu Ai. Fabrication and Preparation of Coal-Water Slurry Dispersant with Amphoteric Polycarboxylate. // Advanced Materials Research, 335-336, 2011, pp. 1257-1261. 4. Mopoзов А. Г. Гидроударные технологи для получения водоугольного топлива / А. Г. Морозов, *Н. В. Коренюгина* // Новости теплоснабжения, 2010. — № 7 — с. 18 — 21. **5.** *Кушнір І. С.* Математична модель установки з виробництва водовугільного палива / І. С. Кушнір, А. І. Андрєєв, О. М. Харабет // Наукові праці ДонНТУ. Серія «Обчислювальна техніка та автоматизація» Випуск 21 (183), 2011. – С. 26-32. 6. Зайцев Г. Ф. Теорія автоматичного управління / Г. Ф. Зайцев, В. К. Стеклов, О. І. Бріцький. – К.: Техніка, 2002. – 688 с. 7. Стеклов В. К. Системи автоматичного керування / В. К. Стеклов, А. І. Андрєєв. — К.: Техніка, 2001. — 232 с. **8.** Козлов О. В. Комбінована система автоматичного керування температурою нагріву реактору з нечіткими регуляторами / О. В. Козлов // XIX Міжнар. конф. з авт. управління, 26-28 вересня 2012 р.: Матеріали конф. – С. 210-211. **9.** Труды Научного семинара «70 лет теории инвариантности». Москва, июнь 2008 г. / Под ред. С.Н. Васильева. – М.: ЛКИ, 2008. – 256 с. 10. Kushnir I. Invariant control system of quality of water-coal fuel. / I. Kushnir, V. Besarab, A. Andreev // 3rd International Conference on Applied Mechanics and Mechanical Engineering (ICAMME-2012), №194, China, Macao, 2012 November 14-15. – CD-ROM, 4 p.

УДК 681.5.015

Математические модели систем управления процессом производства ВУТ / И. С. Кушнир, А. И. Андреев // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 18 (991). – С. 156–162. – Бібліогр.: 10 назв.

Наведені результати розробки узагальнених моделей систем управління виробництвом водовугільного палива (ВВП) з принципом управління за відхиленням і комбінованим принципом управління. Отримані передатні функції систем за помилкою. Розглянута можливість підвищення порядку астатизму шляхом використання компенсуючих пристроїв в комбінованій системі управління.

Ключові слова: замкнута система управління, комбінована система управління, астатизм, паливо, компоненти.

Results of development of the generalized models of a control systems on production of water coal fuel (WCF) with the principle of control on a deviation and the combined principle of control are presented. Transfer functions by mistake are taken. Possibility of increase of an order of astatism by use of compensating devices in the combined control system is considered.

Keywords: the closed control system, the combined control system, astatism, fuel, components.

УДК 621.314

В. М. РЯБЕНЬКИЙ, д-р техн. наук, проф., НУК им. адм. Макарова, Николаев; **В. П. МИШУСТОВ**, аспирант НУК им. адм. Макарова, Николаев

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

Предлагается структура системы импульсно-фазового управления с устойчивостью к колебаниям частоты сетевого напряжения. Получены результаты моделирования данной системы.

Ключевые слова: система импульсно-фазового управления, колебания частоты, прецизионные выпрямители.

Введение

Управляемые выпрямители являются неотъемлемой частью тех автономных электроэнергетических систем, в которых основными потребителями являются двигатели постоянного тока. Постоянное совершенствование элементной базы и, в частности, силовых управляемых вентилей, приводит к тому, что возрастает мощность потребителей, запитываемых с использованием управляемых выпрямителей.

Особенностью некоторых автономных электроэнергетических систем является наличие колебаний частоты генерируемого напряжения. Такая ситуация наблюдается при использовании в качестве источников энергии газовых двигателей, изготавливаемых заводом Дизельмаш (Первомайск, Николаевской обл.), Институтом газа (НАН Украины), а также отдельными зарубежными фирмами. Поскольку в любых автономных электростанциях используются статические преобразователи электроэнергии, то колебания частоты влияют на показатели качества

электроэнергии ям	таких	преобразователей.	Наиболее	чувствительными	к колебани-

УДК 681.5.015

Математические модели систем управления процессом производства ВУТ / И. С. Кушнир, А. И. Андреев // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 156—162. — Бібліогр.: 10 назв.

Наведені результати розробки узагальнених моделей систем управління виробництвом водовугільного палива (ВВП) з принципом управління за відхиленням і комбінованим принципом управління. Отримані передатні функції систем за помилкою. Розглянута можливість підвищення порядку астатизму шляхом використання компенсуючих пристроїв в комбінованій системі управління.

Ключові слова: замкнута система управління, комбінована система управління, астатизм, паливо, компоненти.

Results of development of the generalized models of a control systems on production of water coal fuel (WCF) with the principle of control on a deviation and the combined principle of control are presented. Transfer functions by mistake are taken. Possibility of increase of an order of astatism by use of compensating devices in the combined control system is considered.

Keywords: the closed control system, the combined control system, astatism, fuel, components.

УДК 621.314

В. М. РЯБЕНЬКИЙ, д-р техн. наук, проф., НУК им. адм. Макарова, Николаев; **В. П. МИШУСТОВ**, аспирант НУК им. адм. Макарова, Николаев

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

Предлагается структура системы импульсно-фазового управления с устойчивостью к колебаниям частоты сетевого напряжения. Получены результаты моделирования данной системы.

Ключевые слова: система импульсно-фазового управления, колебания частоты, прецизионные выпрямители.

Введение

Управляемые выпрямители являются неотъемлемой частью тех автономных электроэнергетических систем, в которых основными потребителями являются двигатели постоянного тока. Постоянное совершенствование элементной базы и, в частности, силовых управляемых вентилей, приводит к тому, что возрастает мощность потребителей, запитываемых с использованием управляемых выпрямителей.

Особенностью некоторых автономных электроэнергетических систем является наличие колебаний частоты генерируемого напряжения. Такая ситуация наблюдается при использовании в качестве источников энергии газовых двигателей, изготавливаемых заводом Дизельмаш (Первомайск, Николаевской обл.), Институтом газа (НАН Украины), а также отдельными зарубежными фирмами. Поскольку в любых автономных электростанциях используются статические преобразователи электроэнергии, то колебания частоты влияют на показатели качества электроэнергии таких преобразователей. Наиболее чувствительными к колебани-

_

ям частоты являются управляемые выпрямители, поскольку их системы управления непосредственно связаны с сетями питания. Осциллограмма (рис. 1) иллюстрирует значительные ($45\div55\Gamma$ ц) колебания частоты напряжения ГДГА, а следовательно и оборотов газового дизеля, которые будут приводить к значительным колебаниям активной мощности.

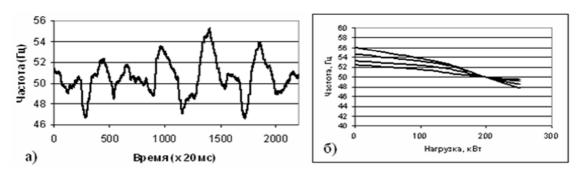


Рис. 1 – Механические характеристики ГДГА

Известно, что подавляющее большинство систем управления тиристорными выпрямителями составляют синхронные системы импульсно-фазового управления (СФУ). Однако, помимо многочисленных преимуществ, они обладают некоторыми недостатками, такими как неустойчивость к колебаниям частоты сетевого напряжения. Данный факт связан с тем, что угол управления α в данных системах подсчитывается в качестве временного промежутка между возникновением сигнала перехода сетевого напряжения через 0 и подачей импульса управления на ключи, исходя из того факта, что полный период сетевого напряжения составляет 20 мс. При изменении данного периода (вследствие колебаний частоты) происходит изменение реального угла управления, что приводит к изменению уровня напряжения на выходе выпрямителя.

В качестве решения проблемы колебаний частоты предлагается применение интегральной системы импульсно-фазового управления. Функциональная схема интегральной СФУ представлена на рис. 2

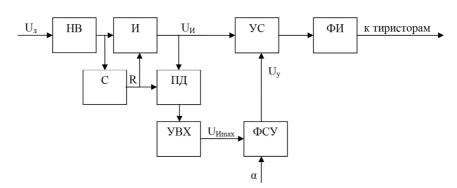


Рис. 2 – Функциональная схема одного из трех идентичных блоков интегральной СФУ

На рис. 2 представлены: НВ — неуправляемый выпрямитель, И — интегратор (с входом сброса), С — схема сброса (контроль перехода через 0), ПД — пиковый детектор, УВХ — устройство выборки — хранения, ФСУ — формирователь сигнала управления, УС — устройство сравнения, ФИ — формирователь импульсов, α — угол управления, U_{π} — линейное напряжение, R — сигнал сброса, U_{W} — сигнал на выходе интегратора, U_{W} — управляющее воздействие.

Линейное напряжение сети через неуправляемый выпрямитель подается на вход интегратора. Сигнал на выходе интегратора вычисляется как:

$$U_{H} = \int_{0}^{\frac{\alpha}{\omega}} U_{m} \cdot \sin(\omega \cdot t) dt = -\frac{U_{m}}{\omega} \cos(\omega \cdot t) \Big|_{0}^{\frac{\alpha}{\omega}} = \frac{U_{m}}{\omega} - \frac{U_{m}}{\omega} \cdot \cos(\alpha) , \qquad (1)$$

где $U_{\scriptscriptstyle m}$ – амплитудное значение интегрируемого напряжения;

 $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ — угловая частота;

 α – угол управления (радианы);

Блок C формирует сигнал сброса в момент перехода сетевого напряжения через 0. Сигнал на выходе интегратора в этот момент (при $\alpha = \pi$) :

$$U_{H\max} = \frac{2 \cdot U_m}{\omega},\tag{2}$$

Данный уровень фиксируется пиковым детектором и записывается в устройство выборки-хранения. На основании данного значения в блоке ФСУ формируется управляющее воздействие:

$$U_{y} = \frac{U_{H \max} \cdot (1 - \cos(\alpha))}{2},\tag{3}$$

Устройство сравнения в случае совпадения уровня сигнала управления и сигнала на выходе интегратора подает сигнал на формирователь импульсов, который непосредственно управляет силовыми ключами.

Реализация модели интегральной СФУ представлена на рис. 3

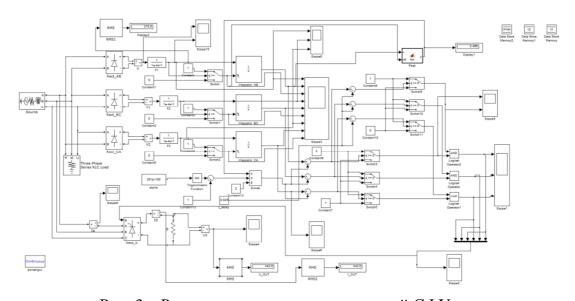


Рис. 3 – Реализация модели интегральной СФУ

В качестве источника питания используется трехфазный источник напряжения мощностью 800 кВт. Мощность, потребляемая управляемым выпрямителем, соизмерима с мощностью источника, что позволяет рассматривать модель как автономную электроэнергетическую систему. Линейное напряжение сети через неуправляемый выпрямитель подается на вход соответствующего интегратора. Интегратор имеет вход сброса, схема сброса контролирует переход линейного

напряжения через ноль. Пиковый детектор совместно с устройством выборкихранения представлен блоком Peak. Задача пикового детектора и устройства выборки-хранения — фиксация максимального значения интеграла сетевого напряжения. Группа управляемых переключателей совместно с элементами AND (логическое и) формируют импульсы управления тиристорным выпрямителем. Угол управления задается в радианах (блок alpha), возможно изменение длительности импульсов управления тиристорными ключами. Три блока — ячейки памяти (Ui, Uj, Umax) используются в работе пик-детектора.

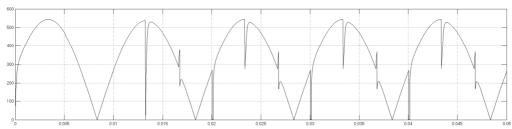


Рис. 4 – График пульсирующего напряжения на выходе неуправляемого выпрямителя

На рис. 4 представлен график пульсирующего напряжения на выходе неуправляемого выпрямителя. Отчетливо видны коммутационные провалы, которые в некоторых случаях способны вызвать ложный сигнал перехода через ноль сетевого напряжения, что вызовет ошибку управления выпрямителем. Во избежание данной ошибки в данной модели применен фильтр низких частот на выходе неуправляемого выпрямителя, который позволяет уменьшить влияние коммутационных провалов на работу СФУ. График напряжения на выходе фильтра представлен на рис. 5

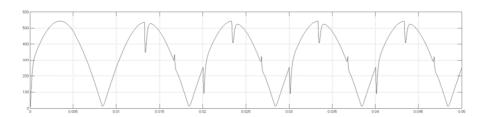


Рис. 5 – График пульсирующего напряжения на выходе фильтра

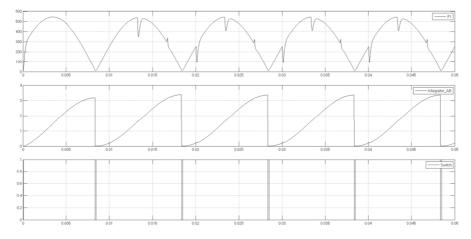


Рис. 6 – Диаграммы работы основных компонентов интегральной СФУ На рис. 6 представлены диаграммы работы основных компонентов СФУ (один из трех идентичных блоков для каждой из фаз). Верхний график – напряже-

ние на выходе фильтра, которое является напряжением на входе интегратора, средний график — сигнал на выходе интегратора, нижний график — импульсы сброса интегратора в момент перехода сетевого напряжения через ноль.

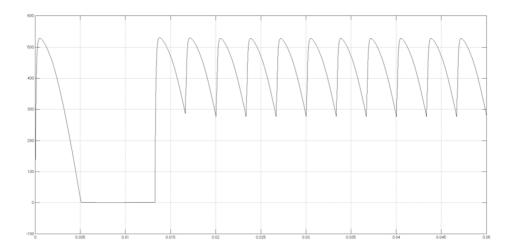


Рис. 7 – Форма напряжения на выходе управляемого выпрямителя

На рис. 7 представлена форма напряжения на выходе управляемого выпрямителя. Система начинает стабильно работать после определенной задержки, которая связана с наличием устройств выборки-хранения на выходах пикдетекторов. Однако данное время меньше периода сетевого напряжения. На рис. 8 представлена форма потребляемого тока в одной из фаз трехфазной питающей сети. Очевидно отсутствие неканонических гармоник потребляемого тока, что говорит о допустимости применения интегральной СФУ в реальных электроэнергетических системах.



Рис. 8 – Форма потребляемого тока

Моделирование проводилось для различных значений частоты сетевого напряжения. В табл. приведены данные, полученные при моделировании (угол управления 30 градусов). Из таблицы следует, что данная СФУ демонстрирует устойчивость к колебаниям частоты в широких пределах.

Таблица – Результаты моделирования работы интегральной СФУ

Частота сети, Гц	Напряжение на выходе вы-

	прямителя, В
40	451.8
46	452.6
50	453.1
54	453.7

Выводы

Представленная модель является моделью системы импульсно-фазового управления, что подтверждается диаграммами её работы. Принципом её работы является интегрирование кривой сетевого напряжения для формирования импульсов управления тиристорным выпрямителем. Результаты моделирования подтверждают устойчивость интегральной СФУ к колебаниям частоты сетевого напряжения. Искажения формы сетевого напряжения, связанные с коммутационными провалами, в данной модели устраняются путем применения фильтра низких частот, однако применение других типов фильтров позволит повысить устойчивость системы к ложным срабатываниям.

Список литературы: 1. Рябенький В.М. Исследование провалов и всплесков напряжения в автономных электроэнергетических системах / В.М. Рябенький, А.О. Ушкаренко, Нгуєн Ван Тхань // Технічна електродинаміка. Тем. випуск. Київ, 2010. Ч.1. — С.182-186. 2. Спиридонов А.А. Планирование эксперимента при исследовании технологических процессов. — М.: Машиностроение, 1981. — 182 с. 3. Ушкаренко О.О., Спекторенко Р.А., Світлинський К.В. Реалізація системи керування трифазним тиристорним випрямлячем з використанням автоматного програмування. // Електротехніка і електромеханіка: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю. — Миколаїв: НУК, 2007. — С. 87-91. 4. Рябенький В.М., Воскобоенко В.И., Нгуен Ван Тхань, Мишустов В.П. Причины возникновения и способ устранения низкочастотных колебаний оборотов газового двигателя// Збірник наукових праць НУК. Миколаїв: НУК, 2010. — № 6.

Надійшла до редколегії 14.03.2013

УДК 621.314

Моделирование интегральной системы импульсно-фазового управления тиристорным выпрямителем / В. М. Рябенький, В. П. Мишустов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 162-167. — Бібліогр.: 4 назв.

Пропонується структура системи імпульсно-фазового управління із стійкістю до коливань частоти напруги мережі. Отримано результати моделювання даної системи.

Ключові слова: система імпульсно-фазового управління, коливання частоти, прецизійні випрямлячі.

The proposed structure of the pulse-phase control, with resistance to the frequency of the mains voltage fluctuations. The simulation results of the system were obtained.

Keywords: pulse-phase control, frequency variations, precision rectifiers.

С. С. ДЕНИЩИК, канд. техн. наук, доц. ДонГТУ, Алчевск;

Р. Ю. ТКАЧЕВ, канд. техн. наук, доц. ДонГТУ, Алчевск;

О. В. ГЛУШКО, аспирант ДонГТУ, Алчевск

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ВЫХОДОМ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Решается задача параметрической идентификации индуктивно-емкостного преобразователя с выходом на постоянном токе. Предложен метод параметрической идентификации, использующий математический аппарат цепных дробей.

Ключевые слова: индуктивно-емкостной преобразователь, источник постоянного тока, схема Штейнметца, идентификация, цепные дроби.

Актуальность работы

Как известно, индуктивно-емкостные преобразователи (ИЕП) довольно часто применяются для питания якорных цепей машин постоянного тока, инверторов тока, зарядных устройств, установок электролиза и др.

Среди множества схемных решений таких ИЕП наибольшее применение получила трехфазная схема (схема Штейнметца) с подключенным трехфазным двухполупериодным диодным выпрямителем, в цепь постоянного тока которого включается соответствующая нагрузка. В частности, при построении системы электропривода «источник тока – двигатель», от ИЕП может быть запитан якорь двигателя постоянного тока, который представляет собой нагрузку в виде последовательно соединенных активного сопротивления r_d , индуктивности L_d и противо-э.д.с. e_d (см. рис. 1) [1].

Ввиду того, что для определения закона управления необходимо знать математическую модель объекта управления, задача идентификации ИЕП с выходом на постоянном токе, которая решается в данной работе, является актуальной.

Цель работы

ИЕП с выходом на постоянном токе является сложным динамическим объектом, обладающим нелинейными и импульсными свойствами, вызванными наличием диодного выпрямителя. В то же время, классические методы синтеза систем управления, как правило, используют математические модели в виде непрерывных передаточных функций(НП Φ). Исходя из чего, целью данной работы является определение на основе экспериментальных данных математической модели ИЕП с выходом на постоянном токе в виде НП Φ .

Результаты исследований

ИЕП как объект управления испытывает управляющее воздействие в виде напряжения питания переменного тока (U_1) и возмущающие воздействия в виде сигнала противо-ЭДС в нагрузке и переключения вида нагрузки. Выходным параметром ИЕП является выпрямленный ток диодного преобразователя I_d .

Поскольку для измерения выходного тока используется АЦП, экспериментальные данные представляют собой последовательность измеренных величин выходного тока I_d в дискретные моменты времени.

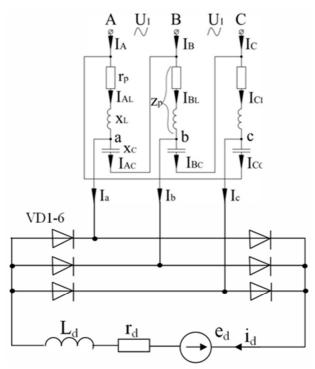


Рис. 1 – Принципиальная схема источника постоянного тока

Таким образом, задача идентификации в рамках математического аппарата дискретных систем может быть сформулирована как задача аппроксимации степенных рядов вида

$$f(z) = c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + c_3 z^{-3} \dots,$$
 (1)

где $z = e^{Ts}$ - дискретный оператор Лапласа;

 $s = \sigma + j\omega$ - оператор Лапласа.

Ряды (1) представляют собой формальные ряды Лорана, что позволяет использовать математический аппарат непрерывных дробей для их аппроксимации [2].

В качестве метода формирования цепной дроби выбран метод Рутисхаузера [3]:

$$\begin{split} f(z) &\approx \frac{c_0}{1} - \frac{q_1^{(0)}z^{-1}}{1} - \frac{e_1^{(0)}z^{-1}}{1} - \frac{q_2^{(0)}z^{-1}}{1} - \frac{e_2^{(0)}z^{-1}}{1} - \dots = \\ &= \frac{c_0}{1 - \frac{q_1^{(0)}z^{-1}}{1 - \frac{e_1^{(0)}z^{-1}}{1}}} = \frac{P(c_0, \{e^{(0)}\}, \{q^{(0)}\})}{Q(\{e^{(0)}\}, \{q^{(0)}\})} \\ & \vdots \\ & 1 - \frac{q_{n-1}^{(0)}z^{-1}}{1 - e_{n-1}^{(0)}z^{-1}} \end{split} \end{split}$$
, (2)

где $e_m^{(n)} \in \square$, $q_m^{(n)} \in \square$, $f(z) \in \hat{\square}$, $\hat{\square} = \square \cup [\infty]$;

 $\{e_m^{(n)}\}, \{q_m^{(n)}\} \text{ - последовательности, определяемые по формулам: } e_m^{(n)} = q_m^{(n+1)} - q_m^{(n)} + q_{m-1}^{(n+1)} \\ ; q_{m+1}^{(n)} = \frac{e_m^{(n+1)}}{e_m^{(n)}} q_m^{(n+1)} \text{ ; } m = 1,2,3\ldots; \text{ } n = 0,1,2,3\ldots; \text{ } e_0^{(n)} = 0 \text{ , } \quad q_1^{(n)} = c_{n+1}/c_n.$

Определение коэффициентов непрерывной дроби может быть реализовано посредством расчета матрицы идентификации [4]:

где n — количество элементов последовательности $\{c_n\}$, используемых для формирования дроби;

```
\begin{aligned} &a_{i,1} = c_{i+1}/c_i;\\ &a_{i,2} = a_{i+1,2j-2}a_{i+1,2j-1}/a_{i,2j-1};\\ &a_{i,2j-1} = a_{i+1,2j-2} - a_{i+1,2j-2} + a_{i+1,2j-3};\\ &j=1,2,3\dots(n-1)/2;\ i=1,2,3\dots(n-1). \end{aligned}
```

Фактически, выбор п представляет собой выбор структуры модели. При этом в случае структурно-параметрической идентификации определение п осуществляется на основе оценки значений первой строки матрицы (3): расчет матрицы ведется до значения первой строки матрицы, близкого к нулю, что соответствует малой ошибке аппроксимации.

В результате свертки дроби можно получить дискретную передаточную функцию (ДПФ) объекта в дробно-рациональном виде. Затем, на основе отображения полученной ДПФ в s-плоскость можно получить искомую НПФ объекта управления.

Экспериментальный переходной процесс представляет собой процесс подключения ИЕП к сети: скачкообразное увеличение значения амплитуды (или действующего значения) питающего напряжения. При этом действующее напряжение $U_1 = 220~B,~x = 10~Om-$ ИЕП настроен на выпрямленный ток $I_d = 51,44~A-$ дроссель резонансного контура принят идеальным. Нагрузка ИЕП — активноидуктивная без противо-ЭДС: $r_d = 1~Om;~L_d = 0,1~m\Gamma h;~E_d = 0$.

Дискретная последовательность измеренных значений выпрямленного тока(период дискретизации АЦП 1×10^{-5} c): 0; 38,7245; 64,4388; 57,4577; 38,9365; 42,2703; 58,1641; 54,1195; 42,4703; 45,4896; 54,0348; 58,3336; 44,6750; 48,0924; 51,4083; 59,0849; 45,9318; 49,9768; 49,7641; 58,6558 ...

Выходной ток имеет пульсации с частотой 6f = 300 Гц, кроме того, на переходной процесс влияют неконтролируемые возмущающие воздействия, что приводит к тому, что порядок аппроксимирующей дроби существенно возрастает. В случае задачи синтеза более предпочтительны модели низкого порядка т.к. чем выше порядок модели, тем сложнее алгоритм управления, однако, аппроксимации более низкого порядка на основе исходных экспериментальных данных не позволяют обеспечить устойчивость передаточной функции модели. В связи с этим возникает необходимость в корректировке дискретной последовательности, используемой для формирования непрерывной дроби с целью обеспечения устойчивости и минимизации порядка модели.

Задавшись третьим порядком модели, с помощью программного итеративного перебора(в пределах допустимой зоны отклонений) была определена дискретная последовательность, обеспечивающая устойчивость: 0; 25,7295; 33,2462; 71,1575; 65,1149; 31,5642; 36,3737; 66,0572 ...

Матрица идентификации:

```
0 1,2921 0,8482 -3,0918 2,1880 -0,2209 0
0 2,1403 -1,2252 0,3214 -1,5038 1,2829
0 0,9151 -0,4303 -0,7520 2,5652
0 0,4847 0,6676 1,1456
0 1,1541 0,6637
0 1,8161
```

Изображение процесса:

$$\begin{split} F_p(z) &= \frac{25,7295}{1} - \frac{1,2921z^{-1}}{1} - \frac{0,8482z^{-1}}{1} + \frac{3,0918z^{-1}}{1} - \frac{2,1880z^{-1}}{1} + \frac{0,2209z^{-1}}{1} = \\ &= \frac{25,7295(z^2 + 0,2766z + 2,351)z^3}{z^2(z-1)(z^2 - 0,01559z + 0,8825)}. \end{split}$$

С использованием обратного преобразования методом экстраполятора нулевого порядка получим:

$$W_{m}(s) = \frac{25,7295(s^{2} - 177, 4s + 1,901 \cdot 10^{5})}{(s^{2} + 25s + 9,781 \cdot 10^{4})}.$$
 (4)

Экспериментальный переходной процесс и переходной процесс модели (4) представлены на рис. 2.

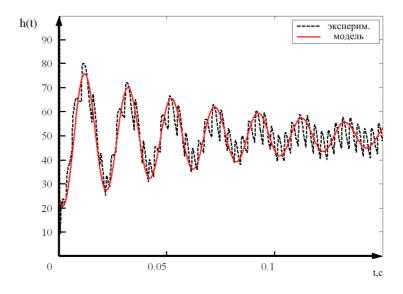


Рис. 2 – Результаты идентификации

Выводы

Переходной процесс модели аппроксимирует переходной процесс ИЕП при подключении к сети с высокой степенью точности: ошибка модели во временной области составляет $1,471\times10^{-3}$, в результате чего можно сделать выводы о том, что модель достаточно хорошо отражает динамические свойства исследуемого объекта. Таким образом, полученные результаты подтверждают эффективность предложенного метода параметрической идентификации.

Список литературы: **1.** *Волков И. В.* – Электроприводы со стабилизированным током в силовых цепях. / *И. В. Волков, В. Н. Исаков.* – М. : Радио и связь, 1991. - 216 с. **2.** *Карташов В. Я.*

Эквивалентность дискретных моделей – реальность? / В. Я. Карташов // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2006. – № 8. – С. 40–44. **3.** Бейкер Г. А. Аппроксимации Паде / Г. А. Бейкер, П. Грейвс-Моррис. – М.: Мир, 1987. – 502 с. **4.** Ткачев Р. Ю. Структурно-параметрическая идентификация объектов с рециклом на основе дискретной последовательности выходной координаты / Р. Ю. Ткачев, О. В. Глушко // Збірник наукових праць ДонДТУ, Алчевськ: ДонДТУ. – 2012. – № 36. – С. 415–425.

Надійшла до редколегії 01.03.2013

УДК 681.5.015.4

Идентификации индуктивно-емкостного преобразователя с выходом на постоянном токе / С. С. Денищик, Р. Ю. Ткачев, О. В. Глушко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 168-172. — Бібліогр.: 4 назв.

Вирішується задача параметричної ідентифікації ідуктивно-ємнісного перетворювача з виходом на постійному струмі. Запропонован метод параметричної ідентифікації, що базується на використанні математичного апарату ланцюгових дробів.

Ключові слова: індуктивно-ємнісний перетворювач, джерело постійного струму, схема Штейнметца, ідентифікація, ланцюгові дробі.

The problem of parametrical identification of inductive-capacitive convertor was solved. Method of parametrical identification utilizing mathematical apparatus of continued fractions was proposed.

Keywords: inductive-capacitive convertor, direct current supply system, Steinmetz scheme, identification, continued fractions.

УДК 621.314

В.С. БОЙКО, д-р техн. наук, проф., НТУУ «КПІ», Київ **М. І. СОТНИК**, канд. техн. наук, доц., СумДУ, Суми

ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ ПРОЦЕС У ЕЛЕКТРИЧНІЙ МОДЕЛІ ВІДЦЕНТРОВОГО НАСОСА, ПРАЦЮЮЧОГО В РЕЖИМІ ПЕРЕВАНТАЖЕНЬ

Наводяться результати дослідження електромагнітних процесів у електричній моделі шестилопатевого відцентрового насоса з однозавитковим спіральним відводом, робочий процес якого характеризується підвищеним обсягом витрати рідини. Звернута увага на особливості електромагнітного процесу, які пов'язані з такими значеннями кута комутації струму вентилями, при яких має місце накладання комутацій. Відмічено, що опубліковані наукові дослідження є частиною теоретичного підгрунтя для створення нового напряму електричного аналізу процесів у гідавлічних системах.

Ключові слова: енергоефективність, модель, комутація, електромагнітний процес

Вступ. Актуальність проблеми підвищення енергоефективності технологічних споживачів у різних галузях промисловості та сільського господарства не потребує доведення. Досить важливою вона ϵ і у системах водопостачання, оскільки насосними агрегатами на підприємствах України споживається близько 20% електроенергії

Список литературы: 1. Волков И. В. — Электроприводы со стабилизированным током в силовых цепях. / И. В. Волков, В. Н. Исаков. — М. : Радио и связь, 1991. — 216 с. 2. Карташов В. Я. Эквивалентность дискретных моделей — реальность? / В. Я. Карташов // Промышленные АСУ и контроллеры. — 2006. — № 8. — С. 40—44. 3. Бейкер Г. А. Аппроксимации Паде / Г. А. Бейкер, П. Грейвс-Моррис. — М. : Мир, 1987. — 502 с. 4. Ткачев Р. Ю. Структурно-параметрическая идентификация объектов с рециклом на основе дискретной последовательности выходной координаты / Р. Ю. Ткачев, О. В. Глушко // Збірник наукових праць ДонДТУ, Алчевськ: ДонДТУ. — 2012. — № 36. — С. 415—425.

Надійшла до редколегії 01.03.2013

УДК 681.5.015.4

Идентификации индуктивно-емкостного преобразователя с выходом на постоянном токе / С. С. Денищик, Р. Ю. Ткачев, О. В. Глушко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — № 18 (991). — С. 168-172. — Бібліогр.: 4 назв.

Вирішується задача параметричної ідентифікації ідуктивно-ємнісного перетворювача з виходом на постійному струмі. Запропонован метод параметричної ідентифікації, що базується на використанні математичного апарату ланцюгових дробів.

Ключові слова: індуктивно-ємнісний перетворювач, джерело постійного струму, схема Штейнметца, ідентифікація, ланцюгові дробі.

The problem of parametrical identification of inductive-capacitive convertor was solved. Method of parametrical identification utilizing mathematical apparatus of continued fractions was proposed.

Keywords: inductive-capacitive convertor, direct current supply system, Steinmetz scheme, identification, continued fractions.

УДК 621.314

В.С. БОЙКО, д-р техн. наук, проф., НТУУ «КПІ», Київ **М. І. СОТНИК**, канд. техн. наук, доц., СумДУ, Суми

ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ ПРОЦЕС У ЕЛЕКТРИЧНІЙ МОДЕЛІ ВІДЦЕНТРОВОГО НАСОСА, ПРАЦЮЮЧОГО В РЕЖИМІ ПЕРЕВАНТАЖЕНЬ

Наводяться результати дослідження електромагнітних процесів у електричній моделі шестилопатевого відцентрового насоса з однозавитковим спіральним відводом, робочий процес якого характеризується підвищеним обсягом витрати рідини. Звернута увага на особливості електромагнітного процесу, які пов'язані з такими значеннями кута комутації струму вентилями, при яких має місце накладання комутацій. Відмічено, що опубліковані наукові дослідження є частиною теоретичного підгрунтя для створення нового напряму електричного аналізу процесів у гідавлічних системах.

Ключові слова: енергоефективність, модель, комутація, електромагнітний процес

Вступ. Актуальність проблеми підвищення енергоефективності технологічних споживачів у різних галузях промисловості та сільського господарства не потребує доведення. Досить важливою вона ϵ і у системах водопостачання, оскільки насосними агрегатами на підприємствах України споживається близько 20% елек-

© В .С. Бойко, М. І. Сотник, 2013

троенергії, тому будь-які наукові розробки, впроваджені у виробництво, є своєчасними і економічно привабливими. Одним із шляхів розв'язку проблеми підвищення енергоефективності є розроблений авторами спосіб електричного моделювання відцентрового насоса [1] та системи водопостачання в цілому. Зазначений підхід є альтернативним відносно існуючих на сьогодні гідравлічних методів аналізу робочих процесів насосних агрегатів, мета яких полягає в отриманні даних щодо причин нераціонального споживання ними електроенергії та визначенню комплексу заходів, реалізація яких дозволить узгодити характеристику насосної станції з характеристиками мережі водопостачання та технологічного споживача.

Мета роботи. Створити теоретичну базу для аналізу робочого процесу відцентрового насоса, який працює в режимі перевантаження, через аналіз електромагнітних процесів у електричній схемі насосного агрегату.

Результати досліджень. Дослідження проведено стосовно насоса, конструкція якого містить робоче колесо з шістьмома лопатями та має одно завитковий спіральний відвід (рис. 1). Схема електричної моделі такого насоса наведена на рис. 2.



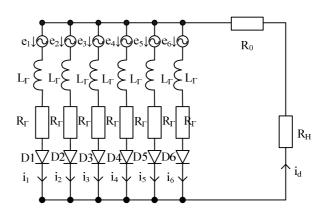


Рис. 1 – Завитковий спіральний відвід

Рис. 2 – Електрична схема моделі насосу

Електрична модель відцентрового насоса складається з шести паралельних віток, де послідовно з'єднані: джерело синусоїдної EPC $_{e=E_{m}\sin(\omega t+\psi)}$; гідравлічний активний опір R_{Γ} ; гідравлічна індуктивність L_{Γ} ; діод D. Втрати енергії у відводі моделюються опором R_{0} , а опір R_{H} узагальнює наявність системи водоводів та споживача. Сукупність EPC моделі, які мають однакову амплітуду та частоту і зсунені одна відносно одної на шосту частину періоду, у дослідженні відображено наступним чином:

$$e_{1} = E_{m} \sin(\vartheta + \pi/3); \quad e_{4} = E_{m} \sin(\vartheta - 2\pi/3);$$

$$e_{2} = E_{m} \sin \vartheta; \quad e_{5} = E_{m} \sin(\vartheta - \pi);$$

$$e_{3} = E_{m} \sin(\vartheta - \pi/3); \quad e_{6} = E_{m} \sin(\vartheta - 4\pi/3),$$

$$(1)$$

де $\vartheta = \omega t$ - змінна, в якій виконуються усі розрахунки.

Аналогом робочого процесу у насосі ε електромагнітний процес у його електричній моделі. Докладний аналіз електромагнітного процесу у схемі рис. 2 в режимі малих і середніх навантажень наведений у [2]. Там доведено, що з урахуванням параметрів елементів електричної схеми відцентрового насоса режим середніх навантажень закінчується, коли кут комутації досягає 42.6° .

Один з можливих контурів комутації у режимах великих навантажень з кутами комутації більшими за зазначений, зображений на рис. З. Як і у попередніх дослідженнях за момент початку відліку $\vartheta = 0$ будемо вважати точку перетину фазних синусоїд ЕРС e_6 та e_1 .

Однак, якщо у режимах роботи з кутами комутації меншими за 42,6° у цей момент починалась комутація з діода D6 на діод D1, що у розглядуваному режимі цей процес починається раніше.

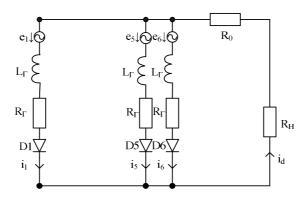


Рис. 3 – Контури комутації

Як випливає з рис. З на момент початку вступу в роботу діода D1 в роботі знаходилися діоди D5 та D6. Систему рівнянь для спільної роботи трьох зазначених діодів запишемо так:

$$e_{1} = x_{\gamma} \frac{di_{1}}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_{1} + i_{d} \cdot R_{H} + i_{d} \cdot R_{0}$$

$$e_{5} = x_{\gamma} \frac{di_{5}}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_{5} + i_{d} \cdot R_{H} + i_{d} \cdot R_{0}$$

$$e_{6} = x_{\gamma} \frac{di_{6}}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_{6} + i_{d} \cdot R_{H} + i_{d} \cdot R_{0}$$

Додамо усі три рівняння і отримаємо

$$e_1 + e_5 + e_6 = x_{\gamma} \frac{d}{d\vartheta} (i_1 + i_5 + i_6) + R_{\Gamma} (i_1 + i_5 + i_6) + 3i_d (R_H + R_0). \tag{2}$$

Згідно з першим законом Кірхгофа для розглядуваної схеми $i_d=i_1+i_5+i_6$. Окрім того, з (1) випливає, що $e_1+e_5+e_6=2E_m\sin(\vartheta+2\pi/3)$.

Враховуючи останні зауваження, вираз (2) набуде вигляду

$$2E_{m}\sin(\vartheta + 2\pi/3) = x_{\gamma}\frac{di_{d}}{dt^{9}} + (R_{\Gamma} + 3R_{H} + 3R_{0})i_{d}.$$
 (3)

Розв'язок цього неоднорідного диференціального рівняння першої степені дає:

$$i_{d(1)} = \frac{2E_m}{\sqrt{R_{11}^2 + x_{\gamma}^2}} \sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3} - \varphi_1) + K_1 e^{-\frac{R_{11}}{x_{\gamma}}(\vartheta + \alpha)}.$$
 (4)

У наведеному виразі: $\varphi_1 = arctg \frac{x_{\gamma}}{R_{11}}; R_{11} = 3R_H + 3R_0 + R_{\Gamma};$

 α – кут зсуву початку комутації стуму діода D1 відносно вибраного початку відліку ϑ = 0 .

Це перший етап комутації струму діодом D1, коли струм одночасно проводять діоди D1, D5 та D6. Перший етап закінчується, коли діод D5 виходить з роботи.

На другому етапі комутації струму діодом D1 працюють разом діоди D1 та D6. Систему рівнянь при цьому запишемо так:

$$e_1 = x_{\gamma} \frac{di_1}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_1 + i_d \cdot R_H + i_d \cdot R_0$$

$$e_6 = x_{\gamma} \frac{di_6}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_6 + i_d \cdot R_H + i_d \cdot R_0$$

Додавши обидва рівняння, отримаємо

$$e_1 + e_6 = x_\gamma \frac{d}{dn^9} (i_1 + i_6) + R_\Gamma (i_1 + i_6) + 2i_d R_H + 2i_d R_0.$$

Для цього етапу комутації згідно з першим законом Кірхгофа $i_1 + i_6 = i_d$, тому

$$e_1 + e_6 = x_{\gamma} \frac{di_d}{dv^9} + R_{\Gamma} i_d + 2i_d R_H + 2i_d R_0.$$

Врахуємо, що $e_1 + e_6 = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \pi/2)$ та позначимо $R_{12} = 2R_H + 2R_0 + R_\Gamma$ і отримаємо диференціальне рівняння

$$\sqrt{3}E_m\sin(\vartheta+\pi/2) = x_\gamma \frac{di_d}{d\vartheta} + i_d R_{12}, \qquad (5)$$

розв'язок якого дає закономірність зміни випрямленого струму на другому етапі комутації:

$$i_{d(2)} = \frac{\sqrt{3}E_m}{\sqrt{R_{12}^2 + x_{\gamma}^2}} \sin(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \varphi_2) + K_2 e^{-\frac{R_{12}}{x_{\gamma}}(\vartheta + \alpha - \gamma)}.$$
 (6)

Початок третього етапу комутації струму діодом D1 збігається з моментом вступу в роботу діода D2. Таким чином на третьому етапі працюють діоди D1, D2 та D6. Складемо рівняння за другим законом Кірхгофа через вітки працюючих діодів і навантаження:

$$e_{1} = x_{\gamma} \frac{di_{1}}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_{1} + i_{d} \cdot R_{H} + i_{d} \cdot R_{0}$$

$$e_{2} = x_{\gamma} \frac{di_{2}}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_{2} + i_{d} \cdot R_{H} + i_{d} \cdot R_{0}$$

$$e_{6} = x_{\gamma} \frac{di_{6}}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_{6} + i_{d} \cdot R_{H} + i_{d} \cdot R_{0}$$

Додамо три останні рівняння

$$e_1 + e_2 + e_6 = x_\gamma \frac{d}{dr^9} (i_1 + i_2 + i_6) + R_\Gamma (i_1 + i_2 + i_6) + 3i_d R_H + 3i_d R_0.$$

Врахувавши, що $i_1+i_2+i_6=i_d$, $e_1+e_2+e_6=2E_m\sin(\vartheta+\pi/3)$, отримуємо рівняння

 $2E_m \sin(\vartheta + \pi/3) = x_\gamma \frac{di_d}{d\vartheta} + i_d R_{11}$ розв'язок якого дає закон зміни випрямленого струму на третьому етапі комутації діодом D1:

$$i_{d(3)} = \frac{2E_m}{\sqrt{R_{11}^2 + x_{\gamma}^2}} \sin(\vartheta + \frac{\pi}{3} - \varphi_1) + K_3 e^{-\frac{R_{11}}{x_{\gamma}}(\vartheta + \alpha - \pi/3)}.$$
 (7)

Третій етап закінчується, коли діод D6 виходить з роботи. На четвертому етапі комутації струму діодом D1, останній працює з діодом D2. При цьому рівняння, складені за другим законом Кірхгофа, мають вигляд:

$$e_1 = x_{\gamma} \frac{di_1}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_1 + i_d \cdot R_H + i_d \cdot R_0;$$

$$e_2 = x_{\gamma} \frac{di_2}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_6 + i_d \cdot R_H + i_d \cdot R_0.$$

Як і раніше, додавши ці рівняння, отримаємо

$$e_1 + e_2 = x_{\gamma} \frac{d}{dn} (i_1 + i_2) + R_{\Gamma} (i_1 + i_2) + 2i_d R_H + 2i_d R_0.$$

3 виразів (1) випливає, що $e_1 + e_2 = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \pi/6)$.

Врахуємо також, що $i_1 + i_2 = i_d$ і отримаємо диференціальне рівняння

$$\sqrt{3}E_m\sin(\vartheta+\pi/6) = x_\gamma \frac{di_d}{d\vartheta} + i_d R_{12},$$

розв'язок якого дає закон зміни випрямленого струму на четвертому етапі комутації:

$$i_{d(4)} = \frac{\sqrt{3}E_m}{\sqrt{R_{12}^2 + x_{\gamma}^2}} \sin(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi_2) + K_4 e^{-\frac{R_{12}}{x_{\gamma}}(\vartheta + \alpha - \gamma - \pi/3)}.$$
 (8)

П'ятий етап комутації струму діодом D1 починається у момент вступу в роботу діода D3. На цьому етапі одночасно працюють діоди D1, D2 і D3. Система рівнянь для розглядуваного етапу комутації записується так:

$$\begin{aligned} e_1 &= x_{\gamma} \frac{di_1}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_1 + i_d \cdot R_H + i_d \cdot R_0; \\ e_2 &= x_{\gamma} \frac{di_2}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_2 + i_d \cdot R_H + i_d \cdot R_0; \\ e_3 &= x_{\gamma} \frac{di_3}{d\vartheta} + R_{\Gamma} \cdot i_3 + i_d \cdot R_H + i_d \cdot R_0. \end{aligned}$$

Додавши всі три рівняння, врахувавши, що $e_1 + e_2 + e_3 = 2E_m \sin(\vartheta)$, отримуємо диференціальне рівняння, $2E_m \sin(\vartheta) = x_\gamma \frac{di_d}{d\vartheta} + i_d R_{11}$, розв'язок якого дає закон зміни випрямленого струму на п'ятому етапі комутації діодом D1:

$$i_{d(5)} = \frac{2E_m}{\sqrt{R_{11}^2 + x_{\gamma}^2}} \sin(\vartheta - \varphi_1) + K_5 e^{-\frac{R_{11}}{x_{\gamma}}(\vartheta + \alpha - 2\pi/3)}.$$
 (9)

3 рис. 4 видно, що на непарних етапах випрямлений струм має однакову форму. Це підтверджують і рівняння (4), (7) і (9) з яких видно, що доданки відрізняються лише додатковим зсувом за фазою на $\pi/3$. Те ж саме стосується і виразів (6) та (8) для парних етапів комутації. Тому розрахунок сталих інтегрування можна обмежити аналізом процесів лише на першому та другому етапах комутації струму діодом D1.

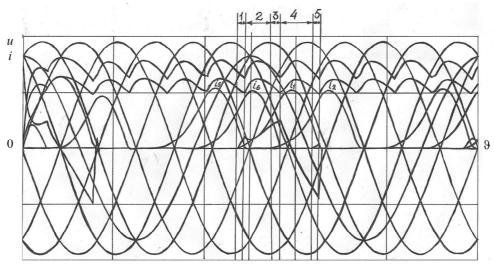


Рис. 4 – Часові діаграми струмів

Випрямлена напруга на першому етапі, розрахована за законом Ома:

$$u_{d_{(1)}} = R_H i_{d_{(1)}} = \frac{2R_H E_m}{\sqrt{R_{11}^2 + x_{\gamma}^2}} \sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3} - \varphi_1) + R_H K_1 e^{-\frac{R_{11}}{x_{\gamma}}(\vartheta + \alpha)}.$$
 (10)

Відповідно на другому етапі

$$u_{d_{(2)}} = R_H i_{d_{(2)}} = \frac{\sqrt{3}R_H E_m}{\sqrt{R_{12}^2 + x_{\gamma}^2}} \sin(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \varphi_2) + R_H K_2 e^{-\frac{R}{x_{\gamma}}(\vartheta - \alpha - \gamma)}.$$
 (11)

Початок комутації на першому етапі є момент $\vartheta = -\alpha$: $u_{d_{(1)}}\Big|_{\vartheta = -\alpha} = e_1\Big|_{\vartheta = -\alpha}$, чи

$$\frac{R_{H} 2E_{m}}{\sqrt{R_{1}^{2} + x_{v}^{2}}} \sin(\frac{2\pi}{3} - \varphi_{1} - \alpha) + R_{H} K_{1} = E_{m} \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha).$$

Виходячи з останнього, стала інтегрування K_1

$$K_{1} = \frac{E_{m}}{R_{H}} \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) - \frac{2U_{m}}{\sqrt{R_{11}^{2} + x_{\gamma}^{2}}} \sin(\frac{2\pi}{3} - \varphi_{1} - \alpha).$$
 (12)

Однак, для розрахунку чисельного значення цієї сталої інтегрування потрібно визначити величину кута α .

Перший етап комутації закінчується у момент часу $\vartheta = \vartheta_1$, який також є поки що невідомим. У цей момент:

$$u_{d_{(1)}}\Big|_{\vartheta=\vartheta_1} = \frac{R_H 2E_m}{\sqrt{R_{11}^2 + x_{\gamma}^2}} \sin(\vartheta_1 + \frac{2\pi}{3} - \varphi_1). \tag{13}$$

Другий додаток виразу (10) у цей момент часу дорівнює нулю оскільки під кінець першого етапу комутації перехідний процес у колі закінчується.

Другий етап комутації починається у момент часу $\vartheta = \vartheta_1$, то ж враховуючи нерозривність залежності $u_d(\vartheta)$, запишемо:

$$\frac{R_H 2E_m}{\sqrt{R_{11}^2 + x_{\gamma}^2}} \sin(\vartheta_1 + \frac{2\pi}{3} - \varphi_1) = \frac{\sqrt{3}R_H E_m}{\sqrt{R_{12}^2 + x_{\gamma}^2}} \sin(\vartheta_1 + \frac{\pi}{2} - \varphi_2) + R_H K_2.$$

Виходячи з останнього, стала інтегрування K_2 :

$$K_{2} = \frac{2E_{m}}{\sqrt{R_{12}^{2} + x_{\gamma}^{2}}} \sin(\vartheta_{1} + \frac{2\pi}{3} - \varphi_{1}) - \frac{\sqrt{3}E_{m}}{\sqrt{R_{12}^{2} + x_{\gamma}^{2}}} \sin(\vartheta_{1} + \frac{\pi}{2} - \varphi_{2}).$$
 (14)

Оскільки випрямлена напруга має шість пульсацій за період, то протяжність кожної з них $\pi/3$. З цього випливає, що другий етап комутації струму діодом D1 закінчується у момент часу $\vartheta = \pi/2 - \alpha - \vartheta_1$ і величина випрямленої напруги, розрахована за виразом (11), дорівнює значенню випрямленої напруги за виразом (10) у момент часу $\vartheta = -\alpha$:

$$E_{m}\sin(\frac{\pi}{3}-\alpha) = \frac{R_{H}\sqrt{3}E_{m}}{\sqrt{R_{12}^{2}+x_{\gamma}^{2}}}\sin(\frac{5\pi}{6}-\varphi_{2}-\vartheta_{1}). \tag{15}$$

Тут також нехтуємо другим доданком виразу (11), оскільки на момент закінчення другого етапу він дорівнює нулю. Скоротивши (15) на E_m , отримаємо вираз, з якого розраховується кут α :

$$\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) = \frac{R_H \sqrt{3}}{\sqrt{R_{12}^2 + x_y^2}} \sin(\frac{5\pi}{6} - \varphi_2 - \vartheta_1). \tag{16}$$

Розрахований кут ϵ останньою невідомою величиною серед тих, числове значення яких необхідне для здійснення аналізу електромагнітного процесу у моделі відцентрового насоса, що працю ϵ у режимі перевантаження. Це відповіда ϵ реальним режимам роботи насосних агрегатів, які найчастіше охоплюють діапазон витрат від $0.6Q_{\text{ном}}$ до $1.2Q_{\text{ном}}$.

Висновок. Наведені у статті результати досліджень є продовженням роботи авторів щодо аналізу електромагнітних процесів у електричній схемі відцентрового насоса. Особливість наведених досліджень і отриманого результату полягає у тому, що при реально існуючих робочих режимах перевантаження насосного агрегату, у схемі його моделі має місце процес накладання комутацій, дослідження якого і врахування при прогнозування робочого режиму сприяють підвищенню енергоефективності процесу водопостачання.

Результати досліджень ϵ однією із складових нового напрямку наукових досліджень, спрямованого на створення теоретичних основ аналізу робочих процесів у гідравлічних системах електричними методами. Такий підхід, у якому електрична модель насосного агрегату ϵ ключовим елементом електротехнічної системи, дозволя ϵ отримати більш точний результат, швидше, і не тільки в усталеному режимі, а у випадку необхідності - і в перехідному.

Список літератури: 1. Спосіб створення електричної моделі відцентрового насоса: Патент UA № 67781, МПК G06G 7/00./Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І. — и 2011 08267. Заявл. 01.07.2011. Опубл. 12.03.2012, Бюл. № 5. 2. Бойко В.С. Моделювання відцентрового насоса методом електродинамічної аналогії /В.С. Бойко, М.І. Сотник // Техн. електродинаміка. — 2012. — Тематичний випуск. Частина 4. — с. 187-192.

Надійшла до редколегії 15.03.2013

УДК 621.314

Электромагнитный процесс в электрической модели центробежного насоса, работающего в режиме перегрузки / В. С. Бойко, Н. И. Сотник // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. - № 18 (991). - C. 172–179. — Бібліогр.: 2 назв.

Приводятся результаты исследования электромагнитных процессов в электрической модели шестилопастного центробежного насоса с однозавитковым спиральным отводом, рабочий процесс которого характеризуется повышенным объемом подачи жидкости. Обращено внимание на особенности электромагнитного процесса, обусловленными такими значениями угла коммутации тока вентилями, при которых имеет место наложение коммутаций. Отмечено, что опубликованные научные исследования являются частью теоретических основ для создания нового направления електрического анализа процессов в гидравлических системах.

Ключевые слова: энергоэфективность, модель, коммутация, электромагнитный процесс

The results of the study of electromagnetic processes in electric model of six-blades' centrifugal pump with single cranial spiral challenge, a workflow of which is characterized by increased amount of fluid flow rate are presented in the article. Attention is devoted to the characteristics of electromagnetic process that are connected with such values of commutation angle of amperage by valve during which the imposition of commutations takes place. It is noted that published researches are the part of the theoretical basis for the creation of new direction of the electric analysis of processes in hydraulic systems.

Keywords: energy efficiency, model, commutation, electromagnetic process

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

Збірник наукових праць

Серія: Нові рішення в сучасних технологіях

№18 (991)

Науковий редактор чл.-кор. НАН України, д-р техн. наук, проф. Є. І. Сокол Технічний редактор канд. техн. наук Р. С. Томашевський

Відповідальний за випуск канд. техн. наук І. Б. Обухова

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ: 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ «ХПІ». Рада молодих учених і спеціалістів РМУС. Тел. (057) 707-60-40; e-mail: kovotima@gmail.com

Обл.-вид. № 21-13

Підп. до друку 24.04.2013р. Формат 60х84/16. Папір офсетний. Друк. офсетний. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 8,0. Облік.-вид. арк. 8,75. Тираж 300 пр. Зам. № 23. Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ «ХПІ». Свідоцтво про державну реєстрацію суб'єкта видавничої справи ДК №3657 від 24.12.2009 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня «ФОП Стеценко І. І.» Свідоцтво про державну реєстрацію ХК № 82 від 22.04.2003 р. 61019, Харків, пр. Ілліча, 103а, кв. 21, тел. (057) 758-17-35