

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»

MINISTRY OF EDUCATION
AND SCIENCE OF UKRAINE

National Technical University
"Kharkiv Polytechnic Institute"

**Вісник
Національного технічного
університету «ХПІ». Серія:
Проблеми автоматизованого
електропривода.
Теорія і практика**

№ 16 (1341) 2019

Збірник наукових праць

Видання засноване у 1961 р.

**Bulletin of the
National Technical
University "KhPI". Series:
Problems of automated
electrodrive.
Theory and practice**

No. 16 (1341) 2019

Collection of Scientific papers

The edition was founded in 1961

Харків
НТУ «ХПІ», 2019

Kharkiv
NTU "KhPI", 2019

Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика = Вестник Национального технического университета «ХПИ». Серия: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика = Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: Problems of automated electrodrive. Theory and practice: зб. наук. пр. / Нац. техн. ун-т «Харків. політехн. ін-т». — Харків : НТУ «ХПІ», 2019, № 16 (1341). – 108 с. – ISSN 2079-8024.

Видання присвячене висвітленню питань теорії електромеханічних систем, досягнень в галузі систем керування автоматизованого електроприводу та його компонентів, енергозбереженню засобами електроприводу. Публікуються статті, що присвячені питанням підготовки фахівців з автоматизації електромеханічних систем та електроприводу, мехатроніки та роботи-техніки. Для науковців, викладачів вищої школи, аспірантів, студентів і фахівців у галузі систем автоматизованого електроприводу та його складових елементів.

The publication is devoted to covering the issues of the theory of electromechanical systems, advances in the field of control systems of automated electric drive and its components, energy saving using electric drive. Published articles are devoted to the specialists preparing in the automation of electromechanical systems and electric drive, mechatronics and robotics and made for researchers, teachers of higher education, graduate students, students and specialists in the field of automated electric drive systems and its constituent elements.

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

Мова статей – українська, російська, англійська.

Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика внесено до «Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук», затвердженого Наказом МОН України № 1328 від 21 грудня 2015 р. «Про затвердження рішень Атестаційної колегії Міністерства щодо діяльності спеціалізованих вчених рад від 15 грудня 2015 року».

Засновник

Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»

Founder

National Technical University
"Kharkiv Polytechnic Institute"

Головний редактор

Сокол Є. І., д-р техн. наук, чл.-кор. НАН України,
НТУ «ХПІ», Україна

Заступник головного редактора

Марченко А. П., д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПІ»,
Україна

Секретар

Горбунов К. О., доц., НТУ «ХПІ», Україна

Редакційна колегія серії

Відповідальний редактор:

Клепиков В. Б., проф., НТУ «ХПІ», Україна

Заступник відповідального редактора:

Шамардіна В. М., проф., НТУ «ХПІ», Україна

Відповідальний секретар:

Асмолова Л. В., доц., НТУ «ХПІ», Україна

Члени редколегії:

Буряковський С. Г., проф., НТУ «ХПІ», Україна;

Гриб О. Г., проф., НТУ «ХПІ», Україна;

Дімітров Л., проф., Софійський технічний ун-т, Болгарія;

Долбня В. Т., проф., НТУ «ХПІ», Україна;

Качанов П. О., проф., НТУ «ХПІ», Україна;

Кузнецов Б. І., проф., ДУ «ІТПМ» НАН України, Україна;

Lyshevski S., проф., Рочестерський ін-т технологій, США;

Лозинський О. Ю., проф., НУ «Львівська політехніка»,

Україна;

Leidhold R., проф., Ун-т імені Отто фон Геріке, Німеччина;

Михальський В. М., д-р техн. наук, чл.-кор. НАН України,

ІЕД НАН України, Україна;

Орловський І. А., проф., Технологічний ун-т природничих

наук, Польща;

Островерхов М. Я., проф., НТУУ «КПІ», Україна;

Пересада С. М., проф., НТУУ «КПІ», Україна;

Розов В. Ю., д-р техн. наук, чл.-кор. НАН України,

ДУ «ІТПМ» НАН України, Україна;

Толочко О. І., проф., НТУУ «КПІ», Україна;

Чунашвілі Б. М., проф., Грузинський технічний ун-т,

Грузія;

Шеремет О. І., проф., Донбаська державна машинобудівна

академія, Україна;

Щербак Я. В., проф., НТУ «ХПІ», Україна.

Editor-in-chief

Sokol E. I., dr. tech. sc., member-cor. Of
National Academy of Sciences of Ukraine, NTU "KhPI", Ukraine

Deputy editor-in-chief

Marchenko A. P., dr. tech. sc., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Secretary

Gorbunov K. O., docent, NTU "KhPI", Ukraine

Editorial staff

Associate editor:

Klepikov V. B., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Deputy Associate editor:

Shamardina V. M., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Executive secretary:

Asmolova L. V., docent, NTU "KhPI", Ukraine

Editorial staff members:

Buryakovsky S. G., prof., NTU "KhPI", Ukraine;

Grib O. G., prof., NTU "KhPI", Ukraine;

Dimitrov L., prof., Technical University of Sofia, Bulgaria;

Dolbnya V. T., prof., NTU "KhPI", Ukraine;

Kachanov P. O., prof., NTU "KhPI", Ukraine;

Kuznetsov B. I., prof., SI "ITPM" NAS of Ukraine, Ukraine;

Lyshevski S., проф., Technology Institute of Rochester, USA;

Losinsky O. Yu., prof., Lviv Polytechnic National University,

Ukraine;

Leidhold R., prof., Otto von Guericke University, Germany;

Mikhalsky V. M., dr. tech. sc., member-cor. of NAS of Ukraine,

IED NAS of Ukraine, Ukraine;

Orlovsky I. A., prof., UTP University of Science and Technology,

Poland;

Ostroverkhov M. J., prof., National Technical University of Ukraine

"KPI", Ukraine;

Peresada S. M., prof., National technical university of Ukraine "KPI",

Ukraine;

Rozov V. Yu., dr. tech. sc., member-cor. of NAS of Ukraine,

SI "ITPM" NAS of Ukraine, Ukraine;

Tolochko O. I., prof., National Technical University of Ukraine

"KPI", Ukraine;

Chunashvili B. M., prof., Technical University of Georgia, Georgia;

Sheremet O. I., prof., Donbass state engineering Academy, Ukraine;

Scherbak Ya. V., prof., NTU "KhPI", Ukraine.

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ».

Протокол № 6 від 24 травня 2019 р.

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Привітання від імені відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України у випуску вашого Вісника, що передує щорічній міжнародній конференції “Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика” вже стало доброю традицією.

Електромеханічні системи автоматизації та електропривод увійшли практично в усі сфери життя людини. Вони споживають близько 70 відсотків всієї вироблюваної електроенергії і відіграють важливу роль у вирішенні виключно гострої для нашої країни проблеми – економії енергетичних ресурсів.

Випуски Вісника з 1993 року стали антологією автоматизованого електроприводу, в них знайшло відображення розвиток теорії управління електромеханічними системами від підлеглого керування, кореневих методів синтезу систем із заданими показниками регулювання до залучення методів нечіткої логіки, нейронних мереж та генетичних алгоритмів. А з точки зору практики – від розімкненого електроприводу до комп'ютерно-керованого, мехатронних та робототехнічних систем.

Публікації у Віснику звертали увагу на особливу роль автоматизованого електроприводу, як джерела механічної енергії, що забезпечує оптимізацію технологічного процесу, завдяки чому досягається підвищення якості, продуктивності, зниженню витратних матеріалів і, як наслідок, значної економії енергетичних ресурсів.

Визначенням важливості цієї ролі стало присудження у 2016 році колективу вчених та фахівців з електромеханіки звання лауреатів Державної премії України в галузі науки і техніки за роботу “Енергоєфективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення”.

Той факт, що конференція, яка проводиться у вересні цього року є вже XXIV-ою, свідчить про згуртованість та значний науковий потенціал співдружності вчених та фахівців з автоматизованого електроприводу, а те що вона присвячена 75-річчю Національного університету “Одеська морська академія” – про широкоосяжність сфери використання електроенергетичних та електромеханічних систем.

Бажаю вам успішної роботи конференції, натхнення, здоров'я та нових творчих досягнень!

*Академік-секретар відділення
фізико-технічних проблем енергетики НАН України*

*Директор Інституту електродинаміка НАН України
Кириленко О.В.*



Н. В. АНИЩЕНКО, С. А. АЛЕХИН

**СОЗДАНИЕ КАРМАННЫХ ЛАБОРАТОРИЙ НА КАФЕДРЕ
«АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ» НТУ «ХПИ»**

Рассматривается создание карманной лаборатории с использованием портативного устройства сбора данных NI myDAQ для изучения способов регулирования частоты вращения двигателя постоянного тока. Разработан виртуальный прибор лабораторной установки с двигателем типа P92. Дано описание лабораторной установки и порядок проведения лабораторной работы. Приведены результаты выполнения экспериментов для регулирования частоты вращения двигателя при изменении сопротивления обмотки якоря, напряжения питания обмотки якоря и магнитного потока.

Ключевые слова: карманные лаборатории, двигатель постоянного тока, угловая скорость вращения, частота вращения, устройство сбора данных, виртуальный прибор, плата управления, структурная схема.

М. В. АНИЩЕНКО, С. О. АЛЪОХІН

**СТВОРЕННЯ КИШЕНЬКОВИХ ЛАБОРАТОРІЙ НА КАФЕДРІ
«АВТОМАТИЗОВАНІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ СИСТЕМИ НТУ «ХПІ»**

Розглядається створення кишенькової лабораторії з використанням портативного пристрою збору даних NI myDAQ для вивчення способів регулювання частоти обертання двигуна постійного струму. Розроблений віртуальний прилад лабораторної установки з двигуном типу P92. Наданий опис лабораторної установки та порядок проведення лабораторної роботи. Приведені результати виконання експериментів для регулювання частоти обертання двигуна при зміні опору обмотки якоря, напруги живлення обмотки якоря та магнітного потоку.

Ключові слова: кишенькові лабораторії, двигун постійного струму, кутова швидкість обертання, частота обертання, пристрій збору даних, віртуальний пристрій, плата керування, структурна схема.

M. V. ANISHCHENKO, S. O. ALOKHIN

**CREATION THE POCKET LABS ON THE DEPARTMENT OF
«AUTOMATED ELECTROMECHANICAL SYSTEMS» NTU «KHPI»**

Presentation of a pocket laboratory developed at the department of automated electromechanical systems. The laboratory is used to study ways of the rotational speed of DC motors control. The lab uses NI myDAQ portable data acquisition devices. When performing laboratory work, various procedures can be implemented using LabView virtual instruments. A virtual instrument model of the laboratory installation with a P92 type DC motor has been developed. A description of the laboratory installation and the order procedure for performing of the laboratory work are given. In the course of laboratory studies, methods for controlling the rotational speed are considered by changing the magnitude of the resistance of the armature winding, the supply voltage of the armature winding, and magnetic flux. The results of experiments are given. The introduction of pocket laboratories in the educational process increases the ability of students to study DC motors. Thanks to the use of portable data acquisition devices, you can perform research at a convenient time and place.

Keywords: pocket labs, direct current motor, rotational speed, rotational frequency, data acquisition device, virtual instrument, control board, block diagram.

Введение. В период с 2017 по 2019 годы кафедра автоматизированные электромеханические системы НТУ «ХПИ» принимала участие в международном проекте ERASMUS+ KA1: учебная (академическая) мобильность (2017-1-AT01-KA107-034693-226/19/17). Партнёром проекта со стороны ЕС был технический университет Каринтия / Каринтия университет прикладных наук (FH Kärnten/ Carinthia University of Applied Sciences – CUAS).

Цель проекта заключалась в передаче знаний в области технологий усовершенствованного обучения и нетрадиционной системы выполнения лабораторных работ. При использовании этих технологий студенты могут выполнять лабораторные работы в самостоятельно выбранном месте и в удобное им время.

В учебном процессе в современных условиях получили распространение два нетрадиционных метода выполнения лабораторных работ:

1. «Удалённые лабораторные работы» – Remote Labs. На кафедре «Автоматизированные электромеханические системы» лаборатория с удалённым управлением создана на оборудовании компании National

Instruments (NI) во время выполнения проекта TEM-PUS [1].

2. «Карманные лабораторные работы» – Pocket Labs. В рамках выполнения проекта ERASMUS+ KA1 изучался опыт Carinthia University of Applied Sciences (Австрия) по использованию в учебном процессе карманных лабораторий [2, 3]. Во время обучения в университете прикладных наук студенты ознакомились с устройством сбора данных NI myDAQ в качестве оборудования для реализации карманных лабораторий.

Цель работы. Представление разработанной на кафедре «Автоматизированные электромеханические системы» карманной лаборатории для изучения способов регулирования частоты вращения двигателя постоянного тока (ДПТ) с использованием портативных устройств сбора данных NI myDAQ. Приведено краткое описание лабораторной установки, порядок выполнения и результаты проведения экспериментов.

Объект исследования. Для выполнения лабораторной работы используется модель двигателя постоянного тока типа P92, разработанная в среде программирования NI Labview (виртуальный прибор).

© Н. В. Анищенко, С. А. Алехин, 2019

Номинальные параметры двигателя [4]: номинальная мощность $P_N = 32$ кВт; номинальная частота вращения $n_N = 750$ об/мин; момент инерции якоря $J = 1,75$ кгм²; номинальное напряжение питания обмотки якоря $U_{aN} = 440$ В; номинальный ток обмотки якоря $I_{aN} = 85$ А; сопротивление обмотки якоря $R_a = 0,69$ Ом; коэффициент внутренней обратной связи по ЭДС двигателя при номинальном магнитном потоке $k\Phi_N = 5,14$ Вс/рад.

Описание лабораторной установки. Для выполнения лабораторной работы необходимо оборудование и программное обеспечение:

- персональный компьютер с установленным пакетом программ (драйверов) NI ELVISmx и средой программирования NI Labview;
- устройство сбора данных NI myDAQ с USB-кабелем (рис. 1);
- плата управления (рис. 2);
- модель лабораторной установки с двигателем постоянного тока в среде программирования NI Labview (виртуальный прибор).

Устройства сбора данных NI myDAQ [5] используют технологию виртуальных приборов NI LabVIEW [6], что позволяет студентам измерять параметры сигналов (например, данные датчиков) и анализировать их в реальном масштабе времени. Устройство NI myDAQ обеспечивает функции аналогового ввода, аналогового вывода, цифрового ввода и вывода, аудио ввода и выхода, содержит источник питания и цифровой мультиметр. Мультиметр обеспечивает измерение постоянного и переменного напряжения (тока), сопротивления и проверку диодов. Подключение к персональному компьютеру выполняется через кабель USB.

Плата управления (рис. 2) при помощи разъема подключается к устройству NI myDAQ. На плате установлены 4 переключателя S1–S4, соединенные с цифровыми входами/выходами D0–D3. Соответствующий переключатель выбирает один из четырех экспериментов выполнения лабораторной работы.

Каждый эксперимент позволяет реализовать один из способов регулирования скорости вращения двигателя постоянного тока: изменением сопротивления обмотки якоря, изменением напряжения питания обмотки якоря и изменением величины магнитного потока обмотки возбуждения. Кроме того, возможно изменение нагрузки на двигателе.

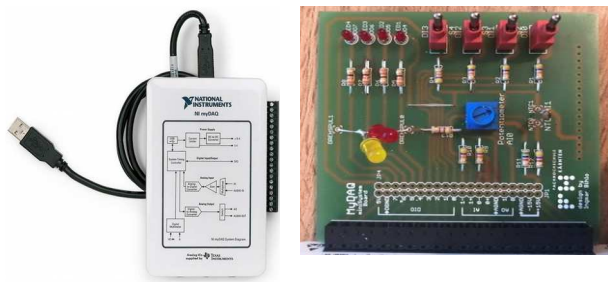


Рисунок 1 – Внешний вид устройства NI myDAQ с USB-кабелем

Рисунок 2 – Плата управления

Регулирование любого из параметров в модели двигателя задается при помощи потенциометра AI0. Цифровые входы/выходы D4–D7 управляют 4 светодиодами.

Модель лабораторной установки с двигателем по стоянного тока (рис. 3) разработана с помощью пакета Control Design and Simulation Module среды программирования Labview. Пакет содержит все необходимые компоненты для создания виртуального прибора. Модель двигателя реализована в Control & Simulation Loop. Блок DAQ Assistant обеспечивает выбор параметра двигателя задающего или возмущающего воздействия и их регулирование при помощи потенциометра AI0.

Блоки DAQ Assistant 2–5 реализуют управление светодиодами на плате управления (рис. 2). Блок DAQ Assistant 2 – сигнализирует о подаче питания на модель двигателя. DAQ Assistant 3 – срабатывает при условии, что скорость вращения двигателя равна или меньше нуля. DAQ Assistant 4 – включается, когда величина нагрузки будет равна номинальному значению. DAQ Assistant 5 – сигнализирует о том, что скорость вращения двигателя равна или меньше нуля при заданном значении добавочного сопротивления в цепи обмотки якоря. В блоках SubVI находятся ключи, которые задают начало регулирования конкретного параметра двигателя, а также округление значений входного сигнала с потенциометра для повышения точности работы системы.

Лицевая панель виртуального прибора лабораторной установки представлена на рис. 4.

Кнопка «Power on» подает питание на установку и двигатель. Правое окно осциллографа показывает изменение скорости вращения в процессе симуляции, а левое окно – изменение скорости вращения за весь период моделирования. Аналогично на экран можно выводить значение сопротивления, напряжения, магнитного потока и момента нагрузки. Также на лицевую панель выводятся начальные параметры двигателя, а так же параметры, регулируемые во время проведения эксперимента.

Обсуждение результатов. Для выполнения лабораторной работы необходимо соединить управляющую плату с устройством сбора данных NI myDAQ и запустить виртуальный прибор лабораторной установки в среде программирования LabVIEW.

При выполнении лабораторной работы студент выбирает необходимый способ регулирования угловой скорости вращения и может сравнить данные, полученные в результате эксперимента, с данными, рассчитанными теоретически на основе уравнения электромеханической характеристики двигателя постоянного тока:

$$\Omega = (U_a - R_a \cdot I_a) / K \cdot \Phi, \quad (1)$$

где Ω – угловая скорость вращения якоря двигателя, U_a – напряжение питания обмотки якоря, R_a – сопротивление обмотки якоря, I_a – ток обмотки якоря, K – конструктивный коэффициент двигателя, Φ – магнитный поток.

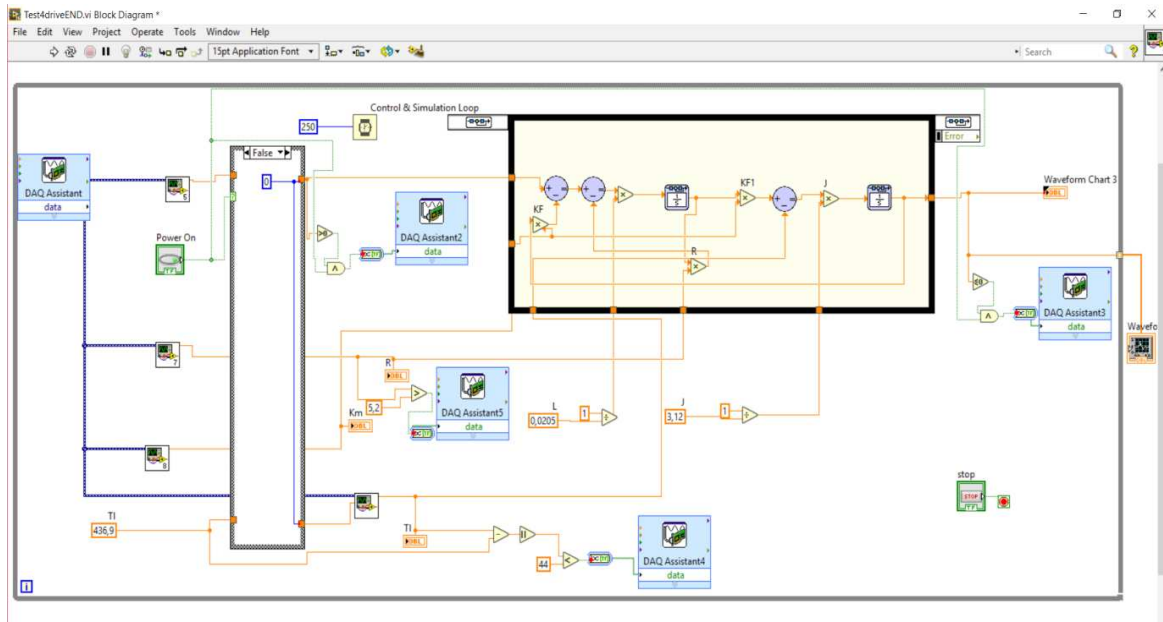


Рисунок 3 – Структурная схема виртуального прибора лабораторной установки

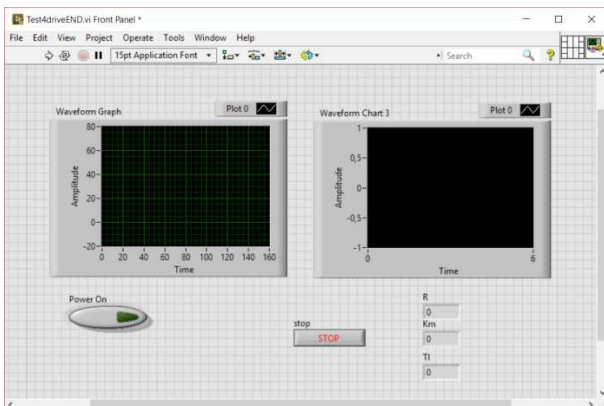


Рисунок 4 – Лицевая панель виртуального прибора

Для определения скорости вращения при изменении сопротивления обмотки якоря необходимо запустить модель, включить ключ DI1 на плате управления и задать необходимые значения сопротивления. В качестве примера в табл. 1 приведены значения сопротивления и соответствующие значения угловой скорости вращения, которые получены в результате эксперимента и рассчитанные по формуле (1).

Таблица 1 – Данные эксперимента

Значение R, Ом	1.3	1.7	2	3.2	4.3	5
Ω , рад/с (эксп.)	63.7	57.5	52.8	32.4	14.8	2.79
Ω , рад/с (теор.)	64.2	57.6	52.6	32.7	14.5	2.92

График изменения угловой скорости вращения при изменении величины сопротивления приведен на рис. 5. В окне слева показан переходной процесс изменения угловой скорости. Участки, на которых скорость длительное время не изменяется – это участки при заданных неизменных значениях сопротивления в соответствии с табл. 1.

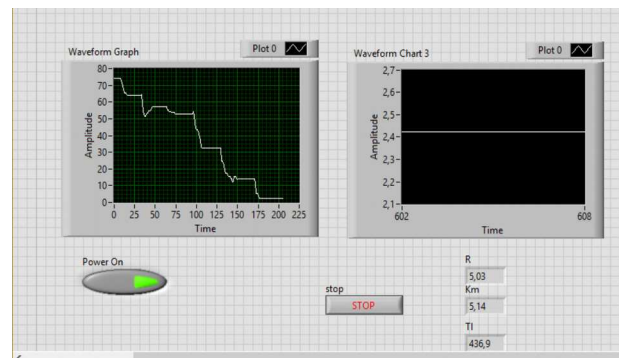


Рисунок 5 – График изменения скорости при изменении сопротивления

Для определения скорости вращения при изменении напряжения питания обмотки якоря необходимо запустить модель, включить ключ DI2 на плате управления и задать необходимые значения напряжения питания.

В качестве примера в табл. 2 приведены значения напряжения питания и соответствующие значения угловой скорости вращения, которые получены в результате эксперимента и рассчитанные по (1).

Таблица 2 – Данные эксперимента

Значения U, В	400	370	250	210	150	53
Ω , рад/с (эксп.)	65.6	60.5	36	29.6	17.7	-1.13
Ω , рад/с (теор.)	66.5	60.69	37.3	29.5	17.8	-1.2

График изменения угловой скорости вращения при изменении величины напряжения питания приведен на рис. 6. В окне слева показан переходной процесс изменения угловой скорости. Участки, на которых скорость длительное время не изменяется – это участки при заданных неизменных значениях напряжения питания в соответствии с табл. 2.

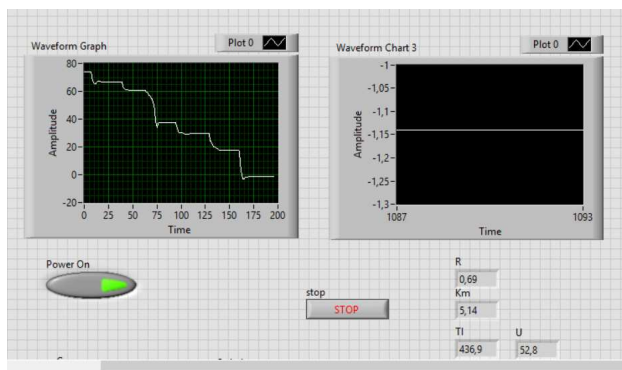


Рисунок 6 – График изменения скорости при изменении напряжения питания

Для определения скорости вращения при изменении магнитного потока обмотки возбуждения необходимо запустить модель, включить ключ DI3 на плате управления и задать необходимые значения магнитного потока. В табл. 3 приведены значения магнитного потока и соответствующие значения угловой скорости вращения, которые получены в результате эксперимента и рассчитанные по формуле (1).

Таблица 3 – Данные эксперимента

Значение КФ, Вс/рад	4.4	3.7	3.3	2.6	2.1	1.5
Ω , рад/с (эксп.)	83.5	96.5	106.6	126	140.4	159.1
Ω , рад/с (теор.)	84.4	96.9	105.7	124.7	141.3	159.6

График изменения угловой скорости вращения при изменении величины магнитного потока приведен на рис. 7. В окне слева показан переходной процесс изменения угловой скорости. Участки, на которых скорость длительное время не изменяется – это участки при заданных неизменных значениях магнитного потока в соответствии с табл. 3.

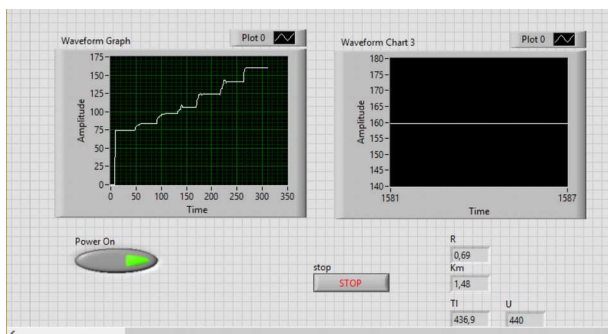


Рисунок 7 – График изменения скорости при изменении магнитного потока

В дальнейшем при развитии лабораторной работы имеется возможность создания базы данных двига-

телей различных типов (постоянного и переменного тока) с различными номинальными параметрами.

Выводы. 1. Разработан виртуальный прибор лабораторной установки для исследования способов регулирования угловой частоты вращения двигателей постоянного тока с использованием портативного устройства сбора данных NI myDAQ. **2.** Приведены результаты экспериментальных исследований регулирования частоты вращения при изменении сопротивления обмотки якоря, напряжения питания обмотки якоря и магнитного потока.

Список литературы

1. Анищенко Н. В., Тимошенко А. В., Ткаченко А. А. Создание на кафедре «Автоматизированные электромеханические системы» НТУ «ХПИ» удаленной лаборатории. Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Харків: НТУ «ХПІ», 2015, Вип. 112 (1121). С. 33 – 38.
2. Klinger T., Madritsch C. Collaborative Learning using Pocket Labs. *Proceedings of the 9th International Conference on Interactive Mobile Communication Technologies and Learning*. Thessaloniki, Greece, 2015. pp. 185 – 189.
3. Madritsch C., Klinger T., Pester A., Schwab W. *Work in Progress: Using Pocket Labs in Master Degree Programs*. In book 2: *Interactive Collaborative Learning: Proceedings of the 19th ICL Conference* / Auer M., Guralnick D., Uhomoihi J. Cham: Springer , vol 545. pp 54 – 59. DOI: 10.1007/978-3-319-50340-0.
4. *Справочник по электрическим машинам: справочник*. В 2 т. Т. 1 / Под общ. ред. И. П. Копылова, Б. К. Клокова. URL: <https://www.proektant.org/arh/1061.html>. (дата обращения 27.03.2015).
5. *Устройство сбора данных NI myDAQ – руководство по эксплуатации*. URL: <http://russia.ni.com>. (дата обращения 15.03.2019).
6. *Labview – руководство пользователя*. URL: <http://russia.ni.com>. (дата обращения 15.03.2019).

References (transliterated)

1. Anishchenko N. V., Timoshchenko A. V., Tkachenko A. A. Sozdanie na kafedre «Avtomatizirovannye elektromekhanicheskie sistemy» NTU «KPI» udalenoj laboratorii [Creation on the department "Automated electromechanical systems" NTU "KhPI" the remote lab]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»* [Bulletin of the National Technical University «KhPI»]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2015, Vyp. 112 (1121). pp. 33 – 38.
2. Klinger T., Madritsch C. Collaborative Learning using Pocket Labs. *Proceedings of the 9th International Conference on Interactive Mobile Communication Technologies and Learning*. Thessaloniki, Greece, 2015. pp. 185 – 189.
3. Madritsch C., Klinger T., Pester A., Schwab W. *Work in Progress: Using Pocket Labs in Master Degree Programs*. In book 2: *Interactive Collaborative Learning: Proceedings of the 19th ICL Conference* / Auer M., Guralnick D., Uhomoihi J. Cham: Springer , vol 545. pp 54 – 59. DOI: 10.1007/978-3-319-50340-0.
4. *Spravochnik po jelektricheskim mashinam: spravochnik* [Handbook of electric motors]: V 2 t. T. 1 / Pod obshh. red. I. P. Kopylova, B. K. Klokova. URL: <https://www.proektant.org/arh/1061.html>. (accessed 27.03.2015).
5. *Ustrojstvo sbora dannyh NI myDAQ – rukovodstvo po jekspluatacii* [Data Acquisition Device NI myDAQ – User Guide]. URL: <http://russia.ni.com>. (accessed 15.03.2019).
6. *Labview – rukovodstvo pol'zovatelja* [Labview – User Manual]. URL: <http://russia.ni.com>. (accessed 15.03.2019).

Посмунла 25.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Аніщенко Микола Васильович (Анищенко Николай Васильевич, Anishchenko Mykola Vasylovych) – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: annikolay@ukr.net

Альохін Сергій Олексійович (Алехин Сергей Алексеевич, Alokhin Serhii Oleksijovych) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», магістрант кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: serega.alokhin@gmail.com

А. П. ЧЕРНЫЙ, С. А. СЕРГИЕНКО, А. М. КРАВЕЦ, А. Л. ЮДИНА

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ВЫПОЛНЕНИЯ СТУДЕНТАМИ ЗАДАНИЙ НА КОМПЬЮТЕРНЫХ ТРЕНАЖЕРНЫХ СИСТЕМАХ ПО ЭЛЕКТРОМЕХАНИКЕ

В статье представлен метод контроля процесса выполнения студентами заданий на виртуальных стендах-тренажерах. Выполнен анализ процесса и предложены методы оценки его эффективности основе метрик расстояния. Приведены фрагменты программной реализации в LabVIEW. С использованием метрик Ейлера, Хемминга и Чебышева разработаны критерии оценивания эффективности выполнения студентами заданий на стендах-тренажерах. Проанализировано влияние отдельных метрик на суммарный критерий оценивания. Полученные результаты позволяют количественно оценить процесс выполнения работы от «плохо» до «очень хорошо».

Ключевые слова: виртуальный стенд-тренажер, контроль процесса, выполнение заданий, метрики расстояния.

О. П. ЧОРНИЙ, С. А. СЕРГІЄНКО, О. М. КРАВЕЦЬ, А. Л. ЮДИНА

ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ВІДПРАЦЮВАННЯ СТУДЕНТАМИ ЗАВДАНЬ НА КОМП'ЮТЕРНИХ ТРЕНАЖЕРНИХ СИСТЕМАХ З ЕЛЕКТРОМЕХАНІКИ

У статті розглянутий метод контролю процесу виконання студентами завдань на віртуальних стендах-тренажерах. Виконано аналізу процесу та запропоновано методи оцінки його ефективності основі метрик відстані. Наведено фрагменти програмної реалізації в LabVIEW. З використанням метрик Ейлера, Хеммінга і Чебишева розроблені критерії оцінювання ефективності виконання студентом завдань на стендах-тренажерах. Проаналізовано вплив окремих метрик на сумарний критерій оцінювання. Отримані результати дозволяють кількісно оцінити процес виконання роботи від «погано» до «дуже добре».

Ключові слова: віртуальний стенд-тренажер, контроль процесу, виконання завдань, метрики відстані.

O. CHORNYI, S. SERHIENKO, O. KRAVETS, A. YUDINA

EVALUATION OF THE EFFICIENCY OF THE EXECUTE OF STUDENTS TASKS ON COMPUTER TRAINING SYSTEMS IN THE SUBJECT «ELECTROMECHANICS»

The article presents a method for controlling the process of students task execution on virtual test-simulators. The aim of the work is to assess the effectiveness of students task execution on computer-based training systems for electrical engineering; using distance metrics to determine it competencies in vocational training. An analysis of the process was performed and methods for evaluating its effectiveness based on distance metrics were proposed. Fragments of software implementation in LabVIEW were given. Using the Euler, Hemming and Chebyshev metrics, criteria was developed for evaluating the effectiveness of a student task execution on training stands. The influence of individual metrics on the total evaluation criterion was analyzed. The obtained results makes it possible to quantify the process of task execution from “bad” to “very good” and allows, to track the sequence of actions performed by students in carrying out laboratory work on the laboratory virtual training stands. According to the recorded events, the teacher can assess the degree of readiness of the student to work with real physical equipment, and also point out to him the mistakes made in the process of working with a virtual stand. The developed criteria allow to analyze the progress of the work, give an idea of the nature of the student's actions and the degree of their correctness.

Keywords: virtual training stands, process control, task execution, distance metrics.

Введение. Сегодня развитие творческих способностей и навыков самостоятельного научного познания, самообразования и самореализации личности, подготовка квалифицированных кадров, способных к творческому труду, профессиональному развитию, освоению и применению наукоемких и информационных технологий, конкурентоспособных на рынке труда является важной государственной задачей [1].

Решение этой задачи требует переноса внимания с процесса обучения на его результат, ориентацию содержания и организацию обучения, на компетентностный подход и поиск эффективных технологий его применения [2].

Формулировка результатов образования в форме компетенций, способностей выпускников выполнять те или иные профессиональные обязанности позволяет соответствовать современной тенденции высшего профессионального образования – формирования специалиста, способного быстро адаптироваться к условиям труда. [3]. При разработке новых учебных планов особое внимание должно уделяться усилению профессионально-практической составляющей подготов-

ки специалиста. Как правило, определяющим фактором для формирования профессиональных умений и навыков является лабораторный практикум.

Традиционное лабораторное оборудование кроме объективных недостатков (значительные материальные затраты на создание современного лабораторного оборудования, необходимость его обслуживания и постоянную модернизацию, ограниченные возможности для проведения экспериментальных исследований, например, исследования и анализа предаварийных и аварийных режимов, недопустимых в реальных условиях) фактически не даёт представление о ходе выполнения студентом лабораторного практикума и сводится к факту «выполнил/не выполнил». При этом студент может выполнять определённые последовательности действий неоднократно с разной степенью их правильности.

Оценка за выполненную работу дополнительно включает в себя результаты опроса или тестов. Такая оценка, с одной стороны отражает совокупные знания по данной теме, но с другой стороны представляет собой статический результат, который не отражает вре-

© А. П. Черный, С. А. Сергеев, А. М. Кравец, А. Л. Юдина, 2019

мя выполнения работы, последовательность действий, возможные ошибки при её выполнении.

В ряде работ [4-7] доказана возможность использования вместо реального оборудования виртуальных лабораторных комплексов-тренажеров – реальных физических объектов, воссозданных с помощью компьютерных систем. Они обеспечивают визуальные и звуковые эффекты на основе технологии бесконтактной информационного взаимодействия с помощью комплексных мультимедиа-операционных сред. Формы компьютерного моделирования в таких комплексах позволяют пользователю непосредственно действовать с помощью специальных сенсорных устройств и устройств управления. В том числе и фиксировать все действия студента при выполнении лабораторного практикума с последующим их анализом.

Целью работы является оценка эффективности выполнения студентами заданий на компьютерных тренажерных системах по электромеханике; с использованием метрик расстояния определения их компетентностей в профессионально-практической подготовке.

Изложение основного материала. В научных публикациях рассматриваются вопросы использования различных метрик расстояния для задач обучения [8-10]. Рассмотрим решение такой задачи на основе идентификации подобия тестового эталонного процесса V и реального L , получаемого студентом при выполнении лабораторной работы. Каждый из процессов представляет собой вектор последовательных действий – включения коммутирующей аппаратуры, при подготовке стенда к выполнению и в процессе выполнения лабораторной работы. Для синтеза критериев оценивания работы студента на основе сравнения векторов тестового и реального процессов был отобран ряд метрик [11].

Мерой сходства векторов одинаковой длины является расстояние Эйлера, инвариантное к масштабу:

$$dE = \sqrt{(L - V)^T (L - V)}, \quad (1)$$

где $V = (v_1, v_2, v_2, \dots, v_N)$, $L = (l_1, l_2, l_3, l_N)$.

Данная метрика является интегральной характеристикой и позволяет оценить общую ошибку в работе студента.

Мерой различия векторов является расстояние Хэмминга, определяющее число позиций, в которых соответствующие символы двух последовательностей одинаковой длины различны. Таким образом, как и для расстояния Эйлера, вектора L и V должны быть предварительно приведены к одной длине. Тогда

$$VH_i = \begin{cases} 1, & L_i \neq V_i, i=1..N \\ 0, & L_i = V_i \end{cases} \quad dH = \sum_{i=1}^N VH_i, \quad (2)$$

где $V = (v_1, v_2, v_2, \dots, v_N)$, $L = (l_1, l_2, l_3, l_N)$.

Данная метрика определяет общее количество ошибочных действий студента и может быть использована как один из показателей качества работы.

Различие векторов также может быть определено по расстоянию Чебышева как максимуму модуля разности компонент векторов L и V :

$$dCh = \max_{i=1..N} (|L_i - V_i|), \quad (3)$$

и характеризует величину максимальной ошибки студента как величину максимального нарушения требуемой последовательности действий.

С учётом приведенных метрик предложены три критерия оценивания эффективности выполнения работы студентом:

– общая ошибка K_{err} ,

$$K_{err} = \frac{1}{1 + K \cdot dE}; \quad (4)$$

– количество ошибок $K_{am_{err}}$

$$K_{am_{err}} = 1 - \frac{dH}{L_{length}}; \quad (5)$$

– максимальная ошибка $K_{max_{err}}$

$$K_{max_{err}} = 1 - \frac{dCh}{V_{length} - 1}, \quad (6)$$

где K – нормировочный коэффициент, L_{length} – длина вектора L , V_{length} – длина вектора тестового эталонного процесса V .

Каждый из критериев в наилучшем случае равен единице, что соответствует абсолютному совпадению векторов тестового и реального процессов. Интегральная оценка работы студента может быть построена на основе рассмотренных критериев с учётом их равнозначности

$$M_q = \frac{1}{3} (K_{err} + K_{am_{err}} + K_{max_{err}}). \quad (7)$$

В качестве примера рассмотрим выполнение лабораторного практикума по учебной дисциплине «Теория электропривода» на основе виртуальных лабораторных тренажерных комплексов. Для определения профессиональной компетентности в практической подготовке перед студентами была поставлена задача исследования характеристик и режимов работы электропривода постоянного тока по системе «Г-Д». Лицевая панель виртуального лабораторного стенда показана на рис. 1.

На рис. 2 приведен фрагмент блок-диаграммы виртуального стенда в среде LabVIEW, которая позволяет записать в текстовый файл событие, связанное с изменением положения автомата QF на его лицевой панели.

Работа приведенного фрагмента блок-диаграммы происходит следующим образом: 1) с помощью узла «Feedback Node» («Обратная связь») определяется предыдущее состояние автомата QF ; 2) текущее состояние автомата сравнивается с предыдущим; 3) в случае если текущее значение автомата не совпадает с предыдущим, то фиксируется момент времени этого события, состояние автомата преобразуется в текстовый вид и формируется строка для данного события, которая записывается в текстовый файл log.txt.

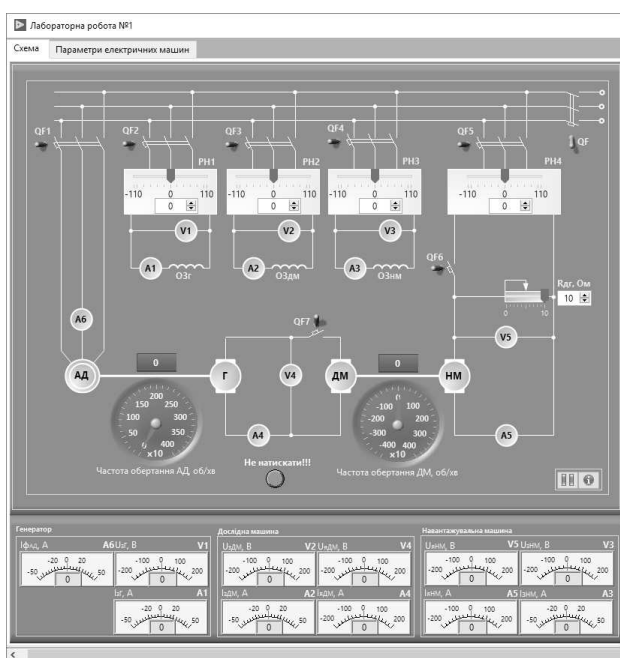


Рисунок 1 – Лицевая панель исследовательского стенда-тренажера

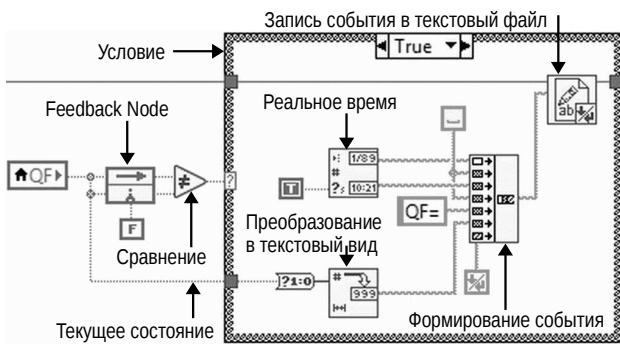


Рисунок 2 – Фрагмент блок-диаграммы виртуального стенда в среде LabVIEW, для регистрации событий, связанных с изменением положения автомата QF на лицевой панели виртуального стенда

На рис. 3. показано содержимое текстового файла log.txt, в который записаны события, связанные с изменением положения автомата QF на лицевой панели виртуального стенда. Из содержимого файла видно, что виртуальный стенд запускался два раза, при этом события связанные с изменением положения элементов управления на лицевой панели виртуального стенда, отделены друг от друга пунктирной линией с указанием даты и времени запуска.

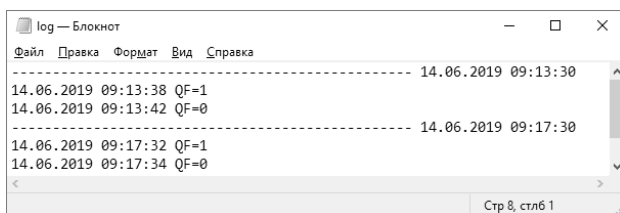


Рисунок 3 – Текстовый файл log.txt с записанными событиями, которые связаны с изменением положения автомата QF на лицевой панели виртуального стенда

Каждое новое событие состоит из трёх, разделённых пробелами полей: даты («14.06.2019»), времени возникновения события («09:13:38»), текущего состояния элемента управления («QF=1») и записывается с новой строки. Таким образом, в разработанном виртуальном стенде регистрируются события связанные с изменением положения автоматов $QF_0 \div QF_7$, положения реостата динамического торможения $R_{дт}$, выходного напряжения регуляторов $PH1 \div PH4$, а также элементов для построения статических характеристик электропривода (рис. 1).

При работе со стендом фиксировались переключения автоматических выключателей $QF_0 \div QF_7$ и формировался вектор L последовательности действий.

Вектор тестового процесса сформирован с указанием номеров включаемых автоматических выключателей, длиной $M = 7$

$$V = [1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7]^T,$$

а вектор реального процесса длиной $N = 15$

$$L = [1 \ 2 \ 5 \ 4 \ 4 \ 5 \ 3 \ 5 \ 4 \ 4 \ 5 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7]^T.$$

Поскольку $N \neq M$, вычисление меры сходства векторов V и L с использованием выражения (1) невозможно. Поэтому расширим V таким образом, чтобы индексы соответствующие включению автоматического выключателя находились напротив соответствующих индексов L . Получим новый вектор V_r в виде

$$V_r = [1 \ 2 \dots 3.4 \dots 5 \ 6 \ 7]^T.$$

Заполним расширенные ячейки индексами ожидаемого включения соответствующего автоматического выключателя. Тогда V_r примет вид

$$V_r = [1 \ 2 \ 3 \ 3 \ 3 \ 3 \ 4 \ 4 \ 5 \ 5 \ 5 \ 6 \ 7]^T.$$

Отображение $V \rightarrow V_r$ позволяет представить динамический процесс ожидания правильного действия студента обычным вектором в N -мерном пространстве. Оценить величину ошибки на каждом шаге выполнения работы студентом позволяет разность векторов L и V_r без учёта знака (рис. 4). Математическое ожидание полученного вектора составляет 0.6 и характеризует величину средней ошибки, но не позволяет провести качественный анализ проведенной студентом работы. Качественная оценка работы студента может быть получена с учётом представленных выше критериев (4) ÷ (6).

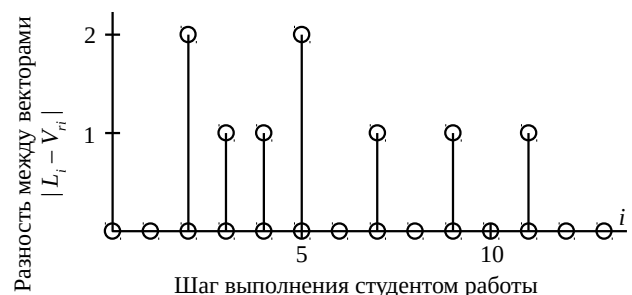


Рисунок 4 – Величина ошибки на каждом шаге выполнения работы

Рассчитанное расстояние Эйлера для векторов L и V_r равно $dE = 3.606$. Поскольку это расстояние может быть значительно больше единицы, для расчёта критерия K_{err} необходимо выполнить нормирование полученного значения. Коэффициент нормирования может быть выбран, исходя из величины наихудшей ошибки, полученной для вектора длины N . Так, для представленной тестовой последовательности V и длины реального вектора $N = 15$, с учётом итогового построения правильной последовательности включений, наихудший по величине ошибки вектор реального процесса L_{bad} и соответствующий ему расширенный вектор $V_{r_{bad}}$ будут иметь вид:

$$L_{bad} = [7 \ 7 \ 6 \ 6 \ 5 \ 5 \ 4 \ 4 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7]^T,$$

$$V_{r_{bad}} = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7]^T.$$

Рассчитанное для пары L_{bad} и $V_{r_{bad}}$ расстояние Эйлера $dE_{bad} = 13.115$ и является наихудшим для $N=15$. Поскольку после всех переключений требуемый результат достигнут, и необходимая последовательность переключений построена, данная работа должна быть оценена минимальной положительной оценкой $K_{err_{min}} = 0.6$ и нормировочный коэффициент рассчитан в соответствии с (4):

$$K_{err_{min}} = \frac{1}{1 + K dE_{bad}}; \quad K = 0.051.$$

Дальнейший анализ позволяет построить общую формулу для определения наихудшего расстояния Эйлера:

$$dE_{bad} = \sqrt{(N - M) M^2 + 2 \sum_{i=1}^{\frac{N-M}{2}} (i^2 - 2iM)}, \quad (8)$$

где N – длина вектора реального процесса, M – длина вектора тестового процесса.

Тогда нормировочный коэффициент в критерии (4) имеет вид:

$$K = \frac{2}{3 dE_{bad}}. \quad (9)$$

С учётом (4)÷(9) может быть определена нижняя граница критерия M_q при условии конечного построения правильной последовательности включений. Для заданной пары векторов L и V_r значение критерия $M_{q_{min}} = 0.345$, что соответствует общей неудовлетворительной оценке работы студента. Рассчитанные по формулам (1) ÷ (9) значения метрик и критериев оценивания работы приведены в таблице 1.

Постепенное улучшение интегральной оценки по мере приближения вектора реального процесса к тестовому процессу было подтверждено экспериментально. По результатам работы на лабораторном стенде был получен набор векторов $L_1 - L_5$, определены вектора $V_{r1} - V_{r5}$, по значениям которых рассчитаны итоговые значения M_q . Динамика изменения значений параметров, влияющих на интегральный критерий оценивания M_q , приведена в таблице 1.

Таблица 1 – Значения метрик и критериев оценивания работы

Вектор	dE	K_{err}	dH	K_{amc}	dCh	K_{maxc}	M_q
L	3,606	0,84	7	0,533	2	0,667	0,68
L_1	2,646	0,877	7	0,533	1	0,833	0,749
L_2	3,317	0,85	5	0,615	2	0,667	0,712
L_3	2,236	0,894	5	0,615	1	0,833	0,782
L_4	2,828	0,87	2	0,778	2	0,667	0,773
L_5	1,414	0,93	2	0,778	1	0,833	0,848

Представленные в таблице значения отражают улучшение характеристик обучения за счёт уменьшения общей и максимальной ошибок и количества неверных действий.

Полученные результаты позволяют проанализировать влияние отдельных метрик на суммарный критерий оценивания. Так, при одинаковой максимальной ошибке (например, вектора L , L_2 , L_4 , $dCh = 2$) можно отметить увеличение значений критериев K_{err} и K_{amc} при уменьшении количества неверных действий с 7 до 2, и, соответственно, увеличение M_q . Аналогично, при одинаковом числе неверных действий (например, вектора L_2 , L_3 , $dH = 5$) при уменьшении максимальной ошибки с 2 до 1 показатели качества K_{err} , K_{amc} и M_q также улучшаются.

Представленный диапазон изменений интегрального критерия от 0.68 до 0.848 охватывает возможности оценки работы студента от «плохо» до «очень хорошо». Максимальная оценка 1 может быть получена студентом только в случае абсолютно правильно выполненной последовательности действий – в случае полного совпадения реального и тестового процессов.

Выводы. Предложенный метод анализа процесса выполнения студентом лабораторной работы даёт более расширенную оценку отработки лабораторного практикума, а не только констатацию факта «выполнил/не выполнил». Он позволяет отследить последовательность действий, выполняемых студентами при выполнении лабораторных работ на виртуальном стенде-тренажере. По записанным событиям преподаватель может оценить степень готовности студента для работы с реальным физическим оборудованием, а также указать ему на допущенные ошибки в процессе работы с виртуальным стендом. Разработанные критерии позволяют анализировать ход выполнения работы, дают представление о характере действий студента и степени их правильности.

Представленная модель оценки работы студента не учитывает некоторых особенностей работы на реальном стенде, которые должны быть введены в качестве дополнительных параметров. К ним относятся информативность переключателей, возможность существования различных вариантов построения тестовой последовательности, влияние длины реальной последовательности на конечную оценку. Дальнейшие исследования в области построения критериев оценивания последовательности действий будут направлены на совершенствование и детализацию модели.

Список литературы

1. Указ Президента України Про національну доктрину розвитку освіти: прийнятий 17 квітня 2002 року № 347. Офіційний вісник України, 2002, № 16, С. 11, ст. 860, код акта 22250/2002.
2. Воробієнко П., Ложковський А. Компетентнісний підхід у вищій освіті – від теорії до практики. *Вища школа*. Київ: Знання, 2016, № 6. С. 13 – 20.
3. Ломакіна Г. Р. Компетентностный подход как прагматико-ориентированный подход к результатам высшего образования. *Теория и практика общественного развития*. 2012, № 12. URL: <http://www.teoria-practica.ru/ru/12-2012.html> (дата обращения 08.02.2017).
4. Чорний О. П., Родькін Д. Й. Віртуальні комплекси і тренажери – технологія кісної підготовки фахівців у галузі електромеханіки, автоматизації та управління. *Вища школа*. Київ: Знання, 2010, № 7 – 8. С. 23 – 34.
5. Загірняк М. В., Родькін Д. Й., Чорний О. П. Віртуальні лабораторні системи і комплекси – нова перспектива наукового пошуку і підвищення якості підготовки фахівців з електромеханіки. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук: КДПУ, 2009, Вип. 2 (6). С. 8 – 12.
6. Zagirnyak M., Serhiienko S., Chorny O. Innovative technologies in laboratory workshop for students of technical specialties. *IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*. Kyiv, 2017. pp. 1216 – 1220.
7. Chorny O., Serhiienko S., Yudyna A., Sydorenko V. The analysis of the process of the laboratory practicum fulfillment and the assessment of its efficiency on the basis of the distance function. *Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems*. Kremenchuk, 2017. pp. 328 – 331.
8. Esposito F., Malerba D., Tamma V., Bock H.-H. Classical resemblance measures. Analysis of Symbolic Data: Exploratory Methods for Extracting Statistical Information From Complex Data / Rédacteurs H.-H. Bock and E. Diday. Springer Berlin Heidelberg, 2002. pp. 139 – 152.
9. Hong Jia, Yiu-ming Cheung A new distance metric for unsupervised learning of categorical data. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*. 2016. Vol. 27, issue 5. pp. 1065 – 1079.
10. Баранов Г. Л., Тихонов І. В., Соболевський Г. Г. Формалізація факторів забезпечення цільової функціональної стійкості процесів навігації та управління рухом транспортних засобів у критичних ситуаціях. *Водний транспорт*. Київ: Вид-во КДАВТ, 2013, № 2 (17). С. 229 – 237.
11. Елена Деца, Мишель Мари Деца *Энциклопедический словарь расстояний*. Москва: Наука, 2008. 444 с.
1. *osviti – vid teorii do praktyky* [Competency approach in higher education - from theory to practice]. *Vyshcha shkola* [Higher school]. Kyiv: Znannia, 2016, № 6. pp. 13 – 20.
2. Lomakina G. R. *Kompetentnostnyj pohod kak pragmatiko-orientirovannyj podhod k rezul'tatam vysshego obrazovaniya*. [Competence approach as a practice-oriented approach to the higher education's results]. *Teoriya i praktika obshchestvennogo razvitiya* [Theory and practice of social development]. 2012, issue 12. URL: <http://www.teoria-practica.ru/ru/12-2012.html>. (accessed 08.02.2017).
3. Chorny O. P., Rodkin D. Y. *Virtualni kompleksi i trenazhery – tekhnolohiia kisnoi pidhotovky fakhivtsiv u haluzi elektromekhaniky, avtomatyzatsii ta upravlinnia* [Virtual complexes and simulators - technology of field training of specialists in the field of electromechanics, automation and control]. *Vyshcha shkola* [Higher school]. Kyiv: Znannia, 2010, № 7 – 8. pp. 23 – 34.
4. Zahirniak M. V., Rodkin D. Y., Chorny O. P. *Virtualni laboratorni systemy i kompleksi – nova perspektyva naukovooho poshuku i pidvyshchennia yakosti pidhotovky fakhivtsiv z elektromekhaniky* [Virtual laboratory systems and complexes - a new prospect of scientific research and improvement of the quality of training of specialists in electromechanics]. *Elektromekhanichni i enerho-zberihaiuchi systemy* [Electromechanical and energy saving systems]. Kremenchuk: KDPU, 2009, Vyp. 2 (6). pp. 8 – 12.
5. Zagirnyak M., Serhiienko S., Chorny O. Innovative technologies in laboratory workshop for students of technical specialties. *IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*. Kyiv, 2017. pp. 1216 – 1220.
6. Chorny O., Serhiienko S., Yudyna A., Sydorenko V. The analysis of the process of the laboratory practicum fulfillment and the assessment of its efficiency on the basis of the distance function. *Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems*. Kremenchuk, 2017. pp. 328 – 331.
7. Esposito F., Malerba D., Tamma V., Bock H.-H. Classical resemblance measures. Analysis of Symbolic Data: Exploratory Methods for Extracting Statistical Information From Complex Data / Rédacteurs H.-H. Bock and E. Diday. Springer Berlin Heidelberg, 2002. pp. 139 – 152.
8. Hong Jia, Yiu-ming Cheung A new distance metric for unsupervised learning of categorical data. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*. 2016. vol. 27, issue 5. pp. 1065 – 1079.
9. Baranov H. L., Tykhonov I. V., Sobolevskiy H. H. Formalizatsiia faktoriv zabezpechennia tsilovoi funktsionalnoi stiikosti protsesiv navihatsii ta upravlinnia rukhom transportnykh zasobiv u krytychnykh sytuatsiiah [Formalization of the factors ensuring the target functional stability of the processes of navigation and traffic control of vehicles in critical situations]. *Vodnyi transport* [Water transport]. Kyiv: Vyd-vo KDAVT, 2013, № 2 (17). pp. 229 – 237.
10. Elena Deza, Mishel' Mari Deza *Enciklopedicheskij slovar' rasstoyanij* [Dictionary of Distances]. Moskva: Nauka, 2008. 444 p.

References (transliterated)

1. *Ukaz Prezidenta Ukrainy Pro natsionalnu doktrynu rozvytku osvity: pryiniaty 17 kvitnia 2002 roku № 347*. [Decree of the President of Ukraine On the National Doctrine of Education Development]. *Ofitsiyni visnyk Ukrainy* [Official Bulletin of Ukraine], 2002, № 16, p. 11, st. 860, kod akta 22250/2002.
2. Vorobiienko P., Lozhkovskiy A. *Kompetentnisnyi pidkhdid u vyshchii*

Поступила 08.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Чорний Олексій Петрович (Черный Алексей Петрович, Oleksii Chorny) – доктор технічних наук, професор, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, директор Інституту електромеханіки, енергозбереження і систем управління; м. Кременчук, Україна; ORCID 0000-0001-8270-3284; e-mail: alekseii.chorny@gmail.com

Сергієнко Сергій Анатолійович (Сергиенко Сергей Анатольевич, Serhiienko Serhii) – кандидат технічних наук, доцент, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, проректор із науково-педагогічної роботи та новітніх технологій в освіті; м. Кременчук, Україна; ORCID 0000-0002-3977-5239; e-mail: serhiy.serhiyenko@gmail.com

Кравець Олексій Михайлович (Кравец Алексей Михайлович, Oleksii Kravets) – кандидат технічних наук, доцент, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, доцент кафедри систем автоматизованого управління і електропривода; м. Кременчук, Україна; ORCID 0000-0001-7116-5716; e-mail: mikhalych83@gmail.com

Юдіна Анна Леонідівна (Юдина Анна Леонидовна, Anna Yudina) – Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, старший викладач кафедри комп'ютерних і інформаційних систем; м. Кременчук, Україна; e-mail: iyusa@ukr.net

М. Ю. ВОРОНЦОВА, В. О. КОТЛЯРОВ

ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДСТВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МЕХАТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ СОСТАВЛЕНИЯ ПРОГРАММ УЧЕБНЫХ КУРСОВ

Рассматриваются проблемы создания методического обеспечения учебного курса робототехники для детей школьного возраста. Предложена методика составления учебной программы такого курса средствами системного проектирования мехатронных устройств на основе информационных графических дескриптивных моделей. Для представления учебного материала, целей, задач, средств и тем обучения использован графический язык системного моделирования SysML. Программа учебного курса рассматривается как сложный многоуровневый объект проектирования, создаваемый на основе существующих проектов мехатронных систем. Предложенная методика позволяет представить программу обучения в наглядном графическом виде, удобном для анализа и изменения. Рекомендуемый для использования инструментарий обеспечивает выполнение анализа качества программы курса образовательной робототехники и её автоматическое преобразование в традиционную текстовую форму.

Ключевые слова: образовательная робототехника, графические языки моделирования, SysML, маршрут обучения.

М. Ю. ВОРОНЦОВА, В. О. КОТЛЯРОВ

ЗАСТОСУВАННЯ ЗАСОБІВ ПРОЕКТУВАННЯ МЕХАТРОННИХ ПРИСТРОЇВ ДЛЯ СКЛАДАННЯ ПРОГРАМ НАВЧАЛЬНИХ КУРСІВ

Розглядаються проблеми створення методичного забезпечення навчального курсу робототехніки для дітей шкільного віку. Запропоновано методику складання навчальної програми такого курсу засобами системного проектування мехатронних пристроїв на основі інформаційних графічних дескриптивних моделей. Для подання навчального матеріалу, цілей, завдань, засобів та тем навчання використано графічну мову системного моделювання SysML. Програма навчального курсу розглядається як складний багаторівневий об'єкт проектування, що створюється на основі існуючих проектів мехатронних систем. Запропонована методика дозволяє представити програму навчання в наочному графічному вигляді, зручному для аналізу і зміни. Рекомендований для використання інструментарій забезпечує виконання аналізу якості програми курсу освітньої робототехніки та її автоматичне перетворення у традиційну текстову форму.

Ключові слова: освітня робототехніка, графічні мови моделювання, SysML, маршрут навчання.

M. YU. VORONTSOVA, V. O. KOTLYAROV

THE USE OF MECHATRONIC DEVICES DESIGN TOOLS FOR COMPILING PROGRAMS OF TRAINING COURSES

The work deals with the problems of the robotics training course for school-age children like the creation of methodological support, the complexity of teaching. A method of compiling a curriculum for such a course by means of system design of mechatronic devices based on graphic descriptive information models is proposed, which are used to create engineering design documentation. For the presentation of educational material, goals, objectives, tools and topics of training used a graphical system-modeling language SysML. The curriculum is considered as a complex multi-level design object created on the basis of existing projects of mechatronic systems. The proposed technique allows to present the curriculum in a visual graphical form, handy for analysis and change. The system design software recommended for use ensures the performance analysis of the educational robotics curriculum program and its automatic conversion into the traditional text form.

Keywords: educational robotics, graphical modeling languages, SysML, learning route.

Введение. Робототехника стремительно проникает в детское школьное и внешкольное образование, до полня, а иногда и заменяя занятия по информатике, физике, математике, трудовому обучению, черчению. Особенно заметен рост количества новых IT-кружков, клубов технического творчества и образовательных центров. Популярность этой дисциплины в образовании настолько велика, что появился специальный термин «образовательная робототехника». Причиной такой популярности является объединение классических подходов к изучению научных и технических дисциплин и таких современных направлений инженерной деятельности в сфере автоматизации как информационное моделирование и программирование компьютерных систем. Это позволяет быстрее сформировать у школьников умения планировать, оценивать и корректировать свои действия, выбирать направления поиска необходимых сведений, воспринимать информацию в ходе практической деятельности. Робототехника мотивирует учащихся на изучение точных наук, формирует техническое мышление, позволяет полу-

чить навыки технического творчества и способствует ранней профессиональной ориентации. Она предоставляет возможность объединить техническое конструирование и программирование компьютеров в одном учебном курсе, обеспечивая интеграцию преподавания базовых школьных дисциплин физико-математического цикла с развитием творческого инженерного мышления. Техническое творчество, в свою очередь, является мощным инструментом синтеза знаний в ходе обучения [1].

Как показывает практика, внедрение образовательной робототехники именно в школьную программу обучения позволяет вовлечь в процесс инженерного творчества детей, начиная уже с младшего школьного возраста. Она способствует развитию у учащихся необходимой моторики, усидчивости и трудолюбия, тяги к исследовательской и созидательной деятельности. Кроме того, развиваются коммуникативные способности, проявляющиеся в умении организовывать деловое общение и демонстрировать результаты своей работы.

© М. Ю. Воронцова, В. О. Котляров, 2019

Определяющей причиной актуальности образовательной робототехники стала доступность элементной базы и программного обеспечения этой новой учебной дисциплины. Число предлагаемых многочисленными производителями недорогих и готовых к использованию аппаратных компонентов и программных средств с умеренной, а зачастую и крайне низкой стоимостью, исчисляется сотнями и тысячами - от простейших датчиков до многоядерных процессоров, позволяющих решать как простейшие задачи автоматизации, так и самые сложные задачи искусственного интеллекта. При этом различные компоненты созданы на базе различных областей знаний, что позволяет в рамках обучения робототехнике одновременно давать базовые знания из этих областей.

Постановка проблемы. Сотрудники и студенты кафедры АЭМС НТУ «ХПИ» активно участвуют в подготовке и проведении занятий по робототехнике для школьников. И как свидетельствует полученный опыт, школьная программа образования, методическое обеспечение учебного курса робототехники оказываются далеки от желаемого и возможного на уже имеющейся технической базе.

Проведенный аналитический обзор показал, что среди проблем преподавания робототехники школьникам наиболее часто отмечают именно значительное отставание методической базы от базы технической [2, 3]. Образовательная робототехника основывается на использовании школьных предметов таких, как физика, математика, информатика, биология. При этом формируется чёткая связь между этими предметами. Но, имеющиеся методические материалы разрозненны, обрывочны, не всегда поддерживают межпредметные связи. В результате, даже имея в наличии робототехнические конструкторы, многие педагоги не вполне представляют себе как их эффективно использовать, что и зачем из элементов такого конструктора применять и изучать, как строить программу курса на его основе.

Задачу преподавания робототехники не облегчает и большое разнообразие направлений в самой робототехнике. В настоящее время роботы используются в самых разных сферах: медицина, строительство, образование, сельское хозяйство, метеорология и т.д. Из отличий этих областей применения следует и большое разнообразие изучаемых компонентов. Отметим, что для учебных технических проектов необходимы компоненты, которые должны подходить под определенные критерии выбора. Это могут быть, к примеру, требуемый потребляемый ток, максимальное допустимое напряжение, ограничения на размеры и материал деталей и т.п. Для детей все эти нюансы могут быть не только сложными, но и просто вообще непонятными, в силу отсутствия соответствующего учебного материала в образовательных школьных программах. В младших классах школы ещё не преподают физику, а математика ограничена элементарной арифметикой. Если при изучении робототехники впадать в крайности и по необходимости сильно усложнять материал, то можно не просто загрузить ребёнка

лишней на данном этапе обучения информацией, а и вовсе отбить интерес к учёбе. Несомненно, детям необходимо знать о разнообразии технических решений и о причинах такого разнообразия, о критериях выбора, но за основу стоит принимать некоторый необходимый минимум практически применяемых в реальных проектах компонентов и их свойств. При этом в тематике учебной программы не стоит разделять разные устройства, изучая их по отдельности, а наоборот, желательно устанавливать как можно больше логических связей между ними, указывать на их взаимозависимости, приводить примеры взаимодействия в реальном мире.

Самое главное в таком обучении – практический подход. В образовании активно развивается проектно-исследовательская деятельность, метод проектов. Такой вид деятельности позволяет ученикам младших классов осуществить первые опыты самостоятельной исследовательской работы. Умения и навыки, полученные в работе над проектом, помогают ребятам в дальнейшей учёбе. Они более уверенно чувствуют себя на уроках, не боятся публичных выступлений, умеют отстаивать собственное мнение и позицию. Главным преимуществом проектного обучения является то, что ученик ориентируется на создание конкретного технического устройства, а не на простое изучение, исследование определённой темы. Различия между проектом и исследованием, прежде всего в их целях. Цель проекта – реализация проектного замысла, создание требуемого продукта, технического изделия. Цель исследовательской деятельности – уяснение сущности явления, истины, закономерности.

Робототехника – это предметно-практическая дисциплина, для которой необходим именно проектный подход. Сейчас вариантов его организации не так много, как того хотелось бы для организации эффективного учебного процесса в различных условиях. Как правило, практическая направленность курса робототехники сводится к изучению конкретных инженерных решений без их глубокого теоретического обоснования и обобщения. Одним из основных и популярных вариантов является более или менее глубокое знакомство с готовыми робототехническими конструкторами. На первый взгляд это хороший выбор, современные образовательные робототехнические конструкторы позволяют ребёнку без особых затруднений не только собрать действующего робота, но и проверить различные принципы и алгоритмы его работы, показать готовый результат применения. Однако, при этом очень важным аспектом изучения робототехники является то, что ученик не должен привыкать к готовым решениям, к работе по инструкции. Также работа не должна стать просто игрой, компоненты должны не просто применяться, быть частью «игрушки», а их следует изучать, оттапливаясь от ряда базовых понятий. Устанавливая связи между компонентами робота и основываясь на ряде базовых понятий разных областей знаний, можно в ходе обучения установить связи между самими этими областями, что и является одной из основных целей обучения.

Проблема выбора тематики, методов и средств обучения осознана и изучается многими специалистами, преподавателями средней и высшей школы. В посвящённых ей исследовательских работах широко используются термины «маршрут обучения» (прямая аналогия с маршрутом проектирования в инженерной деятельности), «модель учебного курса» (аналогия с моделями процесса проектирования и информационными моделями объекта проектирования), «проектирование образовательных ресурсов», «информационная образовательная среда» и «информационное пространство». То есть, усилия исследователей направлены на обеспечение процесса принятия решений по выбору элементов из большого информационного пространства, представляющего цели, темы и средства обучения робототехнике. И здесь снова возникает аналогия с актуальными проблемами проектирования встраиваемых компьютерных систем, с поиском в пространстве возможных проектных решений.

К наиболее перспективным направлениям проектного метода обучения робототехнике относится модели ориентированный подход. Например, известная образовательная компьютерная программная среда Fritzing позволяет обучать созданию встраиваемых компьютерных систем на базе таких популярных образовательных микропроцессорных платформ, как Arduino и Raspberry Pi. Уже в своей базовой комплектации она содержит два десятка библиотек, предоставляющих для использования несколько сотен моделей электронных компонентов ведущих производителей. Кроме них доступны и многочисленные модели компонентов, созданные отдельными энтузиастами и сообществом пользователей этой среды. При изучении сначала создаются и отлаживаются компьютерные модели мехатронной системы, включая виртуальную геометрическую модель конструкции, задающую размещение компонентов на макетной плате, а затем эта конструкция с минимальными усилиями реализуется «в железе» из готовых компонентов со стандартными интерфейсами.

Цель работы. Проведенный анализ проблем образовательной робототехники позволяет сделать вывод, что эти проблемы должны решаться уже на этапе разработки программы учебного курса. Такие программы следует строить на базе информационных моделей существующих проектов мехатронных систем, формируя из них последовательность изучаемых тем и средств (так называемый маршрут обучения) с учетом связей между ними. И в качестве инструмента формирования целесообразно использовать те же средства, что используются для создания инженерной проектной документации. Выбор таких средств и анализ их эффективности для разработки учебных программ и явились целью проведенных исследований.

Изложение основного материала. Широкое применение в проектах мехатронных устройств находят не только математические и виртуальные графические модели, позволяющие рассчитывать и визуализировать процессы в мехатронных системах, но и так на-

зываемые схематические (дескриптивные) модели, простейшими примерами которых являются электрические структурные и функциональные схемы. К более развитым выразительным средствам моделирования этого типа относятся графические языки обмена проектными данными стандартов STEP, язык системного моделирования SysML, язык моделирования архитектурных решений AADL, язык функциональных диаграмм IDEF0 и многие другие, находящие все большее применение в инженерной практике проектирования мехатронных систем [4, 5, 6]. Это позволяет предложить следующий подход к составлению программ обучения.

Составление учебной программы рекомендуется выполнять поэтапно, выделяя такие этапы:

1. Создание базы проектов мехатронных систем;
2. Формирование информационной модели изучаемой дисциплины средствами языков дескриптивного моделирования встраиваемых компьютерных систем;
3. Интерактивный автоматизированный анализ и дополнение полученной модели, выбор возможных целей и маршрутов обучения;
4. Представление в виде модели знаний и автоматизированный анализ качества полученного маршрута обучения с применением методов искусственного интеллекта (в частности, путём применения семантических сетей);
5. Автоматизированное преобразование выбранного маршрута обучения в традиционную текстовую форму учебной программы курса.

Эта последовательность шагов отражает суть предлагаемого нами подхода к формированию учебных программ по образовательной робототехнике – программа курса строится и оценивается теми же средствами, которые используются для создания инженерной проектной документации.

Отметим основные особенности предлагаемого подхода. Во-первых, учебная программа в общем случае считается нелинейной последовательностью изучаемых тем, как это показано на рис. 1.

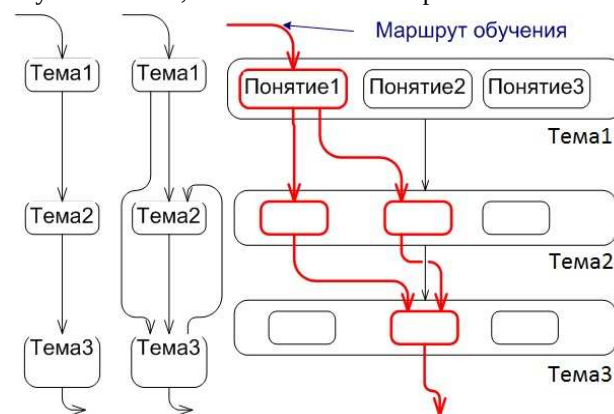


Рисунок 1 – Структуры учебного курса

Каждая изучаемая тема рассматривается как составной объект, включающий ряд элементов predetermined типов, показанных на рис.2.

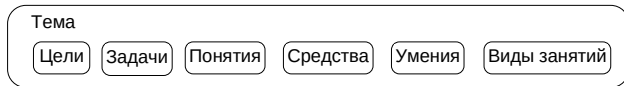


Рисунок 2 – Элементы темы учебного курса

Задачей составления программы курса является выбор таких элементов и связей между ними из имеющейся информационной базы.

Программа учебного курса считается иерархической структурой, как это показано на рис. 3

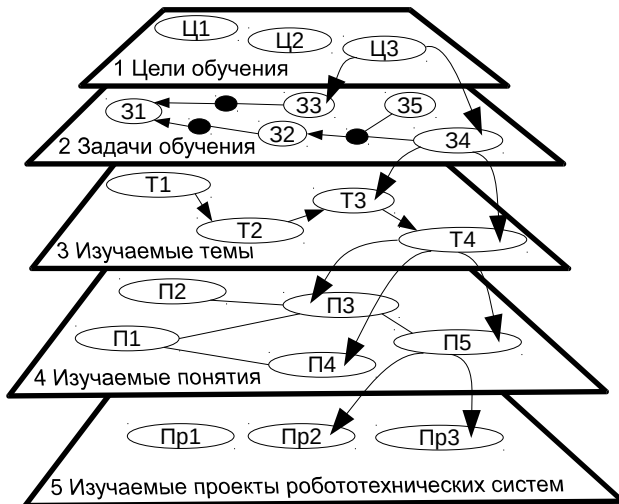


Рисунок 3 – Уровни программы учебного курса

Изучение робототехники базируется на изучении конкретных проектов мехатронных устройств, представленных на двух уровнях (рис. 4).

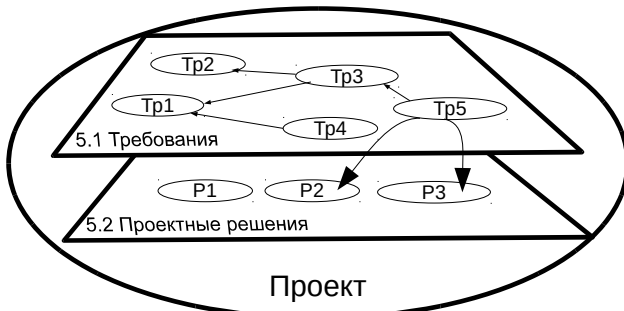
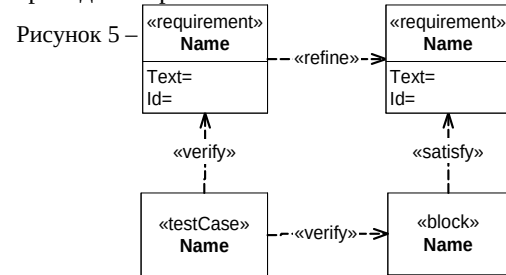


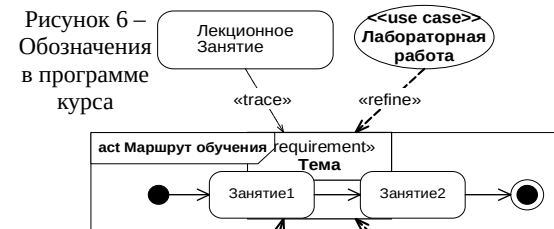
Рисунок 4 – Уровни представления проекта

Во-вторых, учебная программа, как и имеющиеся проектные решения, создаётся средствами современных методологий проектирования встраиваемых компьютерных и мехатронных систем – MBSE, MBE, MDA, PBD и др. Она описывается на графических языках системного моделирования, и в качестве основного такого языка выбран SysML, в котором выделено необходимое минимальное подмножество условных обозначений, позволяющих отобразить элементы курса, представленные на рис. 2. В частности, цели, задачи обучения, понятия показываются как требования к проекту. Примеры некоторых используемых графических обозначений языка SysML показаны на рис. 5 и 6. Элементы <<block>> представляют аппаратные и программные компоненты работы, элементы <<requirement>> показывают предъявляемые к роботу требования, <<test case>> обозначают этап тестирова-

ния робота. Для связи этих элементов проекта используются стандартные типы связей диаграммы требований языка SysML, например <<refine>> показывает уточнение требования, <<satisfy>> связывает аппаратный или программный компонент с реализуемыми в нём требованиями к системе, <<trace>> указывает источники требования. Маршрут проектирования представляется диаграммой деятельности на языке SysML, с использованием обозначений, показанных на рис. 7. Пример маршрута обучения на базе типичного проекта мобильного робота указанными выше средствами приведен на рис. 8.



Используемые обозначения языка sysML

Рисунок 6 – Обозначения в программе курса
Рисунок 7 – Форма представления маршрута обучения

Полученный опыт создания и использования подобных диаграмм позволяет рекомендовать для их создания программный продукт Enterprise Architect.

Выводы. Проблема выбора тематики, методов, целей и средств обучения, возникающая при составлении учебных программ по курсам образовательной робототехники, может эффективно решаться средствами системного проектирования мехатронных устройств, включая графический язык системного моделирования SysML.

Список литературы

1. Скурихина Ю. А. Методические принципы изучения робототехники в рамках урочной и внеурочной деятельности. *Электронный журнал. Концепт*. 2018, №4. URL: <https://e-koncept.ru/2018/181020.htm> (дата обращения 01.07.2019).
2. Толстова Н. Б., Бондаренко Д. А., Ганьшин К. Ю. Образовательная робототехника как составляющая инженерно-технического образования. *Наука. Инновации. Технологии*. Ставрополь: СКФУ. 2013, №3. С. 171 – 177.
3. Федина Л. С. Организация проектно-исследовательской деятельности в начальной школе как фактор повышения уровня учебной мотивации младших школьников. *Муниципальное образование: инновации и эксперимент*. Москва: ООО «Инновации и эксперимент в образовании». 2011, №4. С. 7 – 9.
4. Норенков И. П. *Основы автоматизированного проектирования: учебник*. Москва: МГТУ, 2002. 336 с.

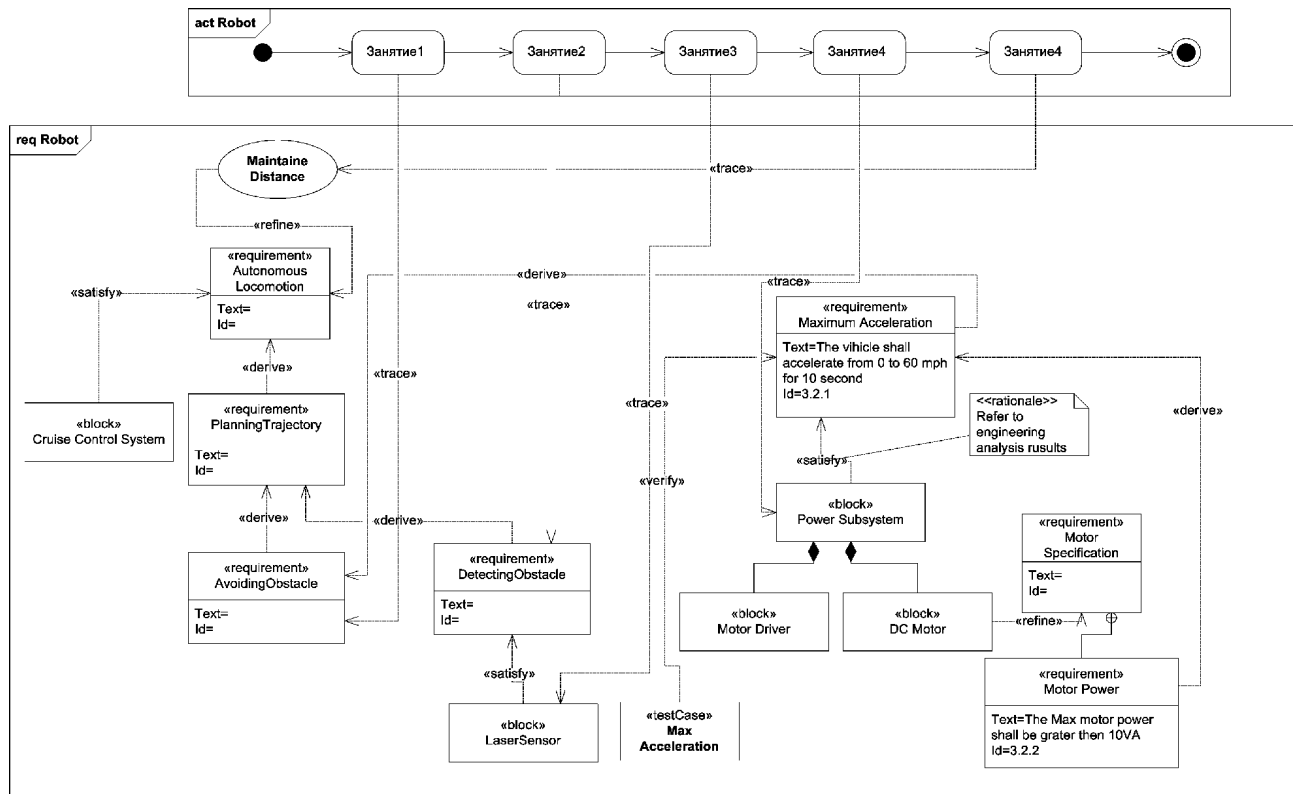


Рисунок 8 – Типичный пример построения маршрута обучения в редакторе Enterprise Architect

- Платунов А. Е, Постников Н. П. *Высокоуровневое проектирование встраиваемых систем*. Санкт - Петербург: НИУ ИТМО, 2011. 121 с.
- Mohd Azizi Abdul Rahman, Katsuhiko Mayama, Takahiro Takasu, Akira Yasuda, Makoto Mizukawa. Model-Driven Development of Intelligent Mobile Robot Using Systems Modeling Language (SysML). *Mobile Robots – Control Architectures, Bio-Interfacing, Navigation, Multi Robot Motion Planning and Operator Training*. Rijeka: Published by InTech. 2011. pp.21 – 38.
- Fedina L.S. Organizacija proektno-issledovatel'skoj dejatel'nosti v nachal'noj shkole kak faktor povysheniya urovnja uchebnoj motivacii mladshih shkol'nikov [Organization and conducting the regional competition of researches for younger schoolboys "Small Academy"]. *Municipal'noe obrazovanie: innovacii i jeksperiment* [Municipal education: innovation and experiment]. Moskva: OOO "Innovacii i eksperiment v obrazovanii". 2011, №4. pp. 7 – 9.
- Norenkov I.P. *Osnovy avtomatizirovannogo proektirovanija: uchebnik* [Basics of Computer-Aided Design]. Moskva: MGTU, 2002. 336 p.

References (transliterated)

- Skurikhina Ju. A. Metodicheskie principy izuchenija robototekhniki v ramkah urochnoj i vneurochnoj dejatel'nosti [Methodical principles for the study of robotics in the framework of the classroom and extracurricular activities]. *Jelektronnyj zhurnal. Koncept* [Electronic scientific journal. Koncept]. 2018, №4. URL: <https://e-koncept.ru/2018/181020.htm> (accessed 01.07.2019)
- Tolstova N. A., Bondarenko D. A., Gan'shin K. Ju. Obrazovatel'naja robototekhnika kak sostavljajushhaja inzhenerno-tehnicheskogo obrazovanija [The educational robotics as part of the engineering education]. *Nauka. Inovacii. Tehnologii* [Science. Innovations. Technologies]. Stavropol': SKFU. 2013, №3. pp. 171 – 177.
- Platunov A.E, Postnikov N.P. *Vysokourovnevoe proektirovanie vs-traivaemyh sistem* [High Level Embedded Design]. Sankt - Peterburg: NIU ITMO, 2011. 121 p.
- Mohd Azizi Abdul Rahman, Katsuhiko Mayama, Takahiro Takasu, Akira Yasuda, Makoto Mizukawa. Model-Driven Development of Intelligent Mobile Robot Using Systems Modeling Language (SysML). *Mobile Robots – Control Architectures, Bio-Interfacing, Navigation, Multi Robot Motion Planning and Operator Training*. Rijeka: Published by InTech. 2011. pp.21 – 38.

Поступила 06.07.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Воронцова Марина Юріївна (Воронцова Марина Юрьевна, Vorontsova Marina Yurievna) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», студентка кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: snailtedder01@gmail.com

Котлярів Володимир Олегович (Котлярів Владимир Олегович, Kotlyarov Vladimir Olegovich) – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: kotlyarov@kpi.kharkov.ua

Р. С. ВОЛЯНСКИЙ, А. В. САДОВОЙ, Ю. Ю. ШРАМКО, Ю. В. СОХИНА, Н. В. ВОЛЯНСКАЯ

СИНТЕЗ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЛИНЕЙНЫМ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМ ОБЪЕКТОМ В КАНОНИЧЕСКОМ ФАЗОВОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Разработаны методологические основы синтеза цифровых систем управления линейными электромеханическими объектами. Предлагаемый подход базируется на матричном обобщении модифицированного принципа симметрии в непрерывном времени с последующим преобразованием передаточной функции регулятора в Z-форму и формирования управляющего воздействия при помощи нелинейной активационной функции. Рассмотрен синтез одномерного регулятора для обобщенного динамического объекта и установлены закономерности формирования весовых коэффициентов регулятора. Синтезирован регулятор скорости для двигателя постоянного тока.

Ключевые слова: Линейный цифровой регулятор, каноническое фазовое пространство, z-преобразование, цифровая система управления, нелинейное управление.

Р. С. ВОЛЯНСЬКИЙ, О. В. САДОВОЙ, Ю. Ю. ШРАМКО, Ю. В. СОХІНА, Н. В. ВОЛЯНСЬКА

СИНТЕЗ ЦИФРОВОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЛІНІЙНИМ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМ ОБ'ЄКТОМ У КАНОНІЧНОМУ ФАЗОВОМУ ПРОСТОРІ

Розроблено методологічні засади синтезу цифрових систем керування лінійними електромеханічними об'єктами. Пропонований підхід базується на матричному узагальненні модифікованого принципу симетрії в без-перервному часі з подальшим перетворенням передавальної функції регулятора в Z-форму і формування керуючого впливу за допомогою нелінійної активаційної функції. Розглянуто синтез одновимірного регулятора для узагальненого динамічного об'єкта і встановлено закономірності формування вагових коефіцієнтів регулятора. Синтезовано регулятор швидкості для двигуна постійного струму.

Ключові слова: Лінійний цифровий регулятора, канонічний фазовий простір, z-перетворення, цифрова система керування, нелінійне керування.

R. S. VOLIANSKY, A. V. SADOVOY, YU. YU. SHRAMKO, YU. V. SOKHINA, N. V. VOLIANSKAYA

SYNTHESIS OF A DIGITAL CONTROL SYSTEM FOR A LINEAR ELECTROMECHANICAL OBJECT IN CANONICAL PHASE SPACE

The paper deals with the development of methodological backgrounds for design of discrete-time control systems for linear electromechanical objects. We suggest designing of such systems by considering modified symmetry principle and generalizing it for multi input multi output linear dynamical objects. According to this principle, we define matrix transfer function of controller and split it into linear, integral and parallel parts. Matrix transfer function of each part is transformed into Z-form in separate way. We use nonlinear bounded matrix-functions to limit produced control signal. Then, we consider third order generalized dynamical object to define regularity of controller's terms. It is shown that if one use backward difference approximation for derivative operator, he can find controller terms are under distribution, which used binomial factors. We define controller algorithm as function of current and previous values of control variable. At third, we show some drawbacks for controller with deep prehistory and we eliminate these drawbacks by performing several coordinate transformations according to object's mesh equations. These transformations make it possible to rewrite control algorithm as function of control variable and inner ones. At fourth, we consider synthesis of speed controller for DC electric drive and approve our methods by simulating results. At last, we make the conclusions and the recommendations.

Keywords: Linear discrete-time controller, canonical phase space, z-transformation, discrete-time control system, nonlinear control.

Введение. Последние достижения цифровой электроники и вычислительной техники в разработке недорогих мощных программируемых логических микроконтроллеров и интегральных схем создали предпосылки для модернизации существующих и разработки новых систем управления электромеханическими объектами и системами. В отличие от классических операционных усилителей, в настоящее время существующие микроконтроллеры и ПЛИС позволяют в реальном времени выполнять обработку сигналов и формировать управляющие воздействия в соответствии с алгоритмами, использующими сложные математические вычисления и предысторию процесса управления.

Возможность выполнять высокопроизводительные вычисления позволяет перейти от базовых цифровых регуляторов [1-3], реализующих классические законы управления к современным, основанным на оптимальных, адаптивных и нечетких методах [4-8]. Причём если последние обладают достаточным элементом субъективизма, то построение систем управ-

ления, оптимизированных по некоторому критерию качества, позволяет исключить влияние человеческого фактора на синтез систем управления.

Одним из методов синтеза оптимальных систем управления, которые имеют низкую чувствительность к различным возмущающим воздействиям, является модифицированный принцип симметрии [4]. Разработанный для систем управления в непрерывном времени этот метод позволяет построить замкнутую асимптотически устойчивую систему управления. Однако существенным недостатком указанного метода является использование в синтезированных алгоритмах управления старших производных от ошибки регулирования, определение которых является нетривиальной технической задачей.

Предлагается устранить этот недостаток путём перевода математического аппарата, используемого для синтеза, в область с дискретным временем и учёта предыстории процесса управления для вычисления производных от ошибок управления.

Постановка задач исследования. Целью настоящей работы является разработка методологических основ создания цифровых систем управления, эквивалентных аналоговым оптимальным системам, построенным с использованием модифицированного принципа симметрии.

Результаты исследования.

1. Общие положения. Рассмотрим обобщенный электромеханический объект, динамика которого описывается линейными обыкновенными дифференциальными уравнениями в матричной операторной форме

$$sY = AY + BU, \quad (1)$$

где $s = d/dt$ – оператор дифференцирования.

В уравнениях (1) матрицы переменных состояния Y , внешних воздействий U и коэффициентов A и B определены следующим образом

$$Y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{pmatrix}; A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} \end{pmatrix}; \quad (2)$$

$$U = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} & \cdots & b_{1m} \\ b_{21} & b_{22} & \cdots & b_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{n1} & b_{n2} & \cdots & b_{nm} \end{pmatrix},$$

где n – число переменных состояния, m – число входных воздействий. Считается, что все входные воздействия являются управляющими.

В соответствии с концепцией обратных задач динамики, принципом симметрии и его модификацией передаточная функция регулятора $W_c(s)$ определяется желаемой передаточной функцией прямого канала $W^*(s)$ и передаточной функцией объекта управления $W_o(s)$

$$W_c(s) = W_o^{-1}(s) W^*(s), \quad (3)$$

здесь степень «-1» означает нахождение обратной матрицы.

Используя [9], определим матричную передаточную функцию объекта

$$W_o(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = (sE - A)^{-1} B = \frac{\text{adj}(sE - A) B}{\det(sE - A)}, \quad (4)$$

где E – единичная матрица размерности $n \times n$, операторы \det и adj соответственно означают нахождение определителя матрицы $sE - A$ и её присоединённой матрицы.

Желаемая передаточная функция прямого канала, вообще говоря, может быть выбрана любой. Однако, принимая во внимание, что прямой канал охватывается одной или несколькими обратными связями по переменным состояния и в такой системе необходимо обеспечить нулевую ошибку в установившемся режиме, передаточную функцию будем искать в классе идеальных интегрирующих звеньев порядка k , т.е.

$$W^*(s) = C/s^k, \quad (5)$$

здесь C – матрица-столбец желаемых коэффициентов порядка $1 \times m$.

С учётом передаточных функций (4) и (5) матричную передаточную функцию регулятора определим следующим образом

$$W_c(s) = \frac{U(s)}{\Delta Y^*(s)} = \left(\frac{\text{adj}(sE - A) B}{\det(sE - A)} \right)^{-1} \frac{C}{s^k}, \quad (6)$$

где $\Delta Y^*(s)$ – вектор входных воздействий регулятора.

Используя различные аппроксимации оператора дифференцирования s

$$s \approx f(1, z^{-1}), \quad (7)$$

перепишем передаточная функция регулятора (6) в дискретном времени

$$W_c(z^{-1}) = \frac{U(z^{-1})}{\Delta Y^*(z^{-1})} = \left(\frac{\text{adj}(f(1, z^{-1})E - A) B}{\det(f(1, z^{-1})E - A)} \right)^{-1} \frac{C}{f(1, z^{-1})^k}. \quad (8)$$

В выражениях (7) и (8) оператор z^{-1} является оператором сдвига дискретной последовательности сигналов.

Дискретная передаточная функция (8) является наиболее общей матричной передаточной функцией для всех переменных состояния по всем управляющим воздействиям. Эта передаточная функция может быть использована для определения соответствующих алгоритмов управления

$$U(z^{-1}) = \left(\frac{\text{adj}(f(1, z^{-1})E - A) B}{\det(f(1, z^{-1})E - A)} \right)^{-1} \frac{C \Delta Y^*(z^{-1})}{f(1, z^{-1})^k}. \quad (9)$$

Анализ управляющих воздействий (9) показывает их определённую в открытой области, что при определённых условиях может привести к формированию физически нереализуемых управляющих воздействий большой амплитуды. Поэтому согласно [4] управляющие воздействия, формируемые в соответствии с алгоритмом (9), должны быть ограничены по модулю

$$U(z^{-1}) = f \left[\left(\frac{\text{adj}(f(1, z^{-1})E - A) B}{\det(f(1, z^{-1})E - A)} \right)^{-1} \frac{C \Delta Y^*(z^{-1})}{f(1, z^{-1})^k} \right]. \quad (10)$$

здесь $f[\cdot]$ – матрица нелинейных ограниченных по модулю функций.

Алгоритм управления (10) аналогичен известному алгоритму управления

$$U(z^{-1}) = f \left[\left(\frac{\text{adj}(f(1, z^{-1})E - A) B}{\det(f(1, z^{-1})E - A)} \right)^{-1} \frac{C}{s^k} \Delta Y(s) \right], \quad (11)$$

определённому в непрерывной временной области.

Несмотря на аналогичность алгоритмов (10) и (11), синтезированные с их использованием управляющие воздействия отличаются используемыми переменными состояния и весовыми коэффициентами при них.

При этом, несмотря на то, что используемые матричные методы позволяют записать соответствующие алгоритмы управления в компактной форме, эти методы не дают возможности выяснить закономерности формирования отдельных каналов регулятора.

2. Синтез обобщённого одномерного регулятора с нелинейной активационной функцией в канонической форме. Для выяснения общих закономерностей создания цифрового регулятора рассмотрим обобщенный электромеханический объект 3-го порядка, динамика которого задана в канонической форме

$$\begin{aligned} sy_1 &= y_2; \quad sy_2 = y_3; \\ sy_3 &= -a_1 y_1 - a_2 y_2 - a_3 y_3 + b_3 u. \end{aligned} \quad (12)$$

Примем в качестве регулируемой переменной координату y_1 и запишем передаточную функцию рассматриваемого объекта

$$W_o(s) = \frac{y_1(s)}{u(s)} = \frac{b_3}{s^3 + a_3 s^2 + a_2 s + a_1} \quad (13)$$

и желаемую передаточную функцию прямого канала управления

$$W^*(s) = \frac{u(s)}{\Delta y_1(s)} = \frac{c_3}{s^k}. \quad (14)$$

В соответствии с (3) передаточная функция регулятора будет

$$W_c(s) = \frac{c_3}{b_3} \underbrace{\frac{1}{s} \times \frac{1}{s} \times \dots \times \frac{1}{s}}_{k-1} (a_4 s^3 + a_3 s^2 + a_2 s + a_1), \quad (15)$$

где $a_4 = 1$.

Анализ передаточной функции (15) показывает, что соответствующий регулятор состоит из 3-х частей: линейной с коэффициентом усиления c_3/b_3 , интегральной с k последовательно включёнными интеграторами и параллельной. Слагаемые последней части определяются характеристическим уравнением рассматриваемого объекта. В силу линейности рассматриваемого объекта передаточная функция (15) может рассматриваться как произведение 3-х передаточных функций

$$W_c(s) = W_{\text{lin}}(s) \cdot W_{\text{integr}}(s) \cdot W_{\text{paral}}(s), \quad (15)$$

которые по отдельности могут быть преобразованы к дискретному времени.

Необходимо отметить, что для выполнения такого преобразования существует достаточно большое количество подходов, что обусловлено использованием дискретных сигналов для решения дифференциальных уравнений. Вообще говоря, любой из методов численного решения обыкновенных дифференциальных уравнений может использоваться для дискретизации составляющих передаточной функции (15). Однако с точки зрения простоты технической реализации целесообразно использовать методы дискретизации, базирующиеся на замене производных конечными разностями. Такой подход наименее требователен к ресурсам микроконтроллера или ПЛИС, на которых в

настоящее время реализуются системы управления.

В отличие от численных методов решения дифференциальных уравнений, которые могут оперировать с ещё неизвестными величинами, при построении системы управления значения всех используемых переменных состояния должны быть известны. Поэтому для аппроксимации оператора дифференцирования предлагается использовать метод обратных разностей, использование которого позволяет записать следующее выражение

$$s \approx \frac{1-z^{-1}}{T}, \quad (16)$$

здесь T – период дискретизации.

Применив аппроксимацию (16) к составляющим передаточной функции (15), запишем следующие выражения

$$\begin{aligned} W_{\text{integr}}(z^{-1}) &= \left(\frac{Tz^{-1}}{1-z^{-1}} \right)^k = \frac{T^k z^{-k}}{\sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i k!}{i!(k-i)!} z^{-i}}; \\ W_{\text{paral}}(z^{-1}) &= d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3}, \end{aligned} \quad (17)$$

где

$$\begin{aligned} d_0 &= a_1 + \frac{a_2}{T} + \frac{a_3}{T^2} + \frac{a_4}{T^3}; \\ d_1 &= -\left(\frac{a_2}{T} + \frac{2a_3}{T^2} + \frac{3a_4}{T^3} \right); \\ d_2 &= \frac{a_3}{T^2} + \frac{3a_4}{T^3}; \quad d_3 = \frac{-a_4}{T^3}. \end{aligned} \quad (18)$$

Коэффициенты (18) получены для случая динамического объекта 3-го порядка, однако анализ этих коэффициентов совместно с выражениями (17) позволяет утверждать, что в общем случае коэффициенты передаточной функции $W_{\text{paral}}(z^{-1})$ являются коэффициентами ряда

$$D = \sum_{j=0}^n d_j z^{-j} = \sum_{j=0}^n \sum_{i=0}^j \frac{(-1)^i a_i j!}{i!(j-i)!} z^{-j}. \quad (19)$$

Тогда передаточную функцию регулятора в дискретном времени можно представить следующим образом

$$W_c(z^{-1}) = \frac{c_3}{b_3} \cdot \frac{T^k z^{-k} (d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3})}{\sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i k!}{i!(k-i)!} z^{-i}}. \quad (20)$$

В соответствии с (11) передаточная функция (20) определяет следующий алгоритм управления переменной y_1

$$u = f \left[\frac{c_3}{b_3} \cdot \frac{T^k z^{-k} \sum_{i=0}^n d_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i k!}{i!(k-i)!} z^{-i}} \Delta y_1 \right], \quad (21)$$

здесь $f[\cdot]$ – нечётная ограниченная функция вида

$$f[x] = \text{sat}(|x|^\alpha) \text{sign}(x), \alpha \in [0,1]. \quad (22)$$

В случае, когда $k=1$, входная координата регулятора определяется разностью контролируемой переменной состояния и её желаемым значением. Для объекта n -го порядка такой подход приводит к появлению неопределённости в определении сдвинутой на n тактов разности Δy_1 в течении первых $n-1$ периодов дискретизации. При некоторых условиях такая неопределённость может служить причиной начала движения по непредписанной траектории, что, в свою очередь, может иметь непредсказуемые, вплоть до аварийных, последствия.

Одним из способов устранения указанного явления является работа объекта с нулевым управляющим воздействием в течении $n-1$ периода дискретизации с последующим движением по желаемым траекториям.

3. Координатные преобразования синтезированного одномерного регулятора с нелинейной активационной функцией

Другим способом устранения указанной неопределённости является использование внутренних по отношению к регулируемой переменных состояния.

Для иллюстрации этого подхода перепишем уравнения (12) следующим образом

$$\begin{aligned} sy_1 &= y_2; \\ s^2 y_1 &= sy_2 = y_3; \\ s^3 y_1 &= s^2 y_2 = sy_3 = -a_1 y_1 - a_2 y_2 - a_3 y_3 + b_3 u. \end{aligned} \quad (23)$$

Считая, что производная от i -ой переменной состояния на j -ом периоде дискретизации зависит от предыдущего значения $i+1$ -ой переменной, применим аппроксимацию (16) к системе (12) и определим смещённые значения регулируемой координаты через внутренние переменные состояния

$$\begin{aligned} z^{-1} y_1 &= y_1 - Tz^{-1} y_2; \\ z^{-2} y_1 &= y_1 - 2Tz^{-1} y_2 + T^2 z^{-1} y_3; \\ z^{-3} y_1 &= y_1(1 + T^3 a_1) - (3T - T^3 a_2) z^{-1} y_2 + \\ &+ (3T^2 + T^3 a_3) z^{-1} y_3 - T^3 b_3 z^{-1} u. \end{aligned} \quad (24)$$

Анализируя выражения (24), можно сделать вывод, что весовые коэффициенты в выражениях для первого $n-1$ сдвинутого значения регулируемой переменной являются биномиальными коэффициентами. Весовые коэффициенты, определяющие последнее сдвинутое значение, являются суммой соответствующих биномиальных коэффициентов и параметров объекта, умноженных на период дискретизации в n -ой степени.

Подстановка выражений (24) в управляющее воздействие (21) позволяет записать следующий алгоритм управления

$$u = f \left[\frac{c_3 \cdot T^k z^{-k} \left(e_1 \Delta y_1 + e_2 z^{-1} \Delta y_2 + e_3 z^{-1} \Delta y_3 - e_0 z^{-1} u \right)}{\sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i k!}{i!(k-i)!} z^{-i}} \right], \quad (25)$$

где

$$\begin{aligned} e_0 &= T^3 b_3 d_3; \\ e_1 &= d_0 + d_1 + d_2 + d_3 (T^3 a_1 + 1); \\ e_2 &= -T (d_1 + 2d_2 + d_3 (T^3 a_1 - T^3 a_2 + 3T)); \\ e_3 &= T^2 d_2 + d_3 T^2 (T a_3 + 3). \end{aligned} \quad (26)$$

и

$$\Delta y_i = y_i^* - y_i, \quad (27)$$

здесь y_i^* – желаемое значение i -ой переменной состояния.

Анализ выражения (25) показывает, что найденное управляющее воздействие зависит от текущего значения регулируемой переменной и предыдущих значений внутренних переменных и управляющего воздействия. Необходимо отметить, что такой алгоритм не является единственно возможным для рассматриваемого объекта. Структура и параметры алгоритмов вида (25) определяются выражениями, которые используются для нахождения сигналов $z^{-i} y_1$.

Так, если считать, что сигнал $z^{-i} y_1$ известен, то выражения (24) можно представить следующим образом

$$\begin{aligned} z^{-2} y_1 &= -y_1 + 2z^{-1} y_1 + T^2 z^{-1} y_3; \\ z^{-3} y_1 &= -2y_1 + (1 + T^3 a_1) z^{-1} y_1 + T^3 a_2 z^{-1} y_2 + \\ &+ (3T^2 + T^3 a_3) z^{-1} y_3 - T^3 b_3 z^{-1} u. \end{aligned} \quad (28)$$

В свою очередь, выражения (28) позволяют переписать алгоритм (21) так, как показано ниже

$$u = f \left[\frac{c_3 \cdot T^k z^{-k} \left(e'_1 \Delta y_1 + e'_2 z^{-1} \Delta y_1 + e'_3 z^{-1} \Delta y_2 + e'_4 \Delta y_3 - e_0 z^{-1} u \right)}{\sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i k!}{i!(k-i)!} z^{-i}} \right], \quad (29)$$

здесь

$$\begin{aligned} e'_0 &= T^3 b_3 d_3; \quad e'_1 = d_0 + d_1 - d_2 - 2d_3; \\ e'_2 &= 2d_2 + d_3 (T^3 a_1 + 3); \quad e'_3 = T^3 d_3 a_2 - T d_1; \\ e'_4 &= T^2 d_2 + d_3 (T^3 a_3 + 3T^2). \end{aligned} \quad (30)$$

Резюмируя приведенные выше выкладки, можно утверждать, что использование зависимостей вида (24) и (30) позволяет определить обратные связи по внутренним переменным состояния для алгоритмов управления объектами, динамика которых задана в каноническом фазовом пространстве.

4. Пример синтеза цифрового регулятора с использованием предлагаемого подхода

В качестве примера построим цифровой силовой регулятор скорости для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

В непрерывном времени рассматриваемый объект управления описывается известной передаточной функцией

$$W_o(s) = \frac{\omega(s)}{u(s)} = \frac{k}{T_a T_m s^2 + T_m s + 1}, \quad (31)$$

где k – конструктивный коэффициент двигателя, T_a и T_m – электромагнитная и электромеханическая постоянная времени соответственно.

В качестве желаемой передаточной функции прямого канала примем

$$W^*(s) = \frac{u(s)}{\Delta \omega(s)} = \frac{g}{s}, \quad (32)$$

здесь g – некоторый коэффициент.

Алгоритм управления (21) с учётом зависимости (22) для рассматриваемого объекта управления примет вид

$$u = \text{sat}(|S|^\alpha \cdot \text{sign}(S)), \quad (33)$$

где

$$S = \frac{g}{k} \cdot \frac{Tz^{-1}(d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2})}{1 - z^{-1}(\omega^* - \omega)}; \quad (34)$$

$$d_0 = 1 + \frac{T_m}{T} + \frac{T_a T_m}{T^2}; d_1 = -\left(\frac{T_m}{T} + \frac{2T_a T_m}{T^2}\right); d_2 = \frac{T_a T_m}{T^2}. \quad (35)$$

Результаты математического моделирования синтезированной системы управления показаны на рис. 1.

Как следует из анализа полученных переходных процессов, синтезированная цифровая система является асимптотически устойчивой и обеспечивает движение по траекториям, близким к параболическим. Установившийся режим характеризуется наличием относительно высокочастотных автоколебаний амплитуды управляющего воздействия, которые обусловлены увеличением коэффициента усиления регулятора вследствие использования нелинейной функции (33).

Выводы. Приведенные выкладки дают возможность утверждать, что разработанная для линейных объектов методология определения передаточной функции регулятора в виде ряда последовательно вклю-

ченных звеньев позволяет осуществить простой синтез цифрового регулятора путём синтеза каждой его составляющей. При этом переход к дискретному времени осуществляется для каждого из звеньев отдельно и, вообще говоря, каждое звено может быть реализовано на отдельном аппаратном средстве, которое отличается своим быстродействием и производительностью.

С методологической точки зрения такой подход отличается отсутствием необходимости выполнения на этапе синтеза интегрального преобразования из операторной формы в Z-форму для всей передаточной функции регулятора.

В свою очередь переход к Z-изображениям и дискретной временной области позволяет выполнить аппроксимацию старших производных от ошибки управления и использовать для их определения предыдущие значения регулируемой переменной состояния. Объем используемой при этом выборки в общем случае определяется количеством сигналов, образующих линию равновесного состояния регулятора S , и может превышать порядок объекта управления. Указанная линия S используется в качестве аргумента нелинейной активационной функции, формирующей управляющее воздействие.

Сравнение результатов моделирования синтезированной замкнутой цифровой системы с ранее полученными результатами моделирования для непрерывных систем показывает идентичность движения переменных состояния объекта в цифровой и аналоговой системах. Характер управляющего воздействия в цифровой системе отличается наличием высокочастотных колебаний, которые вызваны конечной частотой переключений соответствующего нелинейного элемента в окрестностях нулевого положения. Вследствие высокой частоты и естественной инерционности объекта управления эти колебания при малом периоде дискретизации не оказывают существенного влияния на ка-

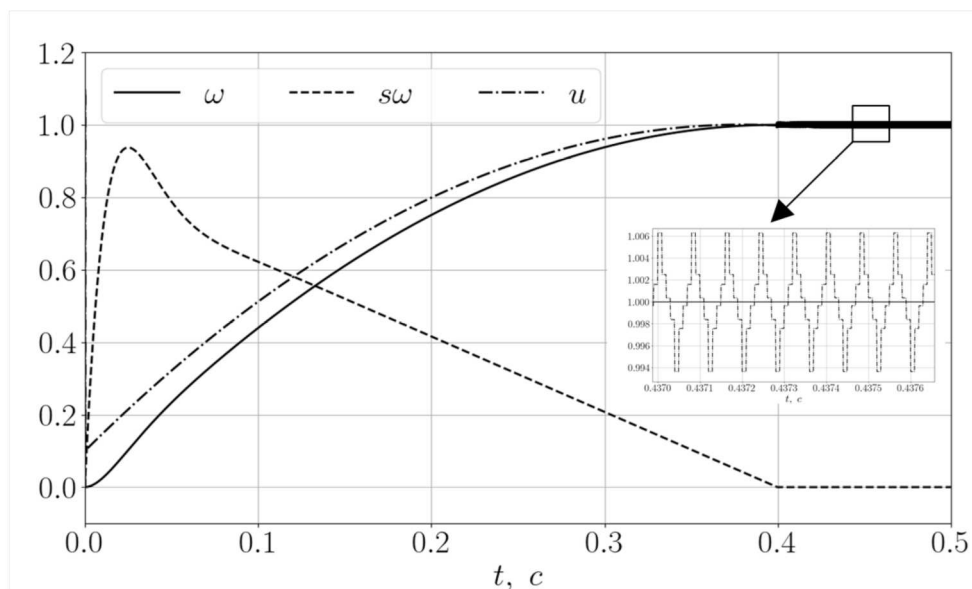


Рисунок 1 – Результаты математического моделирования цифровой системы управления двигателем ДПР-72 в относительных единицах.

чество процессов управления. При большом периоде дискретизации эти колебания могут привести к снижению частоты переключений нелинейного элемента, реализующего выбранную активационную функцию, и, как следствие, к возникновению автоколебаний переменных состояния.

Таким образом, при синтезе цифровых систем, устойчивых при неограниченном увеличении коэффициента усиления, актуальным является не только обеспечение желаемых статических и динамических показателей, но и такое формирование структуры регулятора, при которой время одного цикла его работы не будет превышать такого периода дискретизации, при котором начнутся существенные колебания переменных состояния. Очевидно, что такая проблема имеет комплексное решение, содержащее математическую, аппаратную, программную и структурную составляющие.

Список литературы

1. Katsuhiko Ogata. *Discrete-Time Control Systems*. Hong Kong: Pearson Education Asia Limited, 2015. 760 p.
2. Veloni A., Miridakis N. *Digital Control Systems: Theoretical Problems and Simulation Tools*. Boca Raton: CRC Press, 2017, 449 p.
3. Олсон Г., Пиани Дж. *Цифровые системы автоматизации и управления*. С-Петербург: Невский Диалект, 2001. 557с.
4. Садовой А. В., Сохина Ю. В. Модифицированный принцип симметрии в решении задач аналитического конструирования регуляторов. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. Сер.: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Харків: НТУ «ХПІ», 2015, № 12 (1121). С. 408 – 413.
5. Колесников А. А., Веселов Г. Е., Попов А. Н., Колесников Ал. А., Топчиев Б. В., Мушенко А. С., Кобзев В. А. *Синергетические методы управления сложными системами: Механические и электромеханические системы*. Москва: Либроком, 2013. 304 с.
6. Волянский Р. С., Садовой А.В. Синтез оптимальной системы управления с нелинейной активационной функцией. *Электротехнические и компьютерные системы*. Киев: Техника. 2014, № 15 (91), С. 69 – 71.
7. Шеремет О. І., Садовой О. В., Сохіна Ю. В. Поняття дискретного часового еквалайзера. *Збірник наукових праць Донбаського державного технічного університету*. Лисичанськ: ДонДТУ, 2014, Вип. 1. С. 14 – 151.
8. Круглов В. В., Дли М.И., Голунов Р.Ю. *Нечеткая логика и искусственные нейронные сети*. Москва: Физматлит, 2001. 224 с.
9. Григорьев В. В., Журавлёва Н. В., Лукьянова Г. В., Сергеев К. А. *Синтез систем автоматического управления методом модального управления*. С-Пб: СПбГУ ИТМО, 2007. 108 с.

References (transliterated)

1. Katsuhiko Ogata. *Discrete-Time Control Systems*. Hong Kong: Pearson Education Asia Limited, 2015. 760 p.
2. Veloni A., Miridakis N. *Digital Control Systems: Theoretical Problems and Simulation Tools*. Boca Raton: CRC Press, 2017, 449 p.
3. Olson G., Piani Dzh. *Tsifrovye sistemy avtomatizatsii i upravleniya* [Digital systems of automation and control]. S- Peterburg: Nevskiy Dialekt Publ., 2001. 557 p.
4. Sadovoy A. V., Sohina YU. V. Modificirovannyj princip simmetrii v reshenii zadach analiticheskogo konstruirovaniya reguljatorov [The modified principle of symmetry in solving problems of analytical design of regulators]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «Kharkivskiy politekhnichniy instytut»*. Ser.: Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriia i praktyka [Bulletin of the National Technical University «KhPI». Series: Problems of automated electrodrives. Theory and practice]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2015, № 12 (1121). pp. 408 – 413.
5. Kolesnikov A. A., Veselov G. E., Popov A. N., Kolesnikov Al. A., Topchiev B. V., Mushenko A. S., Kobzev V. A. *Sinergeticheskie metody upravleniya slozhnyimi sistemami: Mekhanicheskie i elektromekhanicheskie sistemy* [Synergetic methods of managing complex systems: Mechanical and electromechanical systems]. Moscow: Librokom Publ., 2013. 304 p.
6. Volyanskij R. S., Sadovoj A.V. *Sintez optimal'noy sistemy upravleniya s nelineynoy aktivatsionnoy funktsiej* [Synthesis of an optimal control system with a nonlinear activation function]. *Elektrotekhnicheskie i komp'yuternye sistemy* [Electrotechnic and computer systems]. Kiev: Tekhnika. 2014, №15 (91). pp. 69 – 71.
7. Sheremet O. I., Sadovoi O. V., Sokhina Yu. V. *Ponyattya diskretnogo chasovogo ekvalayzera* [Understanding Discrete]. *Zbirnik naukovikh prats' Donbas'kogo derzhavnogo tekhnichnogo universitetu* [Collection of Scientific Papers of DonSTU]. Lisichans'k: DonDTU, 2014, Vyp. 1. pp. 147 – 151.
8. Kruglov V. V., Dli M. I., Golunov R. YU. *Nechetkaya logika i iskusstvenine neyronnie seti* [Fuzzy logic and artificial neural networks]. Moscow: Fizmatlit Pub., 2001. 224 p.
9. Grigor'ev V. V., ZHuravlyova N. V., Luk'yanova G. V., Sergeev K. A. *Sintez sistem avtomaticheskogo upravleniya metodom modal'nogo upravleniya* [Synthesis of automatic control systems by the modal control method]. S-Pb: SPbGU ITMO, 2007. 108 p.

Посмунила 02.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Волянський Роман Сергійович (Волянский Роман Сергеевич, Voliansky Roman) – кандидат технічних наук, доцент, Дніпровський державний технічний університет, доцент кафедри електротехніки та електромеханіки; м. Кам'янське, Україна; e-mail: voliansky@ua.fm

Садовой Олександр Валентинович (Садовой Александр Валентинович, Sadovoi Oleksandr) – доктор технічних наук, професор, Дніпровський державний технічний університет, професор кафедри електротехніки та електромеханіки; м. Кам'янське, Україна; e-mail: elm@dstu.dp.ua

Шрамко Юрій Юрійович (Шрамко Юрий Юрьевич, Shramko Yurii) – кандидат технічних наук, Дніпровський державний технічний університет, доцент кафедри електротехніки та електромеханіки; м. Кам'янське, Україна; e-mail: tehndir@ua.fm

Сохіна Юлія Віталіївна (Сохина Юлия Витальевна, Sokhina Yuliia) – кандидат технічних наук, доцент, Дніпровський державний технічний університет, доцент кафедри електротехніки та електромеханіки; м. Кам'янське, Україна; e-mail: elm@dstu.dp.ua

Волянська Ніна Вікторівна (Волянская Нина Викторовна, Volianska Nina) – Дніпровський державний технічний університет, старший викладач кафедри теплоенергетики; м. Кам'янське, Україна; e-mail: voliansky@ua.fm

© М. Ostroverkhov, М. Buryk, 2019

M. OSTROVERKHOV, M. BURYK

ROBUST CONTROL THE ROTOR MECHANICAL ANGULAR SPEED OF SURFACE MOUNTED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

There has been proposed robust control the rotor mechanical angular speed of a surface mounted permanent magnet synchronous machine under conditions of parametric uncertainty. The perturbations have been bound with incomplete information about the structure mathematical model and parameters of the control object. Consequently, a field oriented control system has the considerable degradation of transient processes of electrical and mechanic coordinates. The improve performance the quality of transition processes in system with cascade control decides by means of the application control algorithms based on the concept of inverse problems of dynamics combined with the minimization of the local instantaneous energy values functional.

Keywords: robust control, surface mounted permanent magnet synchronous machine, speed, control algorithms, parametric perturbations.

М. Я. ОСТРОВЕРХОВ, М. П. БУРИК

РОБАСТНЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ РОТОРА СИНХРОННОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

Запропоновано робастне регулювання кутової швидкості ротора синхронної машини з постійними магнітами в умовах параметричної невизначеності. Збурення пов'язані з неповною інформацією про структуру математичної моделі та з параметрами об'єкта керування. В наслідок чого у системі векторного керування спостерігається значна деградація перехідних процесів електричних і механічних координат. Покращення показників якості перехідних процесів у системі з каскадним керуванням вирішується за допомогою застосування алгоритмів керування, що засновані на концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією функціональних локальних миттєвих значень енергії. Синтезовані алгоритми керування записуються безпосередньо з рівняння об'єкта та рівняння бажаної якості керування без розв'язання задачі оптимізації в традиційному сенсі та не містять операцій диференціювання, що спрощує їх реалізацію. Алгоритми керування надають замкнутій системі властивість стійкості в цілому, що дозволяє вирішувати задачі керування взаємопов'язаних та нелінійних об'єктів за математичними моделями локальних контурів як у лінійних системах. Дослідження векторної системи керування синхронним двигуном виконувалося при дії параметричних і координатних збурень, які пов'язані зі зміною активного опору обмотки статора, індуктивності обмотки статора по осях d і q , постійного магнітного потоку і моменту інерції. Запропоновані алгоритми керування забезпечують заданий астатизм за керуючою дією та відсутність статичних помилок при зміні навантаження.

Ключові слова: робастне керування, синхронна машина з постійними магнітами, кутова швидкість, алгоритми керування, параметричні збурення.

Н. Я. ОСТРОВЕРХОВ, Н. П. БУРИК

РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ УГЛОВОЙ СКОРОСТЬЮ РОТОРА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Предложено робастное регулирование угловой скорости ротора синхронной машины с постоянными магнитами в условиях параметрической неопределенности. Возмущения связаны с неполной информацией о структуре математической модели и с параметрами объекта управления. Вследствие чего в векторной системе управления наблюдаются деградация переходных процессов электрических и механических координат. Улучшение показателей качества переходных процессов в системе с каскадным управлением решается с помощью применения алгоритмов управления, которые основаны на концепции обратных задач динамики в сочетании с минимизацией функциональных локальных мгновенных значений энергии.

Ключевые слова: робастное управления, синхронная машина с постоянными магнитами, угловая скорость, алгоритмы управления, параметрические возмущения.

Introduction. Advantages of the surface mounted permanent magnet synchronous machine (SPMSM) are of their high torque to inertia and high performance [1]. Vector-controlled synchronous motors combine the simplicity of control inherent in DC motors, and the advantages of non-contact constructions of AC machines.

High dynamic performances of the system of the electric drive coordinates regulation are achieved at the expense by using field oriented control (FOC). The vector control strategy is based on the independence of the electromagnetic torque of the motor from the direct component of the stator vector i_{1d} . But the practical implementation of the vector control system of the synchronous motor from standard control algorithms requires complete information about the structure and parameters of the mathematical model. This is caused by the fact that the standard algorithms have a compensating type. The transfer functions of the controllers compensate the corresponding sections of the control object to obtain the required trans-

fer functions of the control loop.

However, manufacturers usually provide insufficient information on the characteristics of the machine, which are needed to calculate the parameters of the replacement scheme. In addition, during operation, the synchronous motor is heated as the result changes the electric resistance of the windings of the stator [2].

Variations of parameters of the control object and of the coordinate perturbations lead to a deterioration in the quality of control, requiring application of robust or adaptive control algorithms [3-4], which have a weak sensitivity to parametric and coordinate uncertainty. But these automatic control methodologies increase the unwieldy of control systems as a result of the use of additional algorithms for parameterization, adaptation and compensation.

An analysis of modern methods of management in the conditions of uncertainty of the mathematical model of the object, shows that the above problems can be solved using the concept of inverse problems of dynamics

combined with the minimization of the local instantaneous energy values functional [5-6].

The purpose of the paper is to improve the quality of vector control of the coordinates of cascade drives with SPMSM in the conditions of parametric and coordinate perturbations by developing control algorithms that provide robustness to parametric uncertainties and provide dynamic decomposition of the interconnected system.

The stated purpose has determined the following research tasks:

1. Develop of vector control system of the SPMSM with of control algorithms based on the concept of inverse problems of dynamics combined with the minimization of the local instantaneous energy values functional.

Fundamental concept. The concept of control is based on of the reciprocity of the direct Lyapunov method in the study of stability allows us to find control algorithms in which a closed-loop control loop has a predetermined Lyapunov function, which serves as the instantaneous value of energy [6].

The object of the local control loop is described by the following differential equation (1)

$$x^{(h)} = \sum_{k=0}^g b_k u^{(k)} - \sum_{i=0}^{(h-1)} a_i x^{(i)}, \quad (1)$$

where x – regulatory coordinate;

u – control function;

b_k, a_i – coefficients of the equation;

h, g – the order of the left and right sides of the differential equation, with $h > g$.

The reference quality control of the coordinate the close-loop is given by the ordinary differential equation

$$z^{(n)} + \sum_{i=0}^{(n-1)} \gamma_i z^{(i)} = \sum_{j=0}^m \beta_j x^{*(j)}, \quad (2)$$

where z – intermediate coordinate;

γ_i, β_j – coefficients that determine the nature and duration of the transition process;

x^* – coordinate reference;

n, m – the order of the left and right sides of the equation, with $n \geq m$.

The local functional is the degree of approach of the real control process to the reference one and represents the normalized, instantaneous value of the generalized energy

$$G(u) = 0.5 [z^{(n)} - x^{(h)}]^2; \quad (3)$$

$$\frac{dG(u)}{du} = - \frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u} [z^{(n)} - x^{(h)}].$$

Minimization of the functional (3) is carried out according to the gradient law of the first order (4).

The condition of the convergence of the process minimization of the functional (4) is (5).

As result of minimization, the general control algorithm has the form (6).

$$\frac{du}{dt} = -\eta \frac{dG(u)}{\partial u}, \eta > 0;$$

$$\frac{dG(u)}{du} = - \frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u} [z^{(n)} - x^{(h)}]; \quad (4)$$

$$k = \eta \frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u} = \text{const} > 0.$$

$$G(u) \rightarrow 0; \frac{dG(u)}{dt} = -k \frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u} [z^{(n)} - x^{(h)}]^2; \quad (5)$$

$$\text{sign}(k) = \text{sign} \left(\frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u} \right), t \rightarrow \infty.$$

$$u = k [z^{(n-1)} - x^{(h-1)}]; \quad (6)$$

$$z^{(n-1)} = \sum_{j=0}^{(m-1)} \beta_j x^{*(j)} - \sum_{i=0}^{(n-2)} \gamma_i z x^{(i)}.$$

Method and calculation. The method for the development of the algorithms to control the coordinates of the electric drive for FOC is presented. During the study standard limitations and assumptions were made in the mathematical models of the inverter and electric machine [1, 7]: the stator winding SPMSM produce sinusoidal magnetomotive force distribution in the air-gap (d and q -axis inductance $L_s = L_{sd} = L_{sq}$); the mechanical system is modelled as one-mass system; the slip frequency is zero because the motor always runs at synchronous speed ω_e ; the magnetizing current i_{sd}^* because the rotor flux is supplied the permanent magnets.

The mathematical model of the SPMSM in (dq) the rotor coordinate system, oriented by the i_f vector, can be described by the differential equations system (7)

$$\frac{di_{sd}}{dt} + \frac{R_s}{L_s} i_{sd} = \frac{u_{sd}}{L_s} - \omega_e i_{sq} = \frac{u_{sd}}{L_s} + P_{sd};$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} + \frac{R_s}{L_s} i_{sq} = \frac{u_{sq}}{L_s} - \omega_e i_{sd} - \frac{\omega_e \psi_{pm}}{L_s} = \frac{u_{sq}}{L_s} + P_{sq};$$

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_{pm} = \psi_{pm}; \quad \psi_{sq} = L_{sq} i_{sq}; \quad (7)$$

$$T_e = 1.5 p_n \psi_{pm} i_{sq} = k_{Te} i_{sq};$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} + \frac{B_m}{J_m} \omega_m = \frac{T_e}{J_m} - \frac{T_{load} + T_{cf}}{J_m} = \frac{T_e}{J_m} + P_\omega;$$

$$\omega_e = p_n \omega_m; \quad \frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e,$$

where R_s – stator resistance; L_s – stator inductance;

ω_e, ω_m – electrical and mechanical angular rotor speeds;

p_n – pole couples number;

ψ_{pm} – permanent magnet flux;

J_m – the total inertia moment;

T_e, T_{load}, T_{cf} – electromagnetic torque, mechanical load torque and combined coulomb friction coefficient of the drive system;

B_m – combined viscous damping coefficient motor and load;

θ_e – electrical angular speed;

ψ_{sd}, ψ_{sq} – (dq) components of the stator flux linkage;

u_{sd}, u_{sq} – (dq) components of the stator voltage vector;

tor;

i_{sd}, i_{sq} – d and q -axis of the stator current;

$P_{sd}, P_{sq}, P_{\omega}$ – indeterminate that reflecting the coordinates interrelation.

At the expense of dynamic decomposition the coordinate perturbations should be limited at value

$$P_{sd} \leq P_{sd}^0, P_{sq} \leq P_{sq}^0, P_{\omega} \leq P_{\omega}^0.$$

The control variables are sufficient to compensate perturbations

$$\frac{u_{sd}}{L_s} > P_{sd}^0, \frac{u_{sq}}{L_s} > P_{sq}^0, \frac{T_e}{J_m} > P_{\omega}^0.$$

The control algorithms of vector system have developed applying the proposed concept (1-7) have such structure:

▪ current controllers

$$\begin{aligned} u_{sd} &= k_i \left(\gamma_i \int (i_{sd}^* - i_{sd}) dt - i_{sd} \right); \\ u_{sq} &= k_i \left(\gamma_i \int (i_{sq}^* - i_{sq}) dt - i_{sq} \right), \end{aligned} \quad (8)$$

where $k_i = \eta_{is} L_s^{-1} = \text{const}$ – the gain coefficient of the current.

A control time of the current continuous transient $t \approx 3 / \gamma_i$ is defined by a coefficient $\gamma_i < 1 / \tau_{it} + L_s^{-1} R_s$, which depends on small uncompensated time constant of the voltage source inverter.

▪ speed controller

$$i_{sq}^* = k_{\omega} \left(\gamma_{\omega} \int (\omega_m^* - \omega_m) dt + \beta_{\omega} \omega_m^* - \omega_m \right); \quad (9)$$

where $k_{\omega} = \eta_{\omega} J_m^{-1} = \text{const}$ – the gain coefficient of the speed.

Simulation results. The synchronous motor (Siemens SPMSM) of PROTEC 1FT6084-8SH7 type have the following the manufacturer parameter parameters [7]: $P_r = 9.4 \text{ kW}$, $I_r = 24.5 \text{ A}$, $f_r = 300 \text{ Hz}$, $\omega_r = 471,2 \text{ rad/sec}$ – rated power, current, frequency, mechanical angular speed; $J_{SPMSM} = 0.0048 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ – inertia constant; $T_r = 20 \text{ kNm}$ – rated torque; $R_s = 0.18 \text{ Ohm}$ – active resistance of the stator; $L_{sd} = L_{sq} = 0.002 \text{ H}$ – d and q -axis inductance; $\Psi_{PM} = 0.123 \text{ Wb}$ – permanent magnet flux-linkage; $p_n = 4$ – pole pairs.

Control algorithms have the following parameters: current controller i_s : $\gamma_i = 700$, $k_i = 100$; speed controller ω : $\gamma_{\omega} = 30$, $\beta_{\omega} = 1$, $k_{\omega} = 3$.

The sequence the simulation execution is shown in Fig. 1.

Solid line Fig. 2 shows the graphs of the transient processes of the electric mechanical system coordinates in case of rated parameters of SPMSM and dotted line

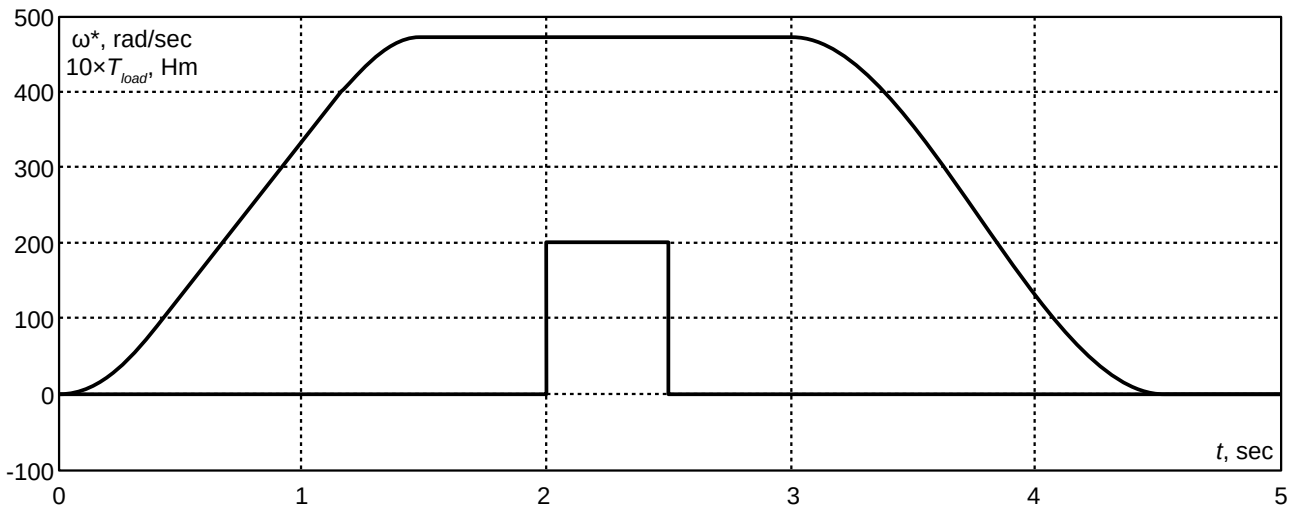


Fig. 1. Speed reference ω_m^* and torque profile T_{load}

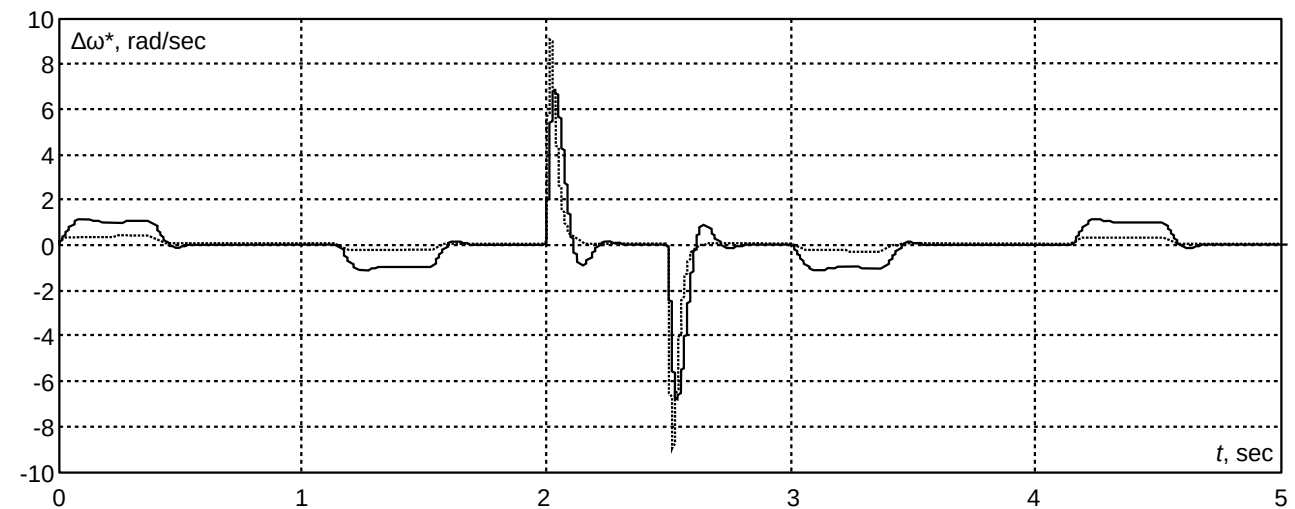


Fig. 2. Transients of the speed error $\Delta\omega_m^*$

shows the graph of the transient processes in case of the of action of parametric perturbations (active electric resistance of stator winding has increased to 0.19 Ohm, d and q -axis inductance has increased to 0.0022 H, permanent magnet flux-linkage has decreased to 0.012258 Wb, moment of inertia the installation has increased d to 0.0146 kg·m²).

Graphs of transient processes in the Fig. 2 show that the suggested system provides the no static error by of speed in both cases. The maximum speed dynamic error during the start-up period is decreased from 1.14 to 0.32 rad/s and is increased from 6.84 to 9.05 rad/s after a load applied. Compensation time decreased from 0.203 to 0.109 sec after a load applied.

Conclusions. The proposed method of the design of the control algorithms for the synchronous drive with of cascade control, based on the concept of inverse problems of dynamics, provides the high control quality under conditions of parametric uncertainty without additional algorithms for adaptation and compensation. The system provides the desirable astatism and absence of the static errors at the moment the load torque change.

As it is seen Fig. 2 the considerable degradation of transient processes of electrical mechanic coordinates is missing in the system during the parametric disturbance.

Список литературы

1. Bose B. *Modern power electronics and AC drives*. London: Pearson Prentice Hall International, 2006. 712 p.
2. Островерхов Н. Я., Пыжов В. М. Робастная система управления синхронным двигателем с постоянными магнитами. *Электрические и компьютерные системы*. Киев: Наука и техника. 2015, № 19 (95). С. 10 – 13.
3. Wei Wang, Hesong Shen, Limin Hou and Haiwang Gu. Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on PCHD. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. pp. 49150 – 49156.
4. Anh Tuan Nguyen, Muhammad Saad Razaq, Han Ho Choi, Jin-Woo Jung A Model Reference Adaptive Control Based Speed Controller for a Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2018. Vol. 65, issue 1. pp. 9399 – 9409.

5. Krut'ko P. D. Decomposing algorithms for robustly stable nonlinear multiply connected control systems: Theory and applied problems. *Journal of Computer and Systems Sciences International*. 2005. Vol. 11, issue 1. pp. 5 – 31.
6. Ostroverkhov M., Buryk M. Optimal by the criterion of minimum acceleration energy, system of centrifugal pump head regulation. *Electronic scientific journal. Scientific Works of Vinnytsia National Technical University*. 2018, №. 1. URL: <https://works.vntu.edu.ua/index.php/works/issue/view/43>. (accessed 30.03.2018).
7. Cesar Hernaez Ojeda Sensorless speed and position estimation of a PMSM. URL: [https://projekter.aau.dk/projekter/en/studentthesis/sensorless-speed-and-position-estimation-of-a-pmsm\(543bb55a-d706-42bf-b85c-76de5d32db31\).html](https://projekter.aau.dk/projekter/en/studentthesis/sensorless-speed-and-position-estimation-of-a-pmsm(543bb55a-d706-42bf-b85c-76de5d32db31).html). (accessed 03.06.2014).

References (transliterated)

1. Bose B. *Modern power electronics and AC drives*. London: Pearson Prentice Hall International, 2006. 712 p.
2. Ostroverkhov N. YA., Pyzhov V. M. *Robastnaya sistema upravleniya sinhronnym dvigatelem s postoyannymi magnitami* [Robust control system of permanent magnet synchronous motor]. *Elektrotehnicheskie i komp'yuternye sistemy* [Electrotechnic and computer systems]. Kiev: Nauka i tekhnika. 2015, №19(95). pp. 10 – 13.
3. Wei Wang, Hesong Shen, Limin Hou and Haiwang Gu. Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on PCHD. *IEEE Access*. 2019, vol. 7. pp. 49150 – 49156.
4. Anh Tuan Nguyen, Muhammad Saad Razaq, Han Ho Choi, Jin-Woo Jung A Model Reference Adaptive Control Based Speed Controller for a Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2018. Vol. 65, issue 1. pp. 9399 – 9409.
5. Krut'ko P. D. Decomposing algorithms for robustly stable nonlinear multiply connected control systems: Theory and applied problems. *Journal of Computer and Systems Sciences International*. 2005, vol. 11, issue 1. pp. 5 – 31.
6. Ostroverkhov M., Buryk M. Optimal by the criterion of minimum acceleration energy, system of centrifugal pump head regulation. *Electronic scientific journal. Scientific Works of Vinnytsia National Technical University*. 2018, №. 1. URL: <https://works.vntu.edu.ua/index.php/works/issue/view/43>. (accessed 30.03.2018).
7. Cesar Hernaez Ojeda Sensorless speed and position estimation of a PMSM. URL: [https://projekter.aau.dk/projekter/en/studentthesis/sensorless-speed-and-position-estimation-of-a-pmsm\(543bb55a-d706-42bf-b85c-76de5d32db31\).html](https://projekter.aau.dk/projekter/en/studentthesis/sensorless-speed-and-position-estimation-of-a-pmsm(543bb55a-d706-42bf-b85c-76de5d32db31).html). (accessed 03.06.2014).

Received 27.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Островерхов Микола Якович (Островерхов Николай Яковлевич, Ostroverkhov Mykola) – доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», завідувач кафедри теоретичної електротехніки; м. Київ, Україна; ORCID: 0000-0002-7322-8052; e-mail: n.ostroverkhov@hotmail.com

Бурик Микола Петрович (Бурик Николай Петрович, Buryk Mykola) – кандидат технічних наук (PhD.), Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», старший викладач кафедри теоретичної електротехніки; м. Київ, Україна; ORCID: 0000-0002-7114-1084; e-mail: burykm@ukr.net

В. В. БУШЕР

МЕТОД РАСЧЕТА ДРОБНЫХ ИНТЕГРАЛОВ С ДИНАМИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ОШИБКИ ДЛЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Целью работы является разработка численного метода расчета дробного интеграла заданного порядка с минимизированной ошибкой при ограниченных объемах памяти данных и быстродействия для микропроцессорных систем управления. Уменьшение статической и динамической погрешности в десятки раз обеспечивается аппроксимацией старших коэффициентов разложения дробного интеграла в ряд геометрической прогрессией и динамической компенсацией возникающей на первом этапе ошибки с помощью адаптивного корректирующего модуля.

Ключевые слова: дробное интегрирование, дробное дифференцирование, динамическая коррекция ошибки, быстрый алгоритм расчета.

В. В. БУШЕР

МЕТОД РОЗРАХУНКУ ДРОБОВИХ ІНТЕГРАЛІВ З ДИНАМІЧНОЮ КОРЕКЦІЄЮ ПОХИБКИ ДЛЯ МІКРОПРОЦЕССОРНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ

Метою роботи є розробка метода розрахунку дробового інтегралу заданого порядку з мінімізованою похибкою при обмежених обсягах пам'яті та швидкодії для мікропроцесорних систем керування. Зменшення динамічної і статичної похибки в десятки разів забезпечується аппроксимацією старших коефіцієнтів розкладу дробового інтегралу в ряд геометричною прогресією та динамічною компенсацією похибки першого етапу за рахунок використання адаптивного модуля корекції.

Ключові слова: дробове інтегрування, дробове диференціювання, динамічна корекція помилки, швидкий алгоритм розрахунку.

V. BUSHER

THE METHOD OF CALCULATING THE FRACTIONAL INTEGRAL WITH THE DYNAMIC ERROR CORRECTION FOR MICROCONTROLLERS

The purpose of the work is to develop a numerical method for calculating a fractional integral with a minimized error with limited data memory. Control systems with a fractional astaticism for many technical objects provide the best dynamic and static indicators. Controller in such systems include one or more units that perform the operation of fractional integration and/or differentiation of the input signal. To implement such control systems based on single-chip microprocessors, it is necessary to solve the problem of calculating a fractional integral by numerical methods, taking into account the limited arrays of data and processor speed. The proposed solution is based on a combination of two methods. First, the calculation of the fractional integral, carried out by approximating the higher expansion coefficients in a series by a geometric progression, allows the use of memory volumes corresponding to the capabilities of the selected processor. Secondly, the dynamic compensation of the error arising at the first stage is carried out using an adaptive correction module. Despite the complication of the algorithm, this method of calculation reduces the error tenfold in both transient and steady-state processes, the properties of the synthesized calculation block correspond exactly to the properties of a fractional integral of a given order at frequencies from 0 to the maximum necessary in the control system. Dynamic error compensation reduces the required memory capacity for storing arrays of coefficients and input history and requires significantly less processor time to calculate the controller signal. As a result, a quantization period of tens of microseconds can be obtained, which makes it possible to implement fractional integral-differentiating controllers based on widely used modern processors and apply fractional-integral number methods to synthesize high-speed automatic control systems, such as electric drives with asynchronous motors, engines with series excitation.

Keywords: fractional integration, fractional differentiation, dynamic error correction, fast calculation algorithm.

Введение. Системы с дробным порядком астатизма в последние несколько лет стали привычным объектом для теоретических исследований. Интерес к этой области теории автоматического управления стремительно возрастает, так как благодаря необычным динамическим и статическим свойствам дробных интегралов и производных области применения такого класса систем управления значительно шире, чем для традиционных ПИ- и ПИД-регуляторов. Благодаря тесной связи между операциями дробного интегрирования и степенными функциями, такие системы управления могут обеспечивать высокое качество управления и рядом нелинейных объектов, в том числе электрическими машинами различных типов, при работе которых сказываются эффекты насыщения магнитных цепей [1–7]. Исследования в этой области уже можно проводить в MATLAB благодаря появлению пакетов дробного интегрирования Ninteger, Fomcon, NFOC, FOTF [8].

Однако, практическое использование систем управления с дробно-интегральными регуляторами наталкивается на трудности, связанные с особенностями вычисления дробных производных и интегралов – все дискретные методы требуют хранения теоретически неограниченного количества значений входного сигнала и такого же количества коэффициентов для расчета их попарных произведений и последующего суммирования. Решают проблему либо отбрасывая «старые» значения, либо используя некоторые аппроксимации, например, метод Oustaloup, аналоговые приближения, основанные на фрактальных свойствах многослойных тонкопленочных конденсаторов [9,10]. Соответственно, происходят потери точности, искажения амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик регуляторов.

Цель работы. Разработка прецизионного метода расчета дробного интеграла в микропроцессорных системах с ограниченными объемами памяти и быст-

© В. В. Бушер, 2019

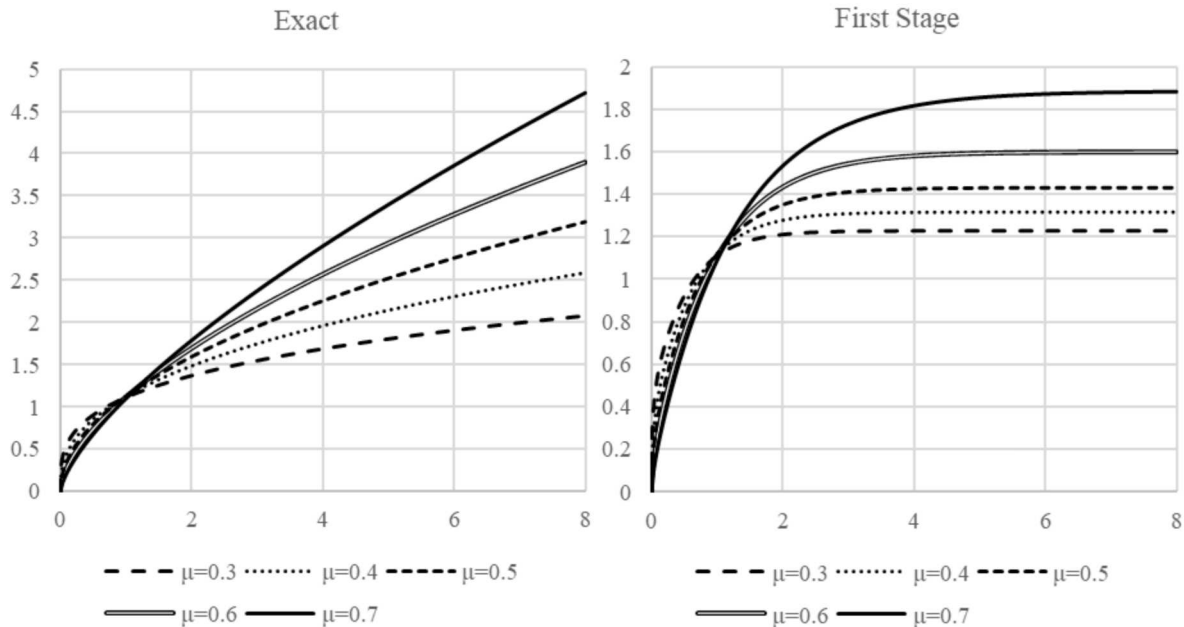


Рис. 2. Точные интегралы $I^\mu(1(t))$ при различных μ

Рис. 3. Результат расчета $I^\mu(1(t))$ по алгоритму рис. 1

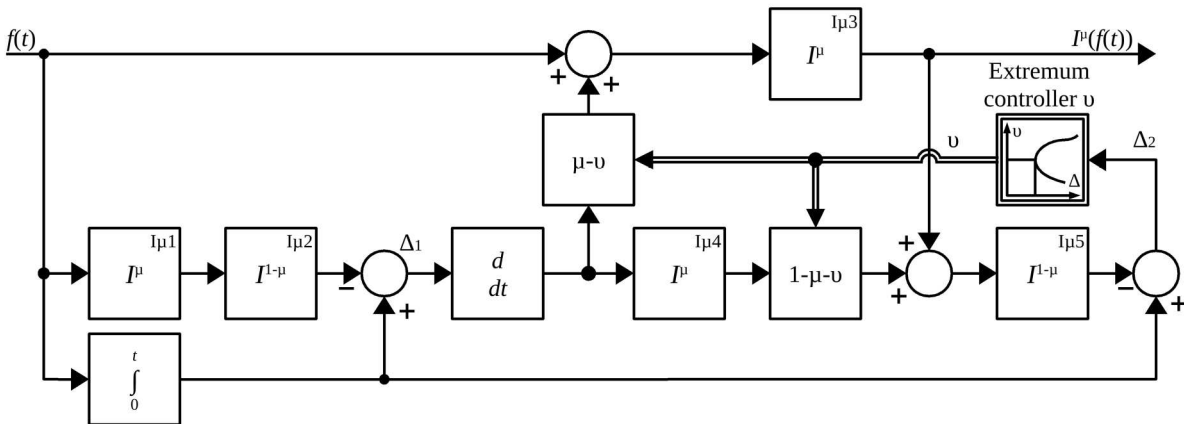


Рис. 4. Алгоритм расчета дробного интеграла с динамической коррекцией ошибки

родействием, сохраняющего свойства блока дробного интегрирования/дифференцирования в максимально широком диапазоне частот.

Методы исследования. Расчет дробного интеграла базируется на так называемых формах Римана-Лиувилля, Грюнвальда-Летникова, Капуто, Вейля, Эрдейи, основное вычислительное ядро которых записывается, как сумма бесконечного ряда:

$$I^\mu(f(t)) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_{i=0}^{n=t/\Delta t} k_{n-i}^\mu f(i). \quad (1)$$

где I^μ – интеграл $f(t)$ порядка μ , k_{n-i}^μ – коэффициенты, формула расчета которых зависит от выбранной формы.

Так, при использовании формы Римана-Лиувилля

$$k_i^\mu = \frac{\Delta t^\mu}{\Gamma(1+\mu)} (i^\mu - (i-1)^\mu).$$

Однако из-за ограниченных объемов памяти процессора при использовании стандартных форм расчет прекращается при достижении точки с номером n_{dim} .

Анализ коэффициентов выявил полезную зако-

номерность, которая позволяет в сотни/тысячи раз сократить объемы памяти, необходимые для расчета дробного интеграла, сохраняя динамические свойства системы в диапазоне частот от $1/2n_{max}\Delta t$ до $1/2\Delta t$. Заменяя коэффициенты с номером больше некоторого n_{dim} (удобно в зависимости от типа микропроцессора выбирать $n_{dim} = Mask + 1 = 32; 64; 128; 256; 512; \dots$) геометрической прогрессией с коэффициентом

$$q = \left(\frac{(n_{max} + 1)^\mu - (n_{max})^\mu}{(n_{dim} + 1)^\mu - (n_{dim})^\mu} \right)^{\frac{1}{n_{max} - n_{dim}}}$$

при $n_{max} = 2 \dots 5 n_{dim}$, удается свести расчет дробного интеграла к циклической процедуре, повторяющейся n_{dim} раз и использующей кольцевой массив X для хранения только последних n_{dim} точек входного сигнала (рис. 1) [12].

На рис. 2 и рис. 3 сопоставлены результаты точного и приближенного расчета дробного интеграла единичного скачка $1(t)$ при $\Delta t = 0.002$ с. Так как в этом случае известно точное решение

$$I^{\mu}(1(t)) = \frac{t^{\mu}}{\Gamma(\mu)}$$

(рис. 2), то можно оценить погрешность при различных n_{dim} и n_{max} . В приведенном на рисунках случае погрешность не превышает 10 % до точек с номерами $\approx 3n_{\text{max}}$, а в области $0 \div 2n_{\text{max}}$ погрешность не превышает 3...4 %. Однако далее погрешность стремительно возрастает, составляя при $16n_{\text{max}}$ уже более 60 %.

Такой метод расчёта может быть принят в качестве базового для первого этапа более точного метода. Идея метода основывается на свойстве многократного интегрирования:

$$I^{1-\mu}(I^{\mu}(f(t))) = \int_0^t f(t) dt. \quad (2)$$

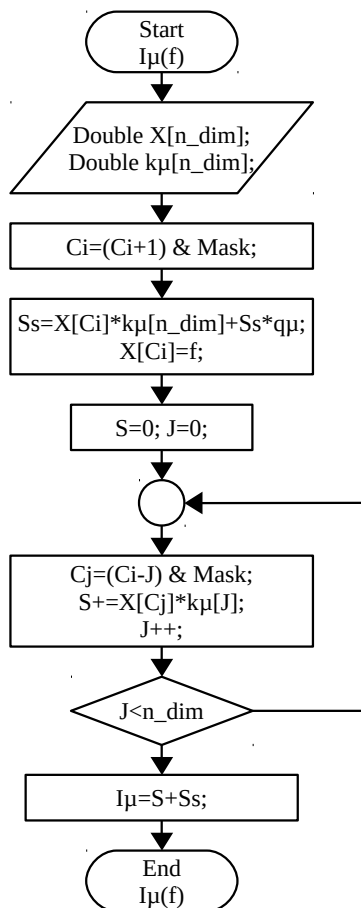


Рис. 1. Алгоритм быстрого расчета дробного интеграла

Выполнив последовательно дробное интегрирование исходного сигнала порядков μ и $1 - \mu$ (блоки $I_{\mu 1}$, $I_{\mu 2}$ на рис. 4) и сопоставив результат с интегралом первого порядка этого же сигнала, вычисление которого не представляет сложностей, можно оценить погрешность Δ_1 .

Очевидно, что каждый этап дробного интегрирования может вносить свою погрешность. Для компенсации ошибки ее можно «перераспределить», добавив ко входному сигналу производную погрешности с некоторым весовым коэффициентом. Предварительный анализ показал, что наилучшие результаты обеспечиваются, если начальное значение этого коэффици-

ента совпадает с μ , а для повторного интегрирования – $1 - \mu$. Эту операцию выполняют блоки $I_{\mu 4}$, $I_{\mu 5}$.

Если весовые коэффициенты подобраны правильно, то ошибка Δ_2 будет равна нулю. Но если коэффициенты отличаются от оптимальных, то их можно скорректировать на основании изменения Δ_2 во время переходного процесса. Экстремальный регулятор, анализируя Δ_2 , подбирает дополнительный корректирующий параметр ν , обеспечивающий еще более точную компенсацию погрешности.

В результате на выходе блока $I_{\mu 3}$ получаем такое значение дробного интеграла, которое наиболее близко к точному значению.

На рис. 5 показан результат расчета. Очевидно, что выходной сигнал чрезвычайно близок к точному на рис. 2.

На рис. 6 приведены зависимости погрешности расчета $I^{\mu}(1(t))$ в области от 0 до $16n_{\text{max}}$, не превышающие 1...3 %.

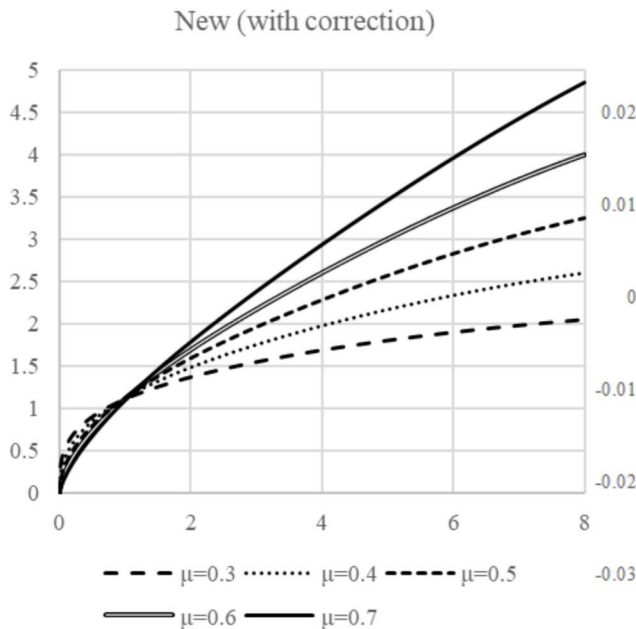
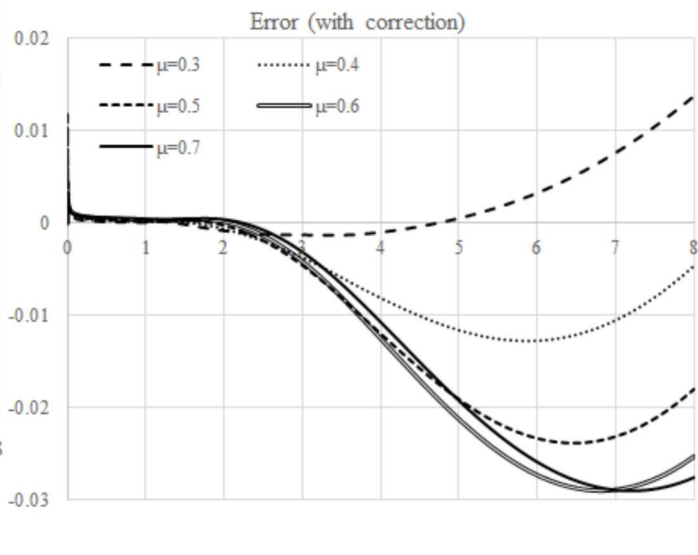
Очевидно, что предлагаемая процедура существенно расширяет диапазон точного соответствия свойств рассчитываемого сигнала теоретически ожидаемым свойствам дробного интеграла.

Выводы. 1. Разработан метод расчета дробного интеграла, обеспечивающий погрешность не хуже единиц процентов в диапазоне частот от $1/(10...100)n_{\text{dim}}\Delta t$ до $1/2\Delta t$, что в десятки раз больше, чем при однократном расчете по упрощенному алгоритму (рис. 1).

2. Несмотря на 6-кратное увеличение требуемых объемов памяти (для 5-кратного расчета дробного интеграла и двух массивов коэффициентов), достижение такой точности обеспечивает точное соответствие динамических и статических свойств блока дробного интегрирования теоретическим, что позволяет получить в микропроцессорной системе управления ожидаемые результаты.

Список литературы

- Freeborn T. J., Maundy B., A. S. Elwakil. Fractional-order models of supercapacitors, batteries and fuel cells: a survey. *Materials for Renewable and Sustainable Energy*. 2015. Vol. 4, № 3. pp. 1 – 9. DOI: 10.1007/s40243-015-0052-y.
- Учайкин В. В. *Метод дробных производных*. Ульяновск: Артишок, 2008. 512 с.
- Shantanu D. *Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls*. Berlin: Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2008. 240 p. DOI: 10.1007/978-3-540-72703-3.
- Aoki Y., Sen M., Paolucci S. Approximation of transient temperatures in complex geometries using fractional derivatives. *Heat and Mass Transfer*. 2008. Vol. 44, № 7. pp. 771 – 777. DOI: 10.1007/s00231-007-0305-0.
- Petras I. *The fractional-order controllers: Methods for their synthesis and applications*. URL: <https://arxiv.org/abs/math/0004064> (accessed 11.04.2000).
- Jumarie, G. Path probability of random fractional systems defined by white noise in coarse-grained time. Application of fractional entropy. *Fractional differential calculus*. 2011. Vol. 1, № 1. pp. 45 – 87. DOI: 10.7153/fdc-01-03.
- Baleanu D., Albert C.J. Luo, José A. Tenreiro Machado. *Fractional dynamics and control*. New York: Springer Science & Business Media, 2011. 310 p. DOI: 10.1007/978-1-4614-0457-6.
- Xue D., Chen Y. Q., Atherton D. P. *Linear Feedback Control: Analysis and Design with Matlab*. Philadelphia, PA, United States: SIAM, 2007. 354 p.

Рис. 5. Результат расчета $P'(1(t))$ по алгоритму рис. 4Рис. 6. Погрешность расчета $P'(1(t))$ по алгоритму рис. 4

9. Tarasov V. E. Fractional Liouville and BBGKI equations. *Journal of Physics: Conference Series*. 2005. Vol. 7. pp. 17 – 33. Doi: 10.1088/1742-6596/7/1/002.
10. Petras I., Podlubny I., O'Leary P. *Analogue realization of Fractional Order Controllers*. Kosice: Technical University of Kosice, 2002. 84 p.
11. Marushchak Y., Kopchak B. Synthesis of automatic control systems by using binomial and Butterworth standard fractional order forms. *Proceedings of the 16th International Conference on Computational problems of electrical engineering*. Lviv, Ukraine, 2015, Vol. 5, № 2. pp. 89 – 94.
12. Busher V., Aldairi A. Synthesis and technical realization of control systems with discrete fractional integral-differentiating controllers. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. Kharkov: PC Technology Center. 2018. Vol. 4, № 2 (94). pp. 63 – 71. DOI: 10.15587/1729-4061.2018.139892.

References (transliterated)

1. Freeborn T. J., Maundy B., A. S. Elwakil. Fractional-order models of supercapacitors, batteries and fuel cells: a survey. *Materials for Renewable and Sustainable Energy*. 2015, vol. 4, № 3. pp. 1 – 9. DOI: 10.1007/s40243-015-0052-y.
2. Uchajkin V. V. *Metod drobnyh proizvodnyh* [Method of fractional derivative]. Ulyanovsk: Artishok, 2008. 512 p.
3. Shantanu D. *Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls*. Berlin: Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2008. 240 p. DOI: 10.1007/978-3-540-72703-3.
4. Aoki Y., Sen M., Paolucci S. Approximation of transient temperatures in complex geometries using fractional derivatives. *Heat and Mass Transfer*. 2008. Vol. 44, № 7. pp. 771 – 777. DOI: 10.1007/s00231-007-0305-0.

5. Petras I. *The fractional-order controllers: Methods for their synthesis and applications*. URL: <https://arxiv.org/abs/math/0004064> (accessed 11.04.2000).
6. Jumarie, G. Path probability of random fractional systems defined by white noise in coarse-grained time. *Application of fractional entropy*. *Fractional differential calculus*. 2011. Vol. 1, № 1. pp. 45 – 87. DOI: 10.7153/fdc-01-03
7. Baleanu D., Albert C.J. Luo, José A. Tenreiro Machado. *Fractional dynamics and control*. New York: Springer Science & Business Media, 2011. 310 p. DOI: 10.1007/978-1-4614-0457-6.
8. Xue D., Chen Y. Q., Atherton D. P. *Linear Feedback Control: Analysis and Design with Matlab*. Philadelphia, PA, United States: SIAM, 2007. 354 p.
9. Tarasov V. E. Fractional Liouville and BBGKI equations. *Journal of Physics: Conference Series*. 2005. Vol. 7. pp. 17 – 33. Doi: 10.1088/1742-6596/7/1/002.
10. Petras I., Podlubny I., O'Leary P. *Analogue realization of Fractional Order Controllers*. Kosice: Technical University of Kosice, 2002. 84 p.
11. Marushchak Y., Kopchak B. Synthesis of automatic control systems by using binomial and Butterworth standard fractional order forms. *Proceedings of the 16th International Conference on Computational problems of electrical engineering*. Lviv, Ukraine, 2015, Vol. 5, № 2. pp. 89 – 94.
12. Busher V., Aldairi A. Synthesis and technical realization of control systems with discrete fractional integral-differentiating controllers. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. Kharkov: PC Technology Center. 2018. Vol. 4, № 2 (94). pp. 63 – 71. DOI: 10.15587/1729-4061.2018.139892.

Поступила 27.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Бушер Віктор Володимирович (Бушер Виктор Владимирович, Busher Victor) – доктор технічних наук, професор, Національний університет «Одеська морська академія», професор кафедри суднової електромеханіки та електротехніки; м. Одеса, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3268-7519>; e-mail: victor.v.busher@gmail.com

Д. И. РОДЬКИН, Т. В. КОРЕНЬКОВА, В. Г. КОВАЛЬЧУК

К ТЕОРИИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Обоснована возможность использования энергетического метода для идентификации параметров электромеханических систем. Показано, что уравнения энергетического баланса мгновенной мощности между источником питания и элементами схемы замещения справедливы для систем любой физической природы, где произведение исходных величин даёт мощность. В основе системы идентификационных уравнений лежат уравнения энергобаланса для отдельных компонент мгновенной мощности между источником и элементами электромеханической системы. Показана возможность применения энергетического метода идентификации параметров в электрогидравлических системах.

Ключевые слова: идентификация, электромагнитные параметры, электромеханическая система, мгновенная мощность, уравнения энергобаланса

Д. Й. РОДЬКІН, Т. В. КОРЕНЬКОВА, В. Г. КОВАЛЬЧУК

ДО ТЕОРІЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ ЕНЕРГЕТИЧНИМ МЕТОДОМ

Обґрунтовано можливість використання енергетичного методу для ідентифікації параметрів електромеханічних систем. Показано, що рівняння енергетичного балансу миттєвої потужності між джерелом живлення та елементами схеми заміщення справедливі для систем будь-якої фізичної природи, де добуток вихідних величин дає потужність. В основі системи ідентифікаційних рівнянь лежать рівняння енергобалансу для окремих компонент миттєвої потужності між джерелом і елементами електромеханічної системи. Показана можливість застосування енергетичного методу ідентифікації параметрів в електрогидравлічних системах.

Ключові слова: ідентифікація, електромагнітні параметри, електромеханічна система, миттєва потужність, рівняння енергобалансу

D. RODKIN, T. KORENKOVA, V. KOVALCHUK

TO THE THEORY OF ELECTROMECHANICAL SYSTEMS IDENTIFICATION BY THE ENERGY METHOD

The possibility of using the energy method to identification of the electromechanical systems parameters, where the basic theoretical base is the Tellegen theorem, is justified. It is shown that the energy balance equations of instantaneous power between the power source and elements of the equivalent circuit are valid for systems of any physical nature, where the product of the initial quantities gives power. It is established that the harmonic composition of the power carries certain informational signs characterizing the processes of energy conversion on the electromechanical systems elements. The identification equations system is based on the energy balance equations for the individual components of the instantaneous power between the source and the electromechanical system elements. Possible options for the formation of input influence in identification systems are given, with which it is possible to obtain significant voltage and current harmonics. The efficiency of the use of the energy method is proved in comparison with the methods based on equivalent resistances of the equivalent circuit and the balance equations of active and reactive power. The possibility of using the energy method of identifying parameters in electrohydraulic systems is shown, where harmonic analysis of a hydraulic power signal that changes over time allows one to obtain the necessary energy balance equations.

Keywords: identification, electromagnetic parameters, electromechanical system, instantaneous power, energy balance equations

Введение. Идентификация параметров электрических машин (ЭМ) по-прежнему находится в центре внимания учёных и специалистов в виду того, что с возросшими возможностями технических средств измерения и управления электромеханическими системами (ЭМС), востребованными оказываются данные об особенностях преобразования энергии параметрах нелинейностей электромеханических преобразователей, и др. Более глубокое изучение процессов преобразования энергии в ЭМС позволяет создать системы электропривода (ЭП) с максимально возможными динамическими и энергетическими характеристиками. Этот путь – один из приоритетных в настоящее время.

Анализ состояния и результатов исследований по вопросам идентификации параметров асинхронных двигателей (АД) показывает, с одной стороны, на обилие публикаций, посвящённых этому направлению, а, с другой – на неослабевающий интерес к проблеме по поиску новых, оригинальных методов решения идентификационных задач [1].

Одним из таких методов является энергетический метод, базирующийся на непосредственном использовании теоремы Телледжена – основополагающей теоретической базы, представляющей закон сохранения энергии в электрических цепях в самой общей постановке [2–4].

Материал и результаты исследований.

А. Общее уравнение энергобаланса, суть энергетического метода идентификации ЭМС

Выполнение задачи идентификации осуществляется на основании схем замещения – графического представления ЭМ в виде сопротивлений, индуктивностей, ёмкостей, т.е. цепей, в которых осуществляется преобразование энергии в соответствии с математическим аппаратом, описывающим энергопроцессы. Питание схемы замещения осуществляется от источника, причём мощность источника равна сумме мощностей элементарных потребителей элементов схемы замещения. Это положение непосредственно вытекает из теоремы Телледжена.

©Д. И. Родькин, Т. В. Коренькова, В. Г. Ковальчук, 2019

Вид схемы замещения определяется тем, какие процессы учитываются в исследуемой ЭМ. При решении задач идентификации, как правило, задаются параметры источника – напряжение и ток, а требуются определения – параметры индуктивностей и сопротивлений. Анализ электромагнитных процессов выполняется путём применения законов Кирхгофа и Ома. При этом лишь в простейших схемах замещения возможно аналитическое решение идентификационной задачи [1].

В тех случаях, когда производится учёт нелинейностей кривой намагничивания или эффекта вытеснения тока, определение параметров схемы замещения невозможно, а задачу идентификации параметров ЭМ в таких случаях, следует отнести к некорректно заданным. Невозможность оценки параметров схемы замещения вызвана тем, что общее число уравнений электрического равновесия, суммы токов в узлах и др., вытекающих из законов Кирхгофа и Ома, существенно меньше числа неизвестных, определение которых должно быть осуществлено в ходе решения идентификационной задачи [5, 6].

Это противоречие может быть устранено достаточно просто, если перейти от уравнений баланса напряжений в схеме замещения к уравнениям баланса составляющих мощности.

Рассмотрим простейшую Т-образную схему замещения асинхронного двигателя (рис. 1) с параметрами: R_1 , L_1 – активное сопротивление статора и его индуктивность рассеяния, соответственно; R_2 , L_2 – активное сопротивление ротора и его индуктивность рассеяния, соответственно; L_3 – индуктивность контура ротора; $U_s(t)$ – напряжение источника питания; $I_1(t)$; $I_2(t)$; $I_3(t)$ – электрические токи в ветвях схемы замещения, соответственно.

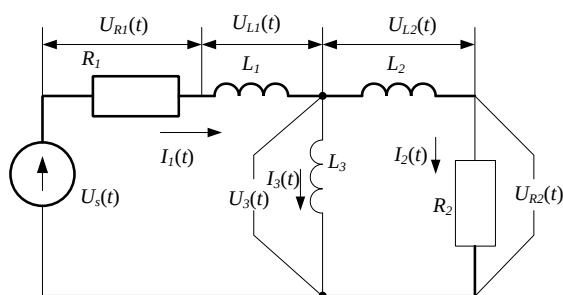


Рис. 1. Схема замещения асинхронного двигателя

Пусть $U_s(t)$ – напряжение источника питания, меняющееся во времени, периодическое, несинусоидальное. В рассматриваемом случае параметры схемы замещения неизвестны и должны быть определены в ходе решения идентификационной задачи: активные сопротивления R_1 и R_2 , индуктивности L_1 , L_2 , L_3 , а также токи I_1 или I_3 при известном I_1 . Традиционными методами задача неразрешима, так как число независимых уравнений, которые могут быть составлены в соответствии с законами Ома и Кирхгофа, значительно меньше числа неизвестных [1, 5, 6]. Это видно из следующего: при двух узлах в приведенной схеме и трёх ветвях число взаимно независимых уравнений

равно трём; число неизвестных, которые должны быть определены – шесть.

Воспользовавшись положениями теоремы Теллелдана, можно записать равенство мощностей источника и элементарных потребителей – сопротивлений и индуктивностей схемы замещения:

$$P_s = P_{R_1}(t) + P_{L_1}(t) + P_{L_2}(t) + P_{L_3}(t) + P_{R_2}(t), \quad (1)$$

где

$$P_s(t) = U_s(t) I_1(t);$$

$$P_{R_1}(t) = R_1(t) I_1^2(t); P_{R_2}(t) = R_2(t) I_2^2(t);$$

$$P_{L_1}(t) = L_1 \frac{dI_1(t)}{dt} I_1(t); P_{L_2}(t) = L_2 \frac{dI_2(t)}{dt} I_2(t);$$

$$P_{L_3}(t) = L_3 \frac{dI_3(t)}{dt} I_3(t).$$

Представим мощность на выходе источника питания следующим образом:

$$P_s(t) = \sum_0^N U_{ns}(t) \sum_0^M I_{m1}(t), \quad (2)$$

где U_{ns} , I_{m1} – амплитуды гармоник напряжения и тока источника, получаемые путём разложения в ряд Фурье сигналов напряжения $U_s(t)$ и тока $I_1(t)$; N и M – номера гармоник соответствующих сигналов (в пределе эти значения могут быть равны бесконечности; на практике значения N и M могут быть определены конкретными величинами).

Учтём то обстоятельство, что гармонический состав напряжения и тока на элементах схемы замещения такой же, как и на источнике питания. Тогда для мгновенных мощностей на элементах схемы замещения получим [3, 6, 7]

$$P_{R_1}(t) = R_1(t) \left(\sum_0^M I_{m1}(t) \right)^2.$$

Следует отметить, что гармонический состав тока соответствует гармоническому составу напряжения, а гармонический состав производной тока – гармоническому составу исходной функции тока в цепи. Таким образом, гармонический состав мощности источника соответствует гармоническому составу мощности элементов схемы замещения.

В приведенных выше выражениях $U_n(t)$, $I_{m1}(t)$ – гармонические функции. Следовательно, мощность на элементах схемы замещения образуется из произведений гармонических функций напряжения и тока с относительными частотами n и m , соответственно. Тогда частоты сигнала мощности определяются суммой и разностью частот исходных компонент электрических сигналов: $k = (n \pm m)$. Следовательно, каждая из гармоник мощности источника питания равна сумме гармоник мощности данного порядка на элементах схемы замещения. Совокупность таких равенств образует систему уравнений энергетического равновесия, число которых равно сумме максимальных значений гармоник напряжения и тока. Так, если максимальная частота гармоники напряжения равна N , а соответствующая частота гармоники тока равна M , то число урав-

нений энергетического баланса будет равно $K = M + N$.

Баланс мощности вытекает как следствие из теоремы Телледжена: сумма произведений напряжений U_i и токов I_i всех ветвей цепи, удовлетворяющих законам Кирхгофа, равна нулю. Произведение $U_i I_i$ представляет собой мгновенную мощность P_i i -той ветви. Поэтому сумма мощностей всех ветвей цепи равняется нулю. Если выделить ветви с независимыми источниками, то баланс мощности можно сформулировать следующим образом: сумма мощностей, отдаваемых независимыми источниками, равняется сумме мощностей, потребляемых остальными ветвями электрической цепи.

В. Декомпозиция составляющих мгновенной мощности

Представим сигналы напряжения и тока на выходе источника питания в форме тригонометрических рядов [6]:

$$\begin{aligned} U(t) &= \sum_0^N U_n \cos(n\Omega t - \varphi_n); \\ I(t) &= \sum_0^M I_m \cos(m\Omega t - \psi_m), \end{aligned} \quad (3)$$

где n, m – номера гармоник напряжения и тока, соответственно; N, M – число гармоник напряжения и тока, соответственно; φ, ψ – фазовые углы сдвига напряжения и тока, соответственно.

Выполнив преобразования, получим:

$$\begin{aligned} U_n(t) &= \sum_0^M U_n \cos(n\Omega t) \cos(\varphi_n) + \\ &+ \sum_0^M U_n \sin(n\Omega t) \sin(\varphi_n); \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} I_m(t) &= \sum_0^M I_m \cos(m\Omega t) \cos(\psi_m) + \\ &+ \sum_0^M I_m \sin(m\Omega t) \sin(\psi_m), \end{aligned} \quad (5)$$

где:

$$\begin{aligned} U_{na} &= U_n \cos(n\Omega t) \cos(\varphi_n); \\ U_{nb} &= U_n \sin(n\Omega t) \sin(\varphi_n); \\ I_{ma} &= I_m \cos(m\Omega t) \cos(\psi_m); \\ I_{mb} &= I_m \sin(m\Omega t) \sin(\psi_m). \end{aligned}$$

Тогда выражения для напряжения, тока и мощности будут иметь вид:

$$U_m(t) = \sum_{m=0}^N U_{na} + \sum_{m=0}^N I_{nb}; \quad (5)$$

$$I_m(t) = \sum_{m=0}^M I_{ma} + \sum_{m=0}^M I_{mb}; \quad (6)$$

$$\begin{aligned} P(t) &= U_n(t) I_m(t) = \\ &= \sum_{n=0}^N U_{na} \sum_{m=0}^M I_{ma} + \sum_{n=0}^N U_{nb} \sum_{m=0}^M I_{mb} + \\ &+ \sum_{n=0}^N U_{na} \sum_{m=0}^M I_{mb} + \sum_{n=0}^N U_{nb} \sum_{m=0}^M I_{ma}. \end{aligned} \quad (7)$$

Выполним анализ последнего выражения. С одной стороны, произведения напряжений и токов одноименного характера (т.е. косинусных на косинусные или синусных на синусные) всегда дают только косинусные компоненты мощности. Произведения разноименных гармоник напряжения и тока всегда дают только синусные компоненты мощности.

С другой стороны, только произведения одноименного характера дают компоненты мощности с частотой равной нулю, т.е. формируют постоянную составляющую мощности.

При этом, каждое из четырех произведений в (7) при их раскрытии в форме рядов с конечным или бесконечным числом гармоник можно разделить на составляющие, у которых номера гармоник напряжения и тока равны, т.е. $m = n$ и на такие, у которых $m \neq n$. Это положение имеет принципиальный характер по той причине, что в результате реализации произведений одноименных или разноименных компонент с равными номерами гармоник, получаемые составляющие мгновенной мощности $P(t)$ имеют частоту k , однозначно определяемую из соотношения $k = (n \pm m)$.

Сказанное выше иллюстрируется следующими примерами:

– произведение гармоник напряжения U_{na} и тока I_{ma} при $n = m = 3$ означает, что в кривой мощности будет присутствовать постоянная составляющая $k_1 = m - n = 0$ и знакопеременная с относительной частотой $k_2 = m + n = 6$;

– произведение гармоник напряжения U_{nb} и тока I_{mb} при $n = 3$ и $m = 5$ означает, что в кривой мощности присутствуют две гармоники с частотами $k_1 = m - n = 2$ и $k_2 = m + n = 8$. При этом гармоники будут косинусными, как и в предыдущем случае, из-за того, что реализуется произведение одноименных составляющих;

– произведение гармоник напряжения U_{nb} и тока I_{ma} с порядками $n = 3$ и $m = 11$ означает, что в кривой мгновенной мощности будут синусные компоненты с частотами $k_1 = m - n = 8$ и $k_2 = m + n = 14$.

В общем случае, когда в кривых напряжения и тока число гармоник значительно, все три составляющие мгновенной мощности (постоянная, знакопеременная косинусная, знакопеременная синусная) также представляют собой тригонометрические ряды:

$$P_{0\Sigma} = \sum_{k=1}^K P_{k0}; \quad P_{a\Sigma} = \sum_1^{M+N} P_{ka}(t); \quad P_{b\Sigma} = \sum_1^{M+N} P_{kb}(t).$$

Тогда сигнал мгновенной мощности может быть представлен в виде:

$$P(t) = \sum_{k=1}^K P_{k0} + \sum_1^{M+N} P_{ka}(t) + \sum_1^{M+N} P_{kb}(t). \quad (8)$$

Анализ полученной зависимости позволяет сделать достаточно очевидное заключение о том, что при периодических сигналах напряжения и тока сигнал мощности содержит постоянную составляющую и совокупность знакопеременных, которые, как и исходные сигналы (напряжение и ток) можно представить в форме ортогональных компонент [8, 9].

Отсюда становится очевидным то обстоятельство, что гармонический состав мгновенной мощности несёт определённые информационные признаки, которые, в конечном итоге, определяют характеристики процесса преобразования мощности в ходе взаимодействия двух физических величин $U(t)$ и $I(t)$ на соответствующих элементах схемы замещения ЭМС. Необходимость в такого рода информации вызвана тем, что при наличии её можно решать вопросы, связанные с оплатой при использовании электрической энергии. С другой стороны, что не менее важно, появляется возможность определить качественную сторону процесса преобразования энергии [10].

Выполним декомпозицию составляющих мгновенной мощности. Произведение одночастотных компонент напряжения и тока даёт составляющие – постоянную и знакопеременную с двойной частотой результирующего сигнала. Эти составляющие по своим признакам соответствуют таким же составляющим, что и в обычной электросети с гармоническими сигналами. Получаемые таким образом составляющие мгновенной мощности именуется каноническими, где этот термин, в основном, касается переменной косинусной составляющей сигнала мощности, причём амплитуда косинусной составляющей мгновенной мощности равна постоянной составляющей. Синусная составляющая мгновенной мощности определяется произведением разноименных сигналов напряжения и тока одинаковой частоты. Исходя из этих положений разделяем сигналы мгновенной мощности на канонические и неканонические. Выполним анализ возможных составляющих мгновенной мощности сигналов, представленных в (7):

$$= \sum_{\substack{m=n \\ k=m-n=0}} P_{k0} + \sum_{\substack{m=n \\ k=m+n=2m=2n=k_c}} P_{kac} + \sum_{\substack{m \neq n \\ k=m+n=k_c \\ k=m-n=k_c}} P_{kacs} + \sum_{\substack{m \neq n \\ k=m+n \neq k_c \\ k=m-n \neq k_c}} P_{kcs} ; \quad (8)$$

$$= \sum_{\substack{m=n \\ k=m+n=2m=2n=k_c}} P_{kbc} + \sum_{\substack{m \neq n \\ k=m+n=k_c \\ k=m-n=k_c}} P_{kbc s} + \sum_{\substack{m \neq n \\ k=m+n \neq k_c \\ k=m-n \neq k_c}} P_{kbs} . \quad (9)$$

Из приведенных зависимостей следует, что составляющие мощности канонического порядка P_{kac} и P_{kbc} имеют такие же частоты, как и составляющие P_{kacs} и P_{kbs} , полученные путём умножения гармоник напряжения и тока разных частот при условии, что сумма $m + n = k_c$ и разность $m - n = k_c$, т.е. частоты этих гармоник совпадают с соответствующими частотами канонических компонент. В этой связи будут справедливы равенства

$$\sum P_{kacs} = \sum P_{kac} + \sum P_{kacs} .$$

Тогда уравнение для мгновенной мощности имеет вид:

$$P(t) = \sum P_{k0} + \sum P_{kac} + \sum P_{kacs} + \sum P_{kbc} + \sum P_{kbs} + \sum P_{kacs} + \sum P_{kbs} = \sum P_{k0} + \sum P_{kacs} + \sum P_{kbc s} + \sum P_{kacs} + \sum P_{kbs} . \quad (10)$$

Выражение (10) получено в результате декомпозиции сигнала мощности (в данном случае – мощности источника питания) по ортогональным и частотным составляющим. Подобный анализ осуществляется применительно и к другим элементам схемы замещения как линейным, так и нелинейным. Составляющие мощности при этом будут, естественно, разные в зависимости от физической структуры элемента.

Следует отметить, что операции дифференцирования и интегрирования не приводят к изменению спектра гармонических в сигналах мощности: на реактивных элементах меняется соответствующим образом фаза гармонических составляющих сигнала напряжения относительно проходящего через элемент тока. Исходя из отмеченного, нетрудно сделать вывод о том, что гармонический состав мощности на элементах схемы замещения будет включать такие же гармоники, как и в сигнале мощности на выходе источника питания с учётом того, что активной мощности на реактивностях (индуктивностях и ёмкостях) нет.

С. Уравнения энергетического баланса в задачах идентификации

Уравнения энергетического равновесия на элементах схемы замещения имеют такой же вид, как и для источника питания. В итоге получаем для рассмотренного примера (рис. 1) систему уравнений баланса, представленную на рис. 2.

Сумма левых частей – уравнение энергобаланса мощности источника питания и мгновенной мощности элементов схемы замещения. В правых частях – уравнения энергобаланса по отдельным гармоникам мощности на элементах схемы замещения.

Любое идентификационное уравнение из всего комплекса, как справа, так и слева относительно знака равенства гармонической функции соответствующей частоты преобразуется в алгебраическое уравнение без тригонометрических символов. Это обстоятельство значительно упрощает решение задачи определения параметров схемы замещения, так как образовавшаяся таким путём система превращается из системы тригонометрических уравнений в систему нелинейных алгебраических уравнений. Нелинейность системы вызвана тем, что каждое из слагаемых, входящее в любое из идентификационных уравнений, представляет собой мощность – произведение i -го значения известного или неизвестного параметра на j -й параметр (ток, сопротивление, индуктивность и т.д.). Решение системы нелинейных уравнений не является неразрешимой задачей: известно большое число методов, отличающихся своими возможностями и точностью определения [3].

Если известно число гармонических напряжения N и тока M , то общее число уравнений энергетического баланса с учётом того, что произведение периодических сигналов даёт результирующую частоту $K = M+N$, максимальное число гармонических мощности будет равно $K = 2(M+N)+1$. Отдельной составляющей здесь выступает нулевая гармоника – постоянный во времени сигнал.

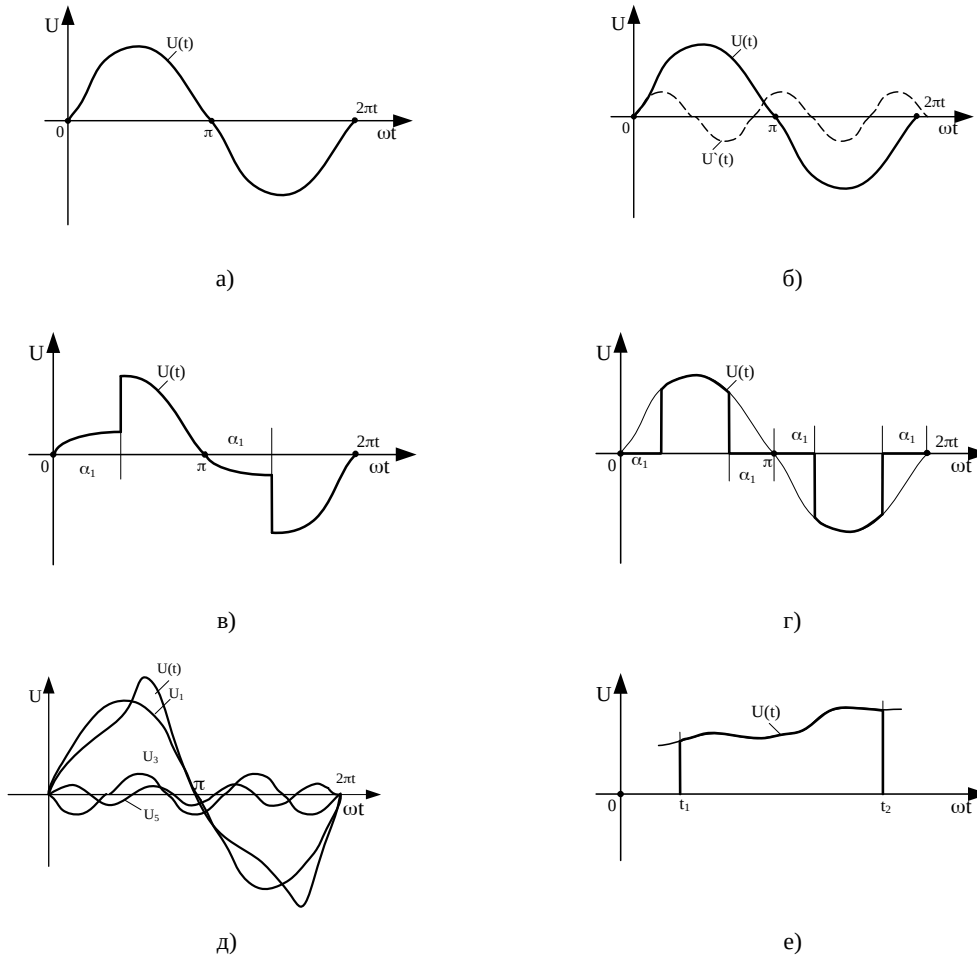


Рис. 3. Виды сигналов входных воздействий:

- а) – периодического сигнала с нелинейными искажениями; б) – с виртуальным периодическим гармоническим сигналом;
- в) – несинусоидального сигнала от специального генератора; г) – сигнала с разложением на заданном промежутке;
- д) – сигнала с заданными значениями амплитуд гармоник напряжения; е) – неперiodического знакопостоянного сигнала, меняющегося во времени

	Уравнения энергобаланса по элементам схемы замещения
$P_s(t)$	$= \Sigma P_{k0s}(t) + \Sigma P_{kas}(t) + \Sigma P_{kbs}(t)$
$P_{R1}(t)$	$= \Sigma P_{k0R1}(t) + \Sigma P_{kaR1}(t) + \Sigma P_{kbR1}(t)$
$P_{R2}(t)$	$= \Sigma P_{k0R2}(t) + \Sigma P_{kaR2}(t) + \Sigma P_{kbR2}(t)$
$P_{L1}(t)$	$= \Sigma P_{k0L1}(t) + \Sigma P_{kaL1}(t) + \Sigma P_{kbL1}(t)$
$P_{L2}(t)$	$= \Sigma P_{k0L2}(t) + \Sigma P_{kaL2}(t) + \Sigma P_{kbL2}(t)$
$P_{L3}(t)$	$= \Sigma P_{k0L3}(t) + \Sigma P_{kaL3}(t) + \Sigma P_{kbL3}(t)$
Общее уравнение энергобаланса	Уравнения энергобаланса по гармоникам мощности

Рис. 2. Система идентификационных уравнений

Стремление получить большую точность неизбежно приводит к увеличению значений N и M , что, в свою очередь, сопровождается ростом числа идентификационных уравнений и к их избыточности.

Этого можно избежать, если учесть, что каждое из идентификационных уравнений соответствует закону сохранения энергии. В этом случае в расчётную

идентификационную систему следует брать такое число уравнений, которое в точности соответствует числу неизвестных, причём постоянную составляющую мощности также следует представлять в форме компонент для каждой из пар одноимённых гармоник напряжения и тока и при расчёте учитывать активную мощность только для тех гармоник, которые входят в расчётную схему идентификационных уравнений. Таким образом, появляется возможность составления нескольких «параллельных» идентификационных систем, что в совокупности позволяет выявить ряд закономерностей при оценке влияния частотных зависимостей для точностных характеристик процесса идентификации параметров. Указанные особенности позволяют исключить негативные последствия избыточности числа идентификационных уравнений при решении практических задач.

Д. Особенности формирования сигналов входных воздействий в задачах идентификации

Одним из важнейших вопросов, касающихся реализации энергетического метода, является получение таких сигналов входного воздействия, при которых

возможно получение значимых гармоник напряжения и тока. Опыт показывает, что даже в сетях электропитания большой мощности напряжения и тока – несинусоидальной, причём сигналы тока, как правило, имеют меньшее значение коэффициента искажения, чем сигналы напряжения. Это вызвано, прежде всего, тем, что потребители в своём составе имеют нелинейные элементы, из-за которых результирующий коэффициент искажения напряжения будет определяться двумя факторами – гармониками напряжения питающей сети и гармоническими компонентами от падения напряжения в сети, вызванного гармониками тока нелинейных элементов потребителя.

Если уровень гармоник искажения незначителен, то ими можно пренебречь и считать напряжение синусоидальным, а ток – несинусоидальным.

Этот случай представляется достаточно интересным в том отношении, что позволяет сделать вывод об источнике нелинейных искажений в структуре потребителя. Такая постановка вопроса заслуживает особого внимания в связи с тем, что решая идентификационную задачу, представляется возможным определить соответствующие параметры нелинейности. Рассматриваемый случай в общей постановке соответствует рис. 3, а возможных сигналов при реализации задачи идентификации энергетическим методом.

Достаточно близким к рассматриваемому случаю является входной сигнал синусоидальной формы (рис. 3, б), а система идентификационных уравнений строится, исходя из предположения введения в цепь источника питания дополнительных ЭДС синусоидальной формы с частотами, кратными частоте сетевого сигнала соответствующей амплитуды. При формировании системы идентификационных уравнений полагают, что токи от источников, введенных в статорную цепь ЭДС, являются неизвестными величинами и входят в систему в качестве неизвестных, так же как и неизвестные параметры схемы замещения. Достаточно детально этот вопрос проанализирован в [1, 5]. Очевидно, что метод базируется на том, что число уравнений энергетического баланса при введении в расчёт определённого числа виртуальных источников растёт быстрее, чем число неизвестных параметров схемы замещения и токов от вводимых в расчётную схему источников. Схема вполне пригодна для идентификации параметров в случае линейных параметров схемы замещения.

Третий случай, представленный на рис. 3, в, реализуется применением специального устройства, искажающего питающее напряжение до такого уровня, когда коэффициент искажения напряжения и тока сравнимы. Количество гармонических в сигналах может быть достаточным или избыточным для построения идентификационной системы. В этом случае следует соблюдать высказанное ранее условие: уравнения энергетического баланса следует выбирать в зависимости от величины амплитуд или действующих значений гармоник мощности несинусоидальных сигналов.

Заслуживает внимания сигнал воздействия, фор-

мируемый с использованием компьютерных технологий (рис. 3, г) возможных сигналов. В этом случае анализируемый сигнал получен из синусоидального сигнала напряжения путём исключения из анализа части его, принимая равным нулю значения исследуемого сигнала на участках $(0 - \alpha_1)$; $(\pi - \alpha_1 - \pi)$; $(\pi + \alpha_1 - \pi)$; $(2\pi - \alpha_1 - 2\pi)$.

Разложение в ряд Фурье модифицированного таким образом сигнала даёт необходимый набор составляющих – виртуальных гармоник напряжения и тока, которые аппроксимируют кривую мгновенной мощности на участках, где сигнал зависимости $U(t)$ определён, т.е. не равен нулю. Можно заметить, что существует множество вариантов получения так называемых псевдогармонических сигналов в зависимости от значений углов α_1 , их симметрии относительно точек, в которых значение $U(t)$ равно нулю и т.д. В этом отношении представляется возможность некоторого произвольного выбора участков, где анализируемая функция не определена.

Эта произвольность, однако, связана с неизбежными погрешностями в определении параметров анализируемой схемы замещения вследствие того, что на участках, где функции тока и напряжения не определены, теряется часть информации о протекающем энергетическом процессе. Стремление увеличить значения углов α_1 связано с получением большего числа весомых гармоник напряжения, тока и мощности, что является существенным положительным фактором. В то же время это приводит к неизбежному увеличению погрешностей в определении искомого параметров. Очевидно, необходим какой-то компромисс, обеспечивающий получение параметров с приемлемыми погрешностями. Достоинством рассматриваемого варианта формирования идентификационных уравнений является то, что не используются дополнительные преобразовательные устройства.

Значительный интерес представляет система формирования сигналов для идентификации параметров путём использования преобразователя частоты, с помощью которого осуществляется реализация нужного числа гармонических компонент заданной амплитуды и частоты (рис. 3, д). Как правило – это 3-4 гармоники питающего напряжения с частотами, кратными частоте основной гармоники. Положительные качества такой системы очевидны, так как задается в форме конкретных значений амплитуда, частота, количество, фазовый сдвиг гармонических компонент без необходимости поиска и устранения малозначущих гармоник напряжения и тока. Детально этот вопрос рассмотрен [1, 5, 6, 10]. Недостаток рассматриваемого варианта заключается в необходимости использования дорогостоящего оборудования – преобразователя частоты, мощность которого сравнима с мощностью двигателя, параметры которого идентифицируются.

Для рассматриваемых целей возможно использование систем, где идентифицируемый объект (асинхронный двигатель) при осуществлении процедуры идентификации подключается к источнику питания, напряжение на котором знака не меняет (рис. 3, е).

К таким схемным решениям относятся устройства питания обмоток статора от накопителей энергии – емкостных или электромеханических.

В первом случае емкостной накопитель заряжается от выпрямительного регулируемого устройства, а затем подключается к статорным обмоткам двигателя. В процессе разряда накопителя изменяется напряжение на нем, а также ток, проходящий по системе обмоток двигателя.

Меняющиеся параметры измеряются с помощью классической схемы: датчики напряжения и тока, аналогово-цифровой преобразователь, вычислительное устройство. Интервал времени от включения накопителя на двигатель до полного разряда разбивается на участки, на которых осуществляется разложение в ряд Фурье двух измеренных сигналов в соответствии с известным подходом к определению коэффициентов ряда Фурье для сигналов, заданных в цифровой форме [1]. Полученные таким образом коэффициенты рядов Фурье переводятся в формат идентификационных уравнений, решаемых известными способами. Особенность в том, что анализируются сигналы не периодические, а знакопостоянные, что не противоречит теории рядов.

Е. Эффективность применения энергетического метода в задачах идентификации

Для оценки эффективности проведем сравнение энергетического метода с методами на базе эквивалентных сопротивлений схемы замещения, уравнений баланса активной и реактивной мощностей, канонических составляющих мгновенной мощности при идентификации электромагнитных параметров (ЭМП) АД серии 4АП100L4. Схема замещения асинхронного двигателя представляется первичной цепью, контуром намагничивания и вторичной цепью (рис. 4).

Учёт потерь в стали достигается введением в контур намагничивания активного сопротивления, которое нелинейно зависит от частоты тока [1, 5, 10]:

$$R_{\mu}(\nu) = R_{\mu} \nu^{\alpha}, \quad (12)$$

где R_{μ} сопротивление контура намагничивания при номинальной частоте; ν – относительная частота; α – постоянный коэффициент, зависящий от состояния пакета стали.

Для синусоидальных сигналов коэффициент α изменяется в диапазоне $1,3 \div 1,6$; при питании асинхронного двигателя от источника полигармонического напряжения коэффициент α выбирается в пределах $1,4 \div 1,8$. Это связано с тем, что потери в стали возрастают за счёт дополнительных потерь, обусловленных высшими гармониками.

Сопротивление вторичного контура зависит от эффекта вытеснения и может быть представлено зависимостью:

$$R_2'(\nu, \beta) = R_{20}'(1 + \beta \nu^2) / s_{\nu} \quad (13)$$

где R_{20}' сопротивление ротора при частоте равной нулю; β – коэффициент, определяющий влияние эффекта вытеснения;

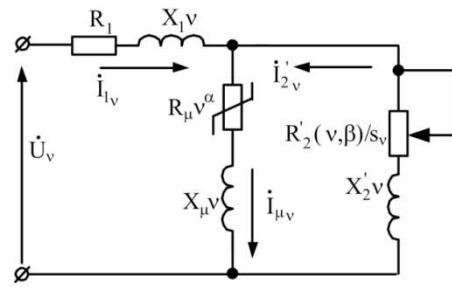


Рис. 4. Т-образная схема замещения асинхронного двигателя

$s_{\nu} = 1 \pm (1 - s_1) / \nu$ – скольжение двигателя на ν -ой гармонике, зависящее от частоты;

s_1 – скольжение двигателя на первой гармонике

Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя производится в режиме неподвижного ротора, т.е. при $s_{\nu} = s_1 = 1,0$.

Для реализации первого метода составляющие полного комплексного сопротивления на каждой гармонике выражаются в виде зависимостей [1, 2]:

– вещественная часть полного сопротивления

$$R_{\Sigma}(\nu) = R_1 + \frac{R_{\mu}(\nu) R_2'(\nu, \beta) + (R_{\mu}(\nu))^2 R_2'(\nu, \beta) + \rightarrow}{(R_2'(\nu, \beta) + R_{\mu}(\nu))^2 + \rightarrow} \quad (14)$$

$$\rightarrow \frac{+ \nu^2 R_{\mu}(\nu) X_2'^2 + \nu^2 R_2'(\nu, \beta) X_{\mu}^2}{+ (\nu X_2' + \nu X_{\mu})^2};$$

– мнимая часть полного сопротивления

$$X_{\Sigma}(\nu) = \nu X_1 + \frac{\nu^2 (R_{\mu}(\nu))^2 X_2' + \rightarrow}{(R_2'(\nu, \beta) + R_{\mu}(\nu))^2 + \rightarrow} \quad (15)$$

$$\rightarrow \frac{+ (R_2'(\nu, \beta))^2 X_{\mu} + \nu^3 X_{\mu} X_2'^2 + \nu^3 X_{\mu}^2 X_2'}{+ (\nu X_2' + \nu X_{\mu})^2}.$$

При составлении системы уравнений идентификации параметров для каждой анализируемой гармонике составляются по два уравнения для вещественной и мнимой частей. Для анализируемой схемы замещения число неизвестных равно $N = 6$ (сопротивление статора R_1 , индуктивное сопротивление рассеяния статора X_1 ; индуктивное сопротивление рассеяния ротора X_2 ; сопротивление ротора R_2 ; активное R_{μ} и индуктивное X_{μ} сопротивления контура намагничивания). Количество анализируемых гармоник при N неизвестных из условия $2G = N$ должно быть равно $G = N / 2$.

Второй метод основан на уравнениях баланса активной и реактивной мощностей, а также на анализе схемы замещения по уравнениям Кирхгофа (6).

Количество анализируемых гармоник при 12 неизвестных параметрах (добавляются ещё 6 неизвестных параметров – ортогональные составляющие тока ротора, тока и напряжения контура намагничивания) должно составлять $G = N / 3$.

Существенно более широкие возможности для определения параметров дают уравнения баланса составляющих гармоник мгновенной мощности.

$$\begin{aligned}
 U_{1v} I_{1av} &= (I_{1av}^2 + I_{1bv}^2) R_1 + (I_{\mu av}^2 + I_{\mu bv}^2) R_{\mu}(\nu) + \\
 &+ (I_{2av}^2 + I_{2bv}^2) R_2'(\nu, \beta); \\
 U_{1v} I_{1bv} &= (I_{1av}^2 + I_{1bv}^2) X_1 + (I_{\mu av}^2 + I_{\mu bv}^2) X_{\mu} + \\
 &+ (I_{2av}^2 + I_{2bv}^2) X_2'; \\
 I_{1av} &= I_{\mu av} + I_{2av}; \quad I_{1bv} = I_{\mu bv} + I_{2bv}; \\
 U_{\mu bv} &= I_{1bv} R_1 - I_{1av} \nu X_1; \\
 U_{\mu bv} &= I_{\mu bv} R_{\mu}(t) - I_{\mu av} \nu X_{\mu}; \\
 U_{\mu bv} &= I_{2bv} R_2'(\nu, \beta) - I_{2av} \nu X_2'; \\
 U_{\mu av} &= U_{1v} - (I_{1av} R_1 + I_{1bv} \nu X_1); \\
 U_{\mu av} &= I_{2av} R_2'(\nu, \beta) - I_{2bv} \nu X_2'.
 \end{aligned} \tag{16}$$

Принцип суперпозиции для мощностей позволяет проводить анализ как для линейных, так и для нелинейных цепей. Методы на основе эквивалентных сопротивлений схемы замещения и балансе активной и реактивной мощностей применимы только для анализа линейных цепей.

В соответствии с выше изложенным, для определения параметров схемы замещения асинхронного двигателя составляется система уравнений энергетического баланса составляющих гармоник мгновенной мощности на источнике питания и элементах схемы замещения:

$$\begin{cases}
 P_{0\Sigma} = P_{0R_1} + P_{0R_2} + P_{0R_2'}; \\
 P_{ka\Sigma} = P_{kaR_1} + P_{kaR_2} + P_{kaR_2'} + P_{kaL_1} + P_{kaL_1'} + P_{kaL_2'}; \\
 P_{kb\Sigma} = P_{kbR_1} + P_{kbR_2} + P_{kbR_2'} + P_{kbL_1} + P_{kbL_1'} + P_{kbL_2'}.
 \end{cases} \tag{17}$$

Такой подход к составлению уравнений для идентификации параметров дает возможность ограничиться числом гармоник $G = (N - 1) / 2$.

Ошибки идентификации ЭМП при использовании указанных методов сведены в табл. 2. При определении ЭМП сигнал напряжения и тока анализировались на интервале повторяемости, т.е. при $T = 0,02$ с.

Анализ полученных результатов показывает, что наименьшая ошибка при определении ЭМП АД наблюдается при использовании энергетического метода и не превышает 5%. Адекватность методов определения ЭМП АД определяется путём сравнения экспериментальных и расчётных кривых тока статора.

Степень совпадения оценивалась по коэффициенту детерминации:

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{j=1}^{X-1} (I_j - I_{sr})^2}{\sum_{j=1}^{X-1} (I_j - I_{ras}(j\Delta t))^2}, \tag{18}$$

где X – количество точек на рассматриваемом участке экспериментальной кривой; I_j – j -е значение экспериментальной кривой тока; $I_{ras}(j\Delta t)$ – i -е значение расчётной кривой тока; $I_{sr} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} I_i$ – среднее арифметическое значение экспериментальной кривой.

Г. Возможности применения энергетического метода идентификации параметров в электромеханических комплексах

Энергетический метод может быть использован в задачах идентификации параметров не только в элек-

тротомеханических, но и в системах другой физической природы: механических, гидравлических, пневматических и т.п., где исходные сигналы (электромагнитный момент и частота вращения, напор и расход перекачиваемой жидкости, давление и подача сжатого воздуха), формирующие мощность, могут иметь сложный характер изменения во времени. В качестве примера рассмотрим применение энергетического метода в задачах идентификации параметров электрогидравлического комплекса (ЭГК) при развитии нелинейных гидродинамических процессов в трубопроводе [12–14]. Схема замещения простейшего ЭГК, содержащая преобразователь частоты, асинхронный двигатель, насос, запорно-регулирующую арматуру, трубопровод и потребителя, приведена на рис. 5.

На схеме приняты следующие обозначения: $H_0 \nu^2$ – гидравлический источник энергии; R_p – гидравлическое сопротивление насоса, c/m^2 ; $\nu = \omega_i / \omega_n$ – относительная частота вращения рабочего колеса насоса; ω_i , ω_n – текущее и номинальное значения угловой частоты вращения НА, соответственно, c^{-1} .

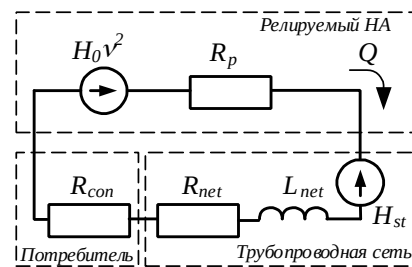


Рис. 5 Эквивалентная электрическая схема замещения ЭГК

Для приведенной схемы замещения ЭГК справедливо уравнение энергобаланса:

$$p_s(t) = \Delta p_p(t) + \Delta p_{net\Sigma}(t) + \Delta p_{st}(t) + p_{con}(t), \tag{19}$$

где $\Delta p_{net\Sigma}(t) = \Delta p_{Rnet}(t) + \Delta p_{Lnet}(t) + \Delta p_{Cnet}(t)$ – суммарные потери мощности на участке трубопровода.

Мощность на выходе источника гидравлического питания (насоса) имеет вид:

$$p_s(t) = H_0 \nu^2 Q_p(t), \tag{20}$$

$$\begin{aligned}
 Q_p(t) &= Q_0 + \sum_{l=1}^L Q_l \cos(\Omega t - \gamma_l) = \\
 &= Q_0 + \sum_{l=1}^L Q_{la} \cos(\Omega t) + \sum_{l=1}^L Q_{lb} \sin(\Omega t)
 \end{aligned}$$

– сигнал расхода; l, L – номер и число гармоник сигнала расхода, соответственно; Q_0, Q_l – амплитудные значения постоянной и переменной составляющих сигнала расхода, соответственно; $Q_{lb} = Q_l \cos(\gamma)$, $Q_{la} = Q_l \sin(\gamma)$ – ортогональные косинусная и синусная составляющие сигнала расхода, соответственно; Ω – круговая частота сигнала расхода; γ – угол сдвига фазы сигнала расхода относительно начала координат.

Использование рядов Фурье, позволяет представить выражение (20) тригонометрической зависимостью вида:

Табл. 2. Результаты определения электромагнитных параметров АД серии 4АП100L4В3 с использованием разных методов

		ЭМП АД					R ²
		R ₁ , Ом	R' ₂ , Ом	L ₁ , Гн	L _μ , Гн	L' ₂ , Гн	
1	Каталожные данные	1,35	1,39	0,0068	0,25	0,0067	
Ошибка определения ЭМП, %							
2	регламентированный ДСТУ 7217-87	–	1,94	36,866	29,7	7,164	0,777
3	с использованием уравнений баланса активной и реактивной мощностей	–	0,719	7,353	12,0	8,955	0,943
4	с использованием уравнений баланса канонических составляющих гармоник мгновенной мощности	–	0,36	1,471	3,6	14,925	0,964
5	с использованием уравнений баланса гармоник мгновенной мощности отдельно по постоянным, каноническим и неканоническим составляющим	–	1,439	2,941	2,0	1,493	0,998

$$p_s(t) = H_0 v^2 Q_p(t) = H_0 v^2 \left(Q_0 + \sum_{l=1}^L Q_{la} \cos(\Omega t) + \sum_{l=1}^L Q_{lb} \sin(\Omega t) \right) = (21)$$

$$= P_{s0}(t) + \sum_{r=1}^R P_{rsa} \cos(\Omega_r t) + \sum_{r=1}^R P_{rsb} \sin(\Omega_r t),$$

где r, R – номер и число гармоник сигнала гидравлической мощности источника, соответственно; P_{s0}, P_{rsa}, P_{rsb} – амплитудные значения постоянной и ортогональных косинусной и синусной составляющих сигнала гидравлической мощности источника, соответственно; Ω_r – круговая частота сигнала гидравлической мощности источника гидравлического питания.

Ниже приведен ряд выражений для сигналов мощностей элементов рассмотренной схемы замещения. Потери мощности на активном сопротивлении насоса:

$$\Delta p_p(t) = R_p Q_p^3(t). \quad (22)$$

Аналогичным образом могут быть представлены потери мощности на:

активном сопротивлении участка трубопровода

$$\Delta p_{R_{net}}(t) = R_{net} Q_{net}^3(t); \quad (24)$$

индуктивном сопротивлении участка трубопровода

$$\Delta p_{L_{net}}(t) = L_{net} Q_{net}(t) d(Q_{net}(t)/dt); \quad (25)$$

емкостном сопротивлении участка трубопровода

$$\Delta p_{C_{net}}(t) = \frac{Q_{net}(t)}{C_{net}} \int_0^T Q_{net}(t) dt. \quad (26)$$

Гидравлическая мощность у потребителя (в конечной точке трубопроводной сети):

$$p_{con}(t) = R_{con} Q_{con}^3(t). \quad (27)$$

Гармонический анализ составляющих мощности, входящих в (19), позволил перейти к уравнениям энергобаланса для отдельных компонент гидравлической мощности между источником и элементами ЭГК:

$$\begin{aligned} P_{s0} &= \Delta P_{st0} + \Delta P_{R_{\Sigma}0} + \Delta P_{L_{net}0} + \Delta P_{C_{net}0} + P_{con0}; \\ P_{s1a} &= \Delta P_{st1a} + \Delta P_{R_{\Sigma}1a} + \Delta P_{L_{net}1a} + \Delta P_{C_{net}1a} + P_{con1a}; \\ P_{s1b} &= \Delta P_{st1b} + \Delta P_{R_{\Sigma}1b} + \Delta P_{L_{net}1b} + \Delta P_{C_{net}1b} + P_{con1b}; \\ P_{rsa} &= \Delta P_{rsta} + \Delta P_{rR_{\Sigma}a} + \Delta P_{rL_{net}a} + \Delta P_{rC_{net}a} + P_{rcona}; \\ P_{rsb} &= \Delta P_{rstb} + \Delta P_{rR_{\Sigma}b} + \Delta P_{rL_{net}b} + \Delta P_{rC_{net}b} + P_{rconb}, \end{aligned} \quad (28)$$

где индексу «0» соответствуют постоянные составляющие мощности, индексам «a», «b» – косинусные и синусные компоненты, соответственно; $\Delta P_{R_{\Sigma}}$, $\Delta P_{L_{net}}$, $\Delta P_{C_{net}}$ – амплитудные значения потерь гидравлической мощности на суммарном активном сопротивлении $R_{\Sigma} = R_p + R_{net}$, на индуктивном и емкостном сопротивлениях участка гидросети, соответственно; ΔP_{st} – амплитудное значение потерь гидравлической мощности, расходуемой на преодоление статического сопротивления; P_{con} – амплитудное значение гидравлической мощности у потребителя.

Для нахождения n неизвестных параметров ЭГК (активных гидравлических сопротивлений насоса, трубопровода и потребителя, индуктивных и емкостных сопротивлений участков гидросети) необходимо использовать n -ое количество идентификационных уравнений системы (28), которые отображают картину энергобаланса между наиболее весомыми составляющими мощности в силовом канале ЭГК.

В реальных условиях активные сопротивления

насоса, трубопровода и потребителя зависят от изменения производительности в гидросистеме [14]. Определение активных сопротивлений на каждом из элементов ЭГК приводит к увеличению количества неизвестных параметров схемы замещения и росту составляющих, входящих в систему (19).

Выводы. Показано, что энергетический метод идентификации параметров с использованием полных уравнений баланса мгновенной мощности применим для анализа как линейных, так и нелинейных электрических, механических, электромеханических, гидравлических и др. систем.

При этом, в основе уравнений баланса мощностей должно лежать равенство мощности источника полигармонического напряжения сумме мощностей всех элементов электрической системы. Выражение для мгновенной мощности любого элемента схемы замещения определяется произведением ортогональных составляющих исходных сигналов (напряжения и тока, напора и расхода, частоты вращения и электромагнитного момента) и включает сложные зависимости для нелинейных элементов.

Уравнения баланса мощностей позволяют получить необходимое число идентификационных уравнений для определения электромагнитных параметров электродвигателей. Составление идентификационных уравнений с использованием составляющих мощности канонического и неканонического порядка расширяет возможности энергетического метода. Установлено, что эффективность метода при оценивании электромагнитных параметров электрических машин существенно зависит от уровней гармоник в сигналах напряжения и тока, определяющих мгновенную мощность.

Список литературы

1. Загирняк М. В., Родькин Д. И., Черный А. П., Ромашихин Ю. В. *Энергетический метод идентификации параметров асинхронных двигателей*. Кременчук: ЧП Щербатых А.В., 2013. 164 с.
2. Родькин Д. И., Ромашихин Ю. В. Возможность и эффективность метода энергодиагностики в идентификационных задачах. *Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки)*. Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2007, Тематичний вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». С. 507 – 512.
3. Родькин Д. И. Баланс составляющих мгновенной мощности полигармонических сигналов. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету ім. М.Остроградського*. Кременчук: КДПУ, 2007, Ч. 1, Вип. 3 (44). С. 66 – 71.
4. Родькин Д. И., Бялобржеский А. В., Ломонос А. И. Показатели энергопроцессов в сети с полигармоническим напряжением и током. *Електротехніка*. Москва: АО «Фирма Знак». 2004, №6. С. 37 – 47.
5. Ромашихин Ю. В., Родькин Д. И., Калинов А. П. Энергетический метод идентификации параметров асинхронных двигателей. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету ім. М. Остроградського*. Кременчук: КДПУ, 2007, Ч. 2, Вип. 3 (44). С. 130 – 136.
6. Родькин Д. И., Ромашихин Ю. В. Идентификация параметров асинхронных двигателей с псевдополигармоническим воздействием. *Електроприводи переменного тока: Труды междунар. науч. техн. конф. 12 – 16 марта 2012*. Екатеринбург: УрФУ, 2012. С. 67 – 71.
7. Родькин Д. И. Декомпозиция составляющих мощности полигармонических сигналов. *Електротехніка*. Москва: АО «Фирма Знак». 2003, № 6. С. 34 – 37.
8. Калинов А. П., Лейко В. В., Родькин Д. И. Спектральный ана-

лиз мгновенной мощности в сети с полигармоническим напряжением и током. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету*. Кременчук: КДПУ, 2006, Ч. 2, № 3 (38). С. 59 – 72.

9. Родькин Д. И. Оценка составляющих мгновенной мощности полигармонических сигналов. *Електроінформ*. Львів: ЕКО-інформ. 2003, №3. С. 13 – 15.
10. Загирняк М. В., Родькин Д. И., Коренькова Т. В. Оценка процессов энергопреобразования с использованием составляющих мгновенной мощности. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук: КрНУ. 2013. Вип. 1 (21). С. 8 – 21.
11. Загирняк М. В., Родькин Д. И., Коренькова Т. В. Анализ процессов преобразования энергии в электромеханическом комплексе. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук: КрНУ. 2012. Вип. 3 (19). С. 30 – 36.
12. Родькин Д. И., Калинов А. П., Ромашихин Ю. В. Эффективность метода энергодиагностики параметров двигателей переменного тока. *Електроприводи переменного тока: Труды Междунар. четырнадцатой науч.-техн. конф. 13-16 марта 2007*. Екатеринбург: Издательство УМЦ УПИ, 2007. С. 273 – 278.
13. Родькин Д. И., Коренькова Т. В. Энергетический метод анализа управляемости электромеханических систем. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук: КДУ. 2010, Вип. 2 (10). С. 8 – 16.
14. Zagirnyak M., Kovalchuk V., Korenkova T. Harmonic analysis of power in an electrohydraulic complex with nonlinear processes in the pipeline system. *Proceedings of the International Conference on Intelligent Energy and Power System*. Kyiv, 2016. pp. 143 – 148.

References (transliterated)

1. Zagirnyak M. V, Rodkin D. I., Chornyi O. P., Romashikhin Yu. V. *Energeticheskiy metod identifikatsii parametrov asinkhronnykh dvigateley* [Energy method for identification of parameters of asynchronous motors]. Kremenchug: PE Shcherbatykh AV, 2013. 164 p.
2. Rod'kin D. I., Romashihin YU. V. *Vozmozhnost' i effektivnost' metoda mgnovЕННОj moshchnosti v identifikacionnykh zadachah* [Possibility and efficiency of the instantaneous power method in identification problems]. *Zbirnyk naukovykh prats Dniprodzerzhynskoho derzhavnotekhnichnoho universytetu (tekhnicni nauky)*. [Collection of scholarly papers of Dneprodzerzhynsky State Technical University (Technical Sciences)]. Dniprodzerzhynsk: DDTU, 2007, Tematychnyi vyp. «Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriia i praktyka». pp. 3507 – 512.
3. Rodkin D. I. Balans sostavlyayushchikh mgnovЕННОj moshchnosti poligarmonicheskikh signalov [The balance of the components of the instantaneous power of polyharmonic signals]. *Visnyk Kremenchutskoho derzhavnoho politekhnichnoho universytetu im. M. Ostrohradskoho* [Bulletin Mykhailo Ostrohradskiy Polytechnic University]. Kremenchuk : KDPU, 2007, Ch. 1, Vyp. 3 (44). pp. 66 – 71.
4. Rod'kin D. I., Byalobrzheskij A. V., Lomonos A. I. Pokazateli energoproцессov v seti s poligarmonicheskim napryazheniem i tokom [Indicators of energy processes in a network with polyharmonic voltage and current]. *Elektrotekhnika* [Electrical Engineering]. Moskva: AO «Firma Знак». 2004, №6. pp. 37 – 47.
5. Romashihin YU. V., Rod'kin D. I., Kalinov A. P. Energeticheskiy metod identifikatsii parametrov asinkhronnykh dvigateley [Energy method for identifying the parameters of asynchronous engines]. *Visnyk Kremenchutskoho derzhavnoho politekhnichnoho universytetu im. M. Ostrohradskoho* [Bulletin Mykhailo Ostrohradskiy Polytechnic University]. Kremenchuk : KDPU, 2007, Ch. 2, Vyp. 3 (44). pp. 130 – 136.
6. Pod'kin D. I., Romashihin YU. V. Identifikatsiya parametrov asinkhronnykh dvigateley s psevdopoligarmonicheskim vozdeystviem [Identification of parameters of asynchronous motors with pseudopolyharmonic influence]. *Elektropryvody peremennogo toka: Trudy mezhdunar. nauch. tekhn. konf. 12 – 16 marta 2012 goda, Ekaterinburg* [AC Drives: Proceedings of the Intern. scientific tech. conf. March 12 - 16, 2012]. Ekaterinburg: UrFU, 2012. pp. 67 – 71.
7. Rod'kin D. I. Dekompozitsiya sostavlyayushchikh moshchnosti poligarmonicheskikh signalov [Decomposition of the power components of polyharmonic signals]. *Elektrotekhnika* [Electrical

- engineering]. Moskva: AO «Firma Znak». 2003, № 6. pp. 34 – 37.
8. Kalinov A. P., Lejko V. V., Rod'kin D. I. Spektral'nyj analiz mgnovennoj moshchnosti v seti s poligarmonicheskim napryazheniem i tokom [Spectral analysis of instantaneous power in a network with polyharmonic voltage and current]. *Visnyk Kremenchut'skoho derzhavnoho politekhnichnoho universytetu* [Bulletin Polytechnic University]. Kremenchuk: KDPU, 2006, Ch. 2, № 3 (38). pp. 59 – 72.
 9. Rodkyn D. Y. Otsenka sostavliayushchykh mhnovennoi moshchnosti polyharmonycheskykh sygnalov [Evaluation of the components of the instantaneous power of polyharmonic signals]. *Elektroinform* [ELEKTROinform]. Lviv: EKOinform. 2003, №3. pp. 13 – 15.
 10. Zagirnyak M. V., Rodkin D. I., Korenkova T. V. Otsenka protsessov energopreobrazovaniya s ispol'zovaniyem sostavlyayushchikh mgnovennoy moshchnosti [Evaluation of energy conversion processes using instantaneous power components]. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy* [Electromechanical and energy saving systems]. Kremenchuk: KrNU. 2013, Vyp. 1 (21). pp. 8 – 21.
 11. Zahyriak M. V., Rodkyn D. Y., Korenkova T. V. Analiz protsessov preobrazovaniya enerhiy v elektromekhanicheskom komplekse [Analysis of energy conversion processes in the electromechanical complex]. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy*. Kremenchuk: KrNU. 2012, Vyp. 3 (19). pp. 30 – 36.
 12. Rod'kin D. I., Kalinov A. P., Romashihin YU. V. Effektivnost' metoda energodiagnostiki parametrov dvigatelej peremennogo toka [The effectiveness of the method of energy diagnostics parameters of AC motors]. *Elektroprivody peremennogo toka: Trudy Mezhdunar. chetyrnadcatoy nauch.-tekhn. konf. 13-16 marta 2007 r., Ekaterinburg* [Alternating current electrical drives: Proceeding of the fourteenth International scientific-technical Conference 13-16 march 2007]. Ekaterinburg: Izdatel'stvo UMC UPI, 2007. pp. 273 – 278.
 13. Rod'kin D. I., Koren'kova T. V. Energeticheskij metod analiza upravlyаемosti elektromekhanicheskikh sistem [Energy analysis method of controllability of electromechanical systems]. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy* [Electromechanical and saving up systems]. Kremenchuk: KSU, 2010, Vyp. 2 (10). pp. 8 – 16.
 14. Zagirnyak M., Kovalchuk V., Korenkova T. Harmonic analysis of power in an electrohydraulic complex with nonlinear processes in the pipeline system. *Proceedings of the International Conference on Intelligent Energy and Power System*. Kyiv, 2016. pp. 143 – 148.

Поступила 01.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Родькін Дмитро Йосипович (Родькин Дмитрий Иосифович, Rodkin Dmitro Iosifovich) – доктор технічних наук, професор, Кременчуцький національний університет ім. Михайла Остроградського, завідувач кафедри систем автоматичного управління і електроприводу; м. Кременчук, Україна; e-mail: viktoriya_kovalch@ukr.net

Коренькова Тетяна Валеріївна (Коренькова Татьяна Валерьевна, Korenkova Tetyana Valeryivna) – кандидат технічних наук, доцент, Кременчуцький національний університет ім. Михайла Остроградського, доцент кафедри систем автоматичного управління і електроприводу; м. Кременчук, Україна; e-mail: tanya74kor@gmail.com

Ковальчук Вікторія Григоріївна (Ковальчук Виктория Григорьевна, Kovalchuk Viktoriia Grigorivna) – Кременчуцький національний університет ім. Михайла Остроградського, асистент кафедри систем автоматичного управління і електроприводу; м. Кременчук, Україна; e-mail: viktoriya_kovalch@ukr.net

А. Е. КАЗУРОВА

СРАВНЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НАБЛЮДАТЕЛЕЙ ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ И НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ

На простом примере рассматривается позиционное управление нелинейной нестационарной неопределённой системой посредством робастного комбинированного компенсатора, состоящего из наблюдателя вектора состояния и неопределённости системы управления и регулятора. Проведено сравнение четырёх типов наблюдателей вектора состояния и неопределённости. В качестве измерения в системе выступает только позиционная координата. Компьютерное моделирование подтвердило работоспособность рассматриваемой системы управления.

Ключевые слова: позиционное управление, робастный комбинированный компенсатор, сравнение, наблюдатель, вектор состояния, неопределённость.

А. Є. КАЗУРОВА

ПОРІВНЯННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СПОСТЕРЕЖНИКІВ ВЕКТОРА СТАНУ ТА НЕВИЗНАЧЕНОСТІ

На простому прикладі розглядається позиційне керування нелінійною нестационарною невизначеною системою за допомогою робастного комбінованого компенсатора, що складається зі спостережника вектора стану та невизначеності системи керування та регулятора. Проведене порівняння чотирьох типів спостережників вектора стану та невизначеності. В якості вимірювання в системі виступає лише позиційна координата. Комп'ютерне моделювання підтвердило працездатність системи керування, що розглядається.

Ключові слова: позиційне керування, робастний комбінований компенсатор, порівняння, спостережник, вектор стану, невизначеність.

A. Y. KAZUROVA

A COMPARISON OF THE DYNAMIC CHARACTERISTICS OF THE STATE VECTOR AND UNCERTAINTY OBSERVERS

On a simple example the position control of a nonlinear nonstationary uncertain system is considered. The uncertainty of the system is the inaccurately known moment of inertia, control and external actions. The robust combined compensator consisting of the state vector and control system uncertainty observer and a regulator is used to control this system. A comparison of the dynamic characteristics of the four type state vector and uncertainty observers: zero order (computer), first order, second order, and also a reduced observer, has been carried out. The first two types estimate only system uncertainty, and for getting information about state vector an asymptotic differentiator of positional coordinates is applied. Only the positional coordinate is used as a measurement in the system. The coefficients of the observers and the regulator were calculated using the standard Butterworth polynomials. The comparable observers use recommendations have been given. Computer simulation has confirmed functionality of the considered control system.

Keywords: positional control, robust combined compensator, comparison, observer, state vector, uncertainty.

Введение. Все системы управления (СУ) в той или иной степени работают в условиях неопределённости. Неопределённости могут быть структурными; параметрическими; координатными (не полностью и не точно известен вектор состояния); экзогенными, определяемыми внешними воздействиями. Указанные факторы негативно влияют на работу СУ и могут привести к потере их работоспособности. Для построения качественной СУ, необходимо знание всего вектора состояния. Однако на практике измерить весь вектор состояния обычно не представляется возможным. В этом случае используют динамические фильтры и наблюдатели. Уравнения движения большинства динамических объектов естественным образом получаются в виде матричных дифференциальных уравнений второго порядка с матричными коэффициентами, обладающими такими полезными свойствами как симметричность, косимметричность, определено и знакоположительность, разреженность. В то же время, вся теория наблюдателей, а также регуляторов приспособлена к описанию СУ в виде матричных дифференциальных уравнений первого порядка в форме Коши.

Поэтому для синтеза и анализа СУ уравнения второго порядка приводят к форме Коши, в результате чего теряются перечисленные выше свойства, а порядок матриц увеличивается в 2 раза. Поэтому была начата разработка теории наблюдателей, представленных в виде дифференциальных уравнений второго порядка [1, 2]. Было выявлено, что наблюдатели второго порядка требуют большего количества измерителей, чем наблюдатели первого порядка. В работе [3] предложено преобразование координат, устраняющее необходимость в дополнительных датчиках. В работах [4, 5] синтезирован редуцированный наблюдатель.

В данной статье на простом примере рассматривается позиционное управление нелинейной нестационарной неопределённой системой с неполной информацией о векторе состояния и сравниваются четыре типа наблюдателей вектора состояния и неопределённости.

Постановка задачи. Пусть объект управления описывается уравнением

$$I\ddot{x} = b \operatorname{sat}(u) + f_1, \quad (1)$$

где x – перемещение;

I – неизвестный момент инерции;
 $\text{sat}(u)$ – управляющее воздействие с ограничением;
 b – коэффициент усиления;
 f_1 – неизвестное внешнее воздействие.
 Будем полагать

$$\begin{aligned} I &= I_0 + I_\delta; \\ b &= b_0 + b_\delta, \end{aligned} \quad (2)$$

где I_0, b_0 – детерминированные части;
 I_δ, b_δ – неизвестные погрешности.
 С учетом (2) уравнение (1) примет вид

$$I_0 \ddot{x} = b_0 \text{sat}(u) + f, \quad (3)$$

где неопределенность

$$f = f_1 - I_\delta \ddot{x} + b_\delta \text{sat}(u). \quad (4)$$

Будем полагать, что f – кусочно дифференцируемая функция времени. С учётом сказанного, неопределённость f будем аппроксимировать системой уравнений

$$\begin{aligned} f &= z_1; \\ \dot{z}_1 &= z_2; \\ \dot{z}_2 &= 0, \end{aligned}$$

откуда можно записать

$$\begin{aligned} f &= z_1; \\ \dot{z}_1 &= 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Управление u считается известным. Измерением является перемещение x , т.е.

$$y = x. \quad (6)$$

В качестве датчика перемещения рассматривается инкрементный датчик, вырабатывающий импульсы приращений сигналов x_Δ . Для получения перемещения эти импульсы суммируют, в результате чего получается релейный ступенчатый сигнал.

В статье ставится задача сравнительного анализа наблюдателей, оценивающих вектор состояния (x, \dot{x}) , ускорение \ddot{x} и неопределённость f , а также управления перемещением по полученной информации.

Основной результат. Информацию о скорости и ускорении можно получить с помощью асимптотического дифференциатора, который описывается уравнением [6]

$$\dot{\hat{r}} = A \hat{r} + L_r (\hat{r}_1 - x), \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} \hat{r} &= \begin{bmatrix} \hat{r}_1 \\ \hat{r}_2 \\ \hat{r}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{\dot{x}} \\ \hat{\ddot{x}} \end{bmatrix}; \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\ L_r &= [l_{r1} \quad l_{r2} \quad l_{r3}]^T \end{aligned}$$

матрица коэффициентов наблюдателя, символом « \wedge » обозначены оценки соответствующих переменных.

При известном \ddot{x} из уравнения (3) можно найти

$$\hat{f} = I_0 \ddot{x} - b_0 \text{sat}(u), \quad (8)$$

где истинное ускорение \ddot{x} заменено его оценкой $\hat{\ddot{x}}$.

В работе [4] синтезирован наблюдатель неопределённости первого порядка, который не требует получения оценки \ddot{x} , в следующем виде:

$$\dot{z} = l_f (\hat{f} + b_0 \text{sat}(u)); \quad \hat{f} = z - l_f I_0 \dot{x}, \quad (9)$$

где \hat{f} – оценка f ;

l_f – коэффициент передачи наблюдателя.

\hat{f} определяется по результату интегрирования первого выражения в (9) и второму выражению в (9).

В работе [3] для оценки вектора состояния и неопределённости синтезирован наблюдатель в виде матричного дифференциального уравнения второго порядка, который для системы (3), (5), (6) имеет вид

$$\begin{aligned} I_0 \ddot{v} - l_v \dot{v} - l_d v - w &= \\ = b_0 \text{sat}(u) - [l_d + l_v^2 I_0^{-1}] x - [l_{zv} + l_d I_0^{-1} l_v] \int_0^t x dt; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\ddot{w} - l_{zv} \dot{v} - l_{zd} v = -[l_{zd} + l_{zv} I_0^{-1} l_v] x - l_{zd} I_0^{-1} l_v \int_0^t x dt, \quad (11)$$

где

$$\hat{x} = v - I_0^{-1} l_v \int_0^t y dt; \quad \dot{\hat{x}} = \dot{v} - I_0^{-1} l_v y; \quad \ddot{\hat{x}} = \ddot{v} - I_0^{-1} l_v \dot{y}; \quad (12)$$

$$\hat{z} = w - l_{zv} \int_0^t y dt; \quad \dot{\hat{z}} = \dot{w} - l_{zv} y; \quad \ddot{\hat{z}} = \ddot{w} - l_{zv} \dot{y},$$

l_v, l_d, l_{zv}, l_{zd} – коэффициенты передачи наблюдателя.

В работах [4, 5] синтезирован редуцированный наблюдатель скорости и неопределённости, который для системы (3), (5), (6) имеет вид

$$\dot{z}_x = b_0 \text{sat}(u) + z_f - l_f x + l_x I_0^{-1} (z_x - l_x x); \quad (13)$$

$$\dot{z}_f = l_f I_0^{-1} (z_x - l_x x),$$

$$\dot{\hat{x}} = I_0^{-1} (z_x - l_x x); \quad \hat{f} = z_f - l_f x, \quad (14)$$

где l_x, l_f – коэффициенты передачи наблюдателя.

Управление перемещением осуществляется посредством робастного комбинированного компенсатора [7], регулятор которого, в соответствии с (3), описывается уравнением

$$u = u_{00} - \hat{f}, \quad (15)$$

где \hat{f} – составляющая, предназначенная для компенсации неопределённости;

u_{00} – часть регулятора, которая формирует вид переходного процесса и записывается в виде

$$u_{00} = -k_1 (x - x_p) - k_2 (\dot{x} - \dot{x}_p) + I_0 \ddot{x}_p. \quad (16)$$

Индекс « p » указывает на программное значение перемещения.

Результаты моделирования. При компьютерном моделировании принимались следующие параметры: $I_0 = 1,17 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, $I = 2I_0$, $b = 0,7$, $b_0 = 1$, $f = 0...262 \text{ Н}\cdot\text{м}$, дискретность инкрементного датчика $0,0174 \text{ рад}$ (1°). Расчет коэффициентов наблюдателей и коэффициентов k_1 , k_2 осуществлялся по стандартным полиномам Баттерворта. Моделировались уравнения (1)÷(4), (15), (16) со следующими наблюдателями: 1 – уравнения (7), (8); 2 – уравнения (7), (9); 3 – уравнения (10)÷(12); 4 – уравнения (13), (14).

На рис. 1, а, 2, а, 3 дано сравнение оценок перемещения, скорости и неопределённости соответственно с их истинными значениями. На рис. 1, б, 2, б представлены укрупненные фрагменты соответствующих переходных процессов. Индексами 1 ÷ 4 обозначены номера наблюдателей, где 1 – наблюдатель нулевого порядка (вычислитель), 2 – первого порядка, 3 – второго порядка, 4 – редуцированный наблюдатель. Процесс состоит из разгона, стабилизации отклонения 20 рад, приложения при $t = 1,5 \text{ с}$ и снятия при $t = 2,5 \text{ с}$ внешнего воздействия, реверса, стабилизации угла -20 рад и торможения до 0 рад.

Как следует из рисунков, несмотря на наличие большой неопределённости в моменте инерции, управляющем и внешнем воздействиях, во всех четырёх случаях осуществляется точная оценка перемещения,

скорости и достаточно точная оценка неопределённости. При оценке неопределённости наблюдаются пульсации, обусловленные спецификой инкрементного датчика. Для формирования законов управления движением могут применяться каждый из исследованных наблюдателей. Для рассмотренной упрощённой задачи, с точки зрения точности управления и объёма вычислений в управляющем процессоре, предпочтение следует отдать четвёртому наблюдателю – редуцированному наблюдателю.

Вывод. Проведено сравнение динамических характеристик четырёх типов наблюдателей вектора состояния и неопределённости: нулевого порядка (вычислителя), первого и второго порядков, а также редуцированного наблюдателя. Входной информацией указанных наблюдателей является только позиционная координата. Первые два типа сочетаются с асимптотическим дифференциатором позиционных координат. Алгоритм первого порядка предпочтителен при точном измерении всех позиционных координат, второго – при их неполном и неточном измерении. Редуцированный наблюдатель по точности оценки скорости не уступает наблюдателю второго порядка, являясь более простым, и превосходит по точности вычислитель и наблюдатель первого порядка за счёт более точной оценки скорости.

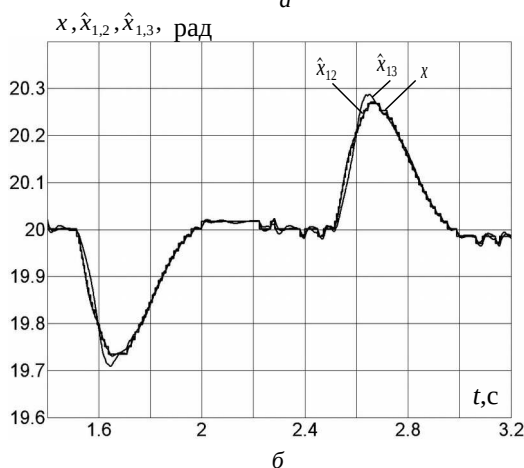
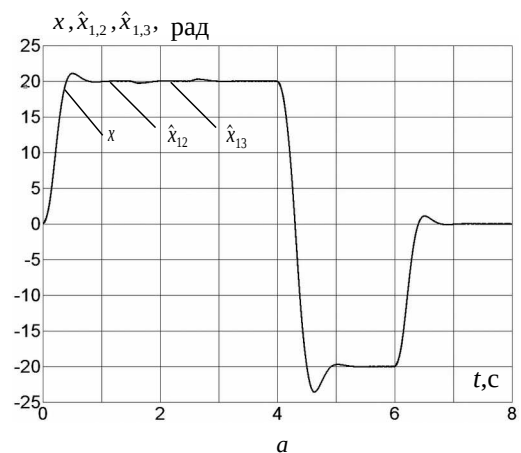


Рис. 1. Графики истинного перемещения и его оценок: (а) весь переходный процесс, (б) укрупненный фрагмент

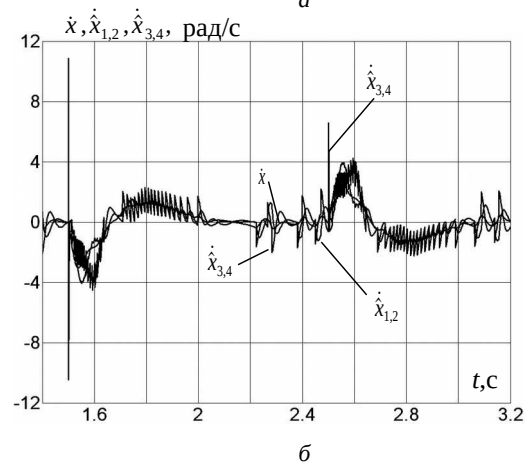
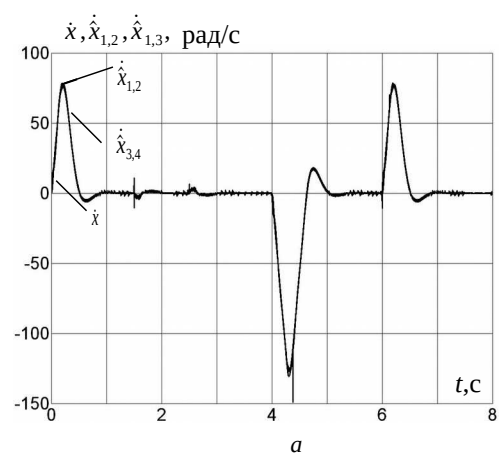


Рис. 2. Графики истинной скорости и ее оценок: (а) весь переходный процесс, (б) укрупненный фрагмент

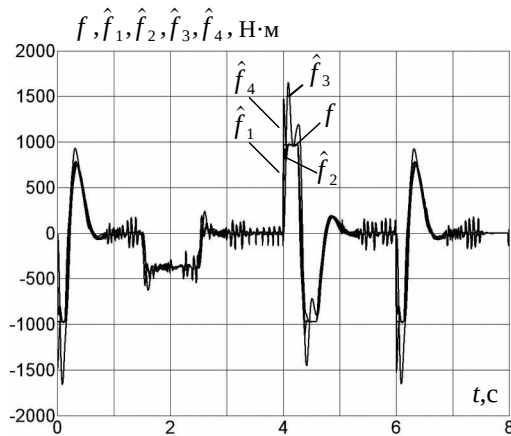


Рис. 3. Графики истинной неопределённости и её оценок

Список литературы

1. Belvin W. K., Park K. C. On the state estimation of structures with second-order observers. *Proceedings of the 30th Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference*. Mobile, 1989. pp. 721 – 727.
2. Juang J. N., Maghami P. G. Robust eigensystem assignment for state estimators using second-order models. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 1992. Vol. 15(4). pp. 920 – 927.
3. Потапенко Е. М. Робастные системы управления с наблюдателями второго порядка. *Автоматика и телемеханика*. Москва: Академиздатцентр «Наука» РАН. 1996, № 2. С. 100 – 107.
4. Потапенко Е. М., Казурова А. Е. Обобщение результатов исследований робастных комбинированных систем управления с наблюдателями вектора неопределённости. *Механіка та машинобудування*. Харків: НТУ «ХПІ». 2008, № 1. С. 223 – 233.
5. Потапенко Е. М., Казурова А. Е. Математические модели трения и методы компенсации его влияния на системы управления. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків: НТУ «ХПІ», 2010, № 28. С. 139 – 140.
6. Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е., Казурова А. Е. Асимптотическое дифференцирование ступенчатых сигналов в задачах управления скоростью и перемещением. *Електромашинобудування та електрообладнання*. Київ: «Техніка», 2006, Вип. 66. С. 286 – 288.
7. Казурова А. Е. Робастное управление неопределенными много-массовыми объектами. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук: КрНУ, 2012, Вип. 3 (19). С. 445 – 447.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Казурова Аліна Євгенівна (Казурова Алина Евгеньевна, Kazurova Alina Yevhenivna) – кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Запорізька політехніка», доцент кафедри електропривода та автоматизації промислових установок; м. Запоріжжя, Україна; e-mail: akazurova@gmail.com

References (transliterated)

1. Belvin W. K., Park K. C. On the state estimation of structures with second-order observers. *Proceedings of the 30th Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference*. Mobile, 1989. pp. 721 – 727.
2. Juang J. N., Maghami P. G. Robust eigensystem assignment for state estimators using second-order models. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*. 1992, vol. 15(4). pp. 920 – 927.
3. Potapenko E. M. *Robastnye sistemy upravleniya s nablyudatelyami vtorogo poriyadka* [Robust control systems with second order observers]. *Avtomatika i Telemekhanika* [Automation and Remote Control]. Moskva: Akademizdatcentr «Nauka» RAN. 1996, № 2. pp. 100 – 107.
4. Potapenko E. M., Kazurova A. E. *Obobshchenie rezul'tatov issledovaniy robastnykh kombinirovannykh sistem upravleniya s nablyudatelyami vektora neopredelennosti* [Summarizing the results of studies of robust combined control systems with uncertainty vector observers]. *Mekhanika ta mashynobuduvannya* [Mechanics and Mechanical Engineering]. Kharkiv: NTU «KhPI». 2008, № 1. pp. 223–233.
5. Potapenko E. M., Kazurova A. E. *Matematicheskie modeli treniya i metody kompensatsii ego vliyaniya na sistemy upravleniya*. [Mathematical models of friction and compensating methods of its influence on control systems]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»* [Bulletin of the National Technical University “KhPI”]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2010, № 28. pp. 139 – 140.
6. Potapenko E. M., Potapenko E. E., Kazurova A. E. *Asimptoticheskoe differentsirovaniye stupenchatykh signalov v zadachah upravleniya skorost'yu i peremeshcheniem*. [Asymptotic differentiation of the step signals in speed and movement control tasks]. *Elektromashynobuduvannya ta elektroobladnannya* [Electrical machine-building and electrical equipment]. Kyiv: Tehnika, 2006, Vyp. 66. pp. 286 – 288.
7. Kazurova A. E. *Robastnoye upravlenie neopredelennymi mnogomassovymi ob'ektami*. [Robust control of uncertain multimass objects]. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy* [Electromechanical and energy saving systems]. Kremenchuk: KrNU, 2012, Vyp. 3 (19). pp. 445 – 447.

Поступила 01.06.2019

В. В. ОСАДЧИЙ, О. С. НАЗАРОВА, М. О. ОЛЕЙНИКОВ

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОЗИЦІЙНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ДВОМАСОВОЇ СИСТЕМИ З ВНУТРІШНІМ СЛІДКУЮЧИМ КОНТУРОМ

Підвищення вимог до швидкодії, точності, плавності, безпеки та енергоємності різноманітних електромеханічних систем обумовлює їх безперервне удосконалення. Метою роботи є розробка та дослідження системи автоматичного керування двомасовим позиційним електроприводом зі слідкуючим одномасовим приводом у внутрішньому контурі. Вирішені такі задачі: розроблено математичну та фізичну моделі слідкуючого та позиційного електроприводів; синтезовано регулятор положення другої маси; розроблено та досліджено ПІД-регулятор.

Ключові слова: двомасова система, позиційний електропривод, ПІД-регулятор, мікроконтролер, математичне моделювання.

В. В. ОСАДЧИЙ, Е. С. НАЗАРОВА, Н. А. ОЛЕЙНИКОВ

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДВУХМАССОВОЙ СИСТЕМЫ С ВНУТРЕННИМ СЛЕДЯЩИМ КОНТУРОМ

Повышение требований к быстродействию, точности, плавности, безопасности и энергоёмкости различных электромеханических систем обуславливает их непрерывное совершенствование. Целью работы является разработка и исследование системы автоматического управления двухмассовым позиционным электроприводом со следящим одномассовым приводом во внутреннем контуре. Решены следующие задачи: разработана математическая и физическая модели следящего и позиционного электроприводов; синтезирован регулятор положения второй массы; разработан и исследован ПИД-регулятор.

Ключевые слова: двухмассовая система, позиционный электропривод, ПИД-регулятор, микроконтроллер, математическое моделирование.

V. V. OSADCHYY, O. S. NAZAROVA, M. O. OLEINIKOV

RESEARCH OF POSITIONAL ELECTRICAL DRIVE OF THE TWO-MASS SYSTEM WITH INTERNAL FOLLOWING CONTOUR

Increasing the requirements for speed, accuracy, smoothness, safety and energy intensity of various electromechanical systems makes them continuous improvement. The purpose of the work is to develop and research the system of automatic control of a two-axle positioned electric motor with a monotone driven motor in the inner circuit. The following tasks were solved: mathematical and physical models of tracking and positioning electric drives were developed; the regulator of the position of the second mass is synthesized; the work of the PID-regulator has been developed and investigated. The use of a single-mass electric follower tracking in the internal contour of a positional two-axle electric motor allows for simpler control of the regulator and reduces the required computational power during simulation due to the presentation of the follower electric drive by the first-order aperiodic link. The simulation model of a positional drive, the adequacy of which is confirmed by physical experiment, is developed, together with the stand, for the study of closed two-mass systems of electric drive of a direct current with microprocessor control. The controller, synthesized by the classical method, has a low practical value due to the complexity of its implementation, which is due to the high order of the polynomial of the numerator of the transfer function. The use of a mathematical model for searching the PID controller coefficients, providing the desired static and dynamic characteristics, reduces the search time and reduces the risk of damage to real equipment during the debugging process.

Keywords: two-mass system, positional electric drive, PID-controller, microcontroller, mathematical modeling.

Введення. У промисловості масово використовуються позиційні приводи [1, 2]. До цього класу відносяться промислові крани, ліфти, металорізальні верстати та інші промислові агрегати. Безпека та якість роботи цих механізмів залежить від швидкодії системи, яка потребує постійного вдосконалення та правильної розробки. Це робить актуальним завдання розробки та оптимізації систем електроприводу виконавчих позиційних механізмів. Цьому сприяє використання в системах автоматичного керування ПІД-регуляторів.

ПІД-регулятор відноситься до найбільш поширеного типу регуляторів [3]. Причиною такої великої популярності являється простота побудови та промислового використання, ясність функціонування та придатність для вирішення більшості практичних задач. Тому актуальною задачею є знаходження параметрів ПІД-регулятора, що забезпечать бажані статичні та динамічні характеристики для заданої системи. Особливу роль в цьому відіграє математичне моделювання, адже воно дозволяє детальніше дослідити об'єкт,

процеси, що в ньому протікають, та знайти необхідні коефіцієнти регуляторів, заощаджуючи при цьому, час та витрати на фізичні експерименти.

Мета роботи. Розробка та дослідження системи автоматичного керування двомасовим позиційним електроприводом зі слідкуючим одномасовим приводом у внутрішньому контурі. Для досягнення поставленої мети були вирішені такі задачі: розробка математичної та фізичної моделі слідкуючого та позиційного електроприводів; синтез регулятора положення другої маси; розробка та дослідження роботи ПІД-регулятора.

Матеріали і результати дослідження. Позиційною системою (ПС) називається замкнута по положенню система керування електроприводом, що призначена для переведення початково-нерухомого виконавчого органу робочого механізму із деякого початкового положення в задане, із зупинкою в кінці переміщення [4].

Традиційно ПС будується на основі триконтурної системи регулювання із зовнішнім контуром положення

ня і внутрішніми контурами швидкості та струму. Основними вимогами, що пред'являються до позиційних електроприводів, є: точність позиціонування, яка, зазвичай, визначається як смуга відстаней по обидві сторони від заданої позиції, в якій повинен бути зупинений виконавчий орган; стабільність, що оцінюється як повторюваність результатів точності при багаторазовому відпрацюванні одного і того ж заданого переміщення; продуктивність, яка визначається часом відпрацювання заданого переміщення і часом позиціонування; економічність, що визначається мінімумом капітальних і експлуатаційних витрат [5].

Схема підпорядкованого регулювання широко використовується, в першу чергу, в позиційних електроприводах. Її перевагою є автоматизація процесу відпрацювання великих переміщень або кутів повороту вихідної ланки двигуна, що поєднується з простотою налаштування максимальної швидкості та прискорення. З метою спрощення схеми керування позиційним електроприводом, зазвичай, замість регулятора прискорення застосовують регулятор струму якоря, що відносно легко вимірюється і є, в певних умовах, близьким аналогом прискорення [6].

Якщо регулювання частоти обертання двигуна постійного струму повинно виконуватися з підвищеною точністю, наприклад в реверсивних позиційних електроприводах, застосування мікропроцесорів може виявитися особливо ефективним. Фактична частота обертання або відразу перетворюється в частотозалежний сигнал (наприклад, за допомогою датчика імпульсів), або вимірюється тахогенератором і перетворюється аналого-цифровим перетворювачем в цифровий сигнал. Струм якоря вимірюється в аналоговій формі і потім перетворюється в цифровий код. За допомогою мікропроцесора можна розрахувати для кожної тривалості імпульсу середнє значення постійного струму і швидкість зростання струму в ланцюзі якоря, амплітудні значення струму можуть бути записані в пам'ять. У функції цих величин обчислюються керуючі імпульси для перетворювача. Синхронізуюча напруга отримується безпосередньо від мережі живлення за допомогою фільтра або ж мікропроцесор за заздалегідь складеною таблицею, що зберігається в його запам'ятовуючому пристрої, обчислює значення періодичного сигналу, напруга, частота і фаза якого порівнюються з напругою, частотою і фазою мережі. При цьому деформація напруги мережі вже не впливає на роботу перетворювача.

Для досліджень використовувався стенд (рис. 1), що був створений раніше [7].

Опис характеристик та функцій компонентів стенду: 1 – мікроконтролер, реалізований на базі мікропроцесору ADuC841; 2 – двигун постійного струму LEGO NXT, оснащений інтегрованим редуктором і інкрементним енкодером; 3 – понижувальний редуктор з передавальним відношенням 1:3; 4 – пружинний елемент – металева кручена пружина, що створює коливання в двомасовій системі; 5 – чотири вентилятора, що являють собою момент опору; 6 – виконавчий механізм, представлений металевою пластиною, що має

отвори для болтів M10; 7 – інкрементний енкодер другої маси.; 8 – плата аналогового вводу-виводу PCI-1711U; 9 – блок індикації – пристрій відображення даних, що складається з двох семисегментних індикаторів і LCD монітора, що має поле 16×2 символів; 10 – плата керування вентиляторами; 11 – потенціометр, яким подається сигнал завдання по положенню φ_2 за допомогою АЦП.

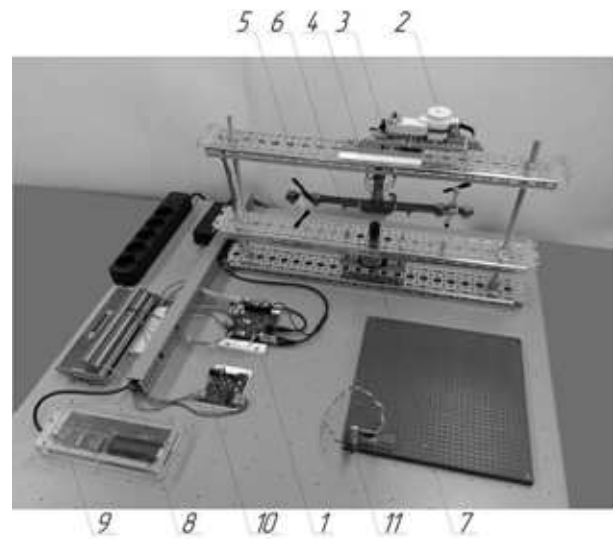


Рис. 1. Фото лабораторного стенду

В залежності від алгоритму керування системи автоматичного керування можна поділити на три категорії: розімкнуті, замкнуті та комбіновані [8]. Керування розімкненою системою здійснюється без контролю результату, тобто без зворотного зв'язку. В замкнутих системах керуючий вплив здійснюється навпаки, в безпосередній залежності від керованої величини. Комбіновані системи являють собою сукупність двох систем.

Для повороту другої маси на заданий кут була розроблена замкнута система керування по відхиленню, де перша маса керується слідкуючим приводом, а друга маса – позиційним. Головною особливістю слідкуючої системи являється можливість відпрацювання невідомого змінного вхідного сигналу, на відміну від позиційної системи, котра рухається по заданій, раніше відомій траєкторії. Тому задачею позиційної системи є формування змінного впливу, що задається, який забезпечить поворот другої маси на заданий кут. Цей вплив подається на вхід слідкуючої системи і відпрацьовується першою масою з урахуванням впливу, який збурює, що обумовлено пружними властивостями пружини, яка з'єднує вихідний вал двигуна і виконавчий механізм. Структурна схема системи наведена на рис. 2.

Слідкуюча система першої маси дозволяє, із заданою точністю і швидкодією, відпрацьовувати змінну дію, що задається, яким є кут повороту двигуна. Необхідні точність і швидкодія приводу досягаються за рахунок програмної реалізації системи управління на базі мікроконтролера ADuC841, а також наявністю від'ємного зворотного зв'язку по куту повороту. Була використана мова програмування С.

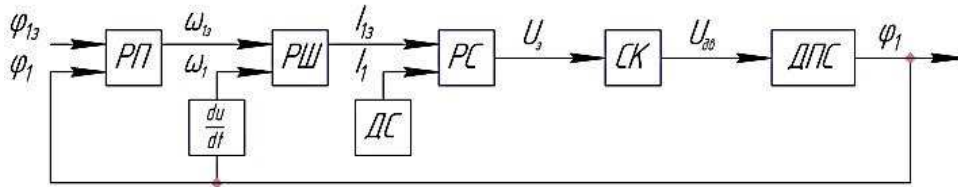


Рис. 2. Структурна схема слідкуючого електропривода

РП – регулятор положення; РШ – регулятор швидкості; РС – регулятор струму; ДС – давач струму; СК – силовий комутатор; ДПС – двигун постійного струму LEGO NXT.

Синтез регулятора двомасової системи позиційного електроприводу. Рух двомасової системи представлений таким рівнянням [8]:

$$M_{12} - M_c = J_2 \frac{d\omega_2}{dt} \quad (1)$$

де M_{12} – пружний момент; M_c – момент опору; $J_2 = 0,0032432$ – момент інерції другої маси [8]; ω_2 – кутова швидкість другої маси.

У свою чергу $\omega_2 = \frac{d\varphi_2}{dt}$, значить $\frac{d\omega_2}{dt} = \frac{d^2\varphi_2}{dt^2}$.

Пружний момент представлений наступною формулою:

$$M_{12} = c(\varphi_1 - \varphi_2), \quad (2)$$

де c – жорсткість пружної ланки; φ_1, φ_2 – кути повороту першої та другої мас.

Далі, представивши формулу (1) з урахуванням формули (2), отримується:

$$\begin{aligned} c(\varphi_1 - \varphi_2) - M_c &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}, \\ c(\varphi_1 - \varphi_2) - M_c &= J_2 \frac{d^2\varphi_2}{dt^2}, \\ \frac{c\Delta\varphi - M_c}{J_2} &= \frac{d^2\varphi_2}{dt^2}. \end{aligned} \quad (3)$$

Дослідним шляхом були розраховані коефіцієнти в'язкого тертя $K_{в.тер.}$ та жорсткості пружної ланки c . Визначення коефіцієнта жорсткості здійснювалося шляхом знаходження періоду коливань другої маси φ_2 при повороті першої маси φ_1 на відомий кут.

По графіку був визначений період T коливань другої маси φ_2 . Далі була використана формула періоду крутильних коливань: [9]

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{J_2}{c}}. \quad (4)$$

Знаючи момент інерції та період, була визначена жорсткість пружної ланки $c = 0,008$.

Визначення коефіцієнту в'язкого тертя здійснювалося шляхом моделювання затухання аналогічного тому, який був знятий на фізичному об'єкті.

$$K_{в.тер.} = 0,0002.$$

Для створення математичної моделі двомасової системи позиційного приводу була використана знайдена в попередній роботі передавальна функція аперіодичної ланки 1 порядку $W(s) = 1 / (0,2s + 1)$ слідкуючого приводу першої маси [10].

Отримавши диференціальне рівняння руху двомасової системи 4, передавальну функцію слідкуючого приводу та знайшовши коефіцієнти в'язкого тертя та жорсткості пружної ланки, була створена імітаційна модель позиційного приводу.

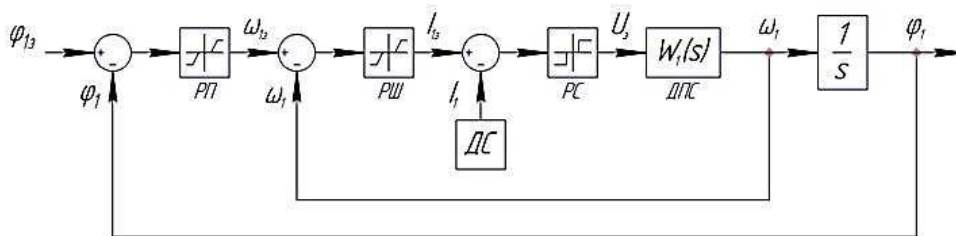


Рис. 3. Функціональна схема слідкуючого електропривода

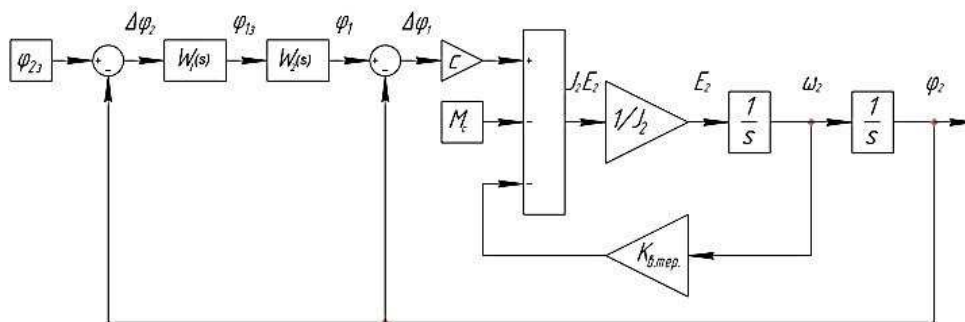


Рис. 4. Математична модель двомасової системи позиційного електроприводу

На рисунку 4 використовуються такі умовні позначення:

$W_1(s)$ – передавальна функція регулятора положення другої маси;

$W_2(s)$ – передавальна функція слідкуючого електроприводу;

M_c – момент опору;

c – жорсткість пружної ланки;

$K_{в.тер.}$ – коефіцієнт в'язкого тертя.

Для синтезу регулятора, який би зміг протидіяти моменту опору M_c , математична модель була перетворена наступним чином: замість завдання по положенню другої маси φ_{23} , на вхід системи подається момент опору M_c .

Дана схема описана такою передавальною функцією:

$$W(s) = \frac{\varphi_2}{-M_c} = \frac{-1}{J_2 s^2 + K_{в.тер.} s + c W(s)_1 W(s)_2 + c}. \quad (5)$$

З цієї функції була виведена передавальна функція регулятора положення другої маси:

$$W(s)_1 = -\frac{J_2 s^2 + K_{в.тер.} s + c + 1/W(s)_2}{c W(s)_2}. \quad (6)$$

Для отримання передавальної функції регулятора положення другої маси необхідно було знайти бажану функцію всього контуру положення другої маси $W(s)_{баж}$.

Системи, яким потрібна висока швидкість і мінімальне перерегулювання, називають системами з аперіодичною реакцією. Дані вимоги підходять для вирішення поставлених задач перед системою, тому бажана передавальна функція повинна мати аперіодичну реакцію, як показано в формулі 7 [11]:

$$W(s)_{баж} = \frac{\omega_n^3}{\alpha \omega_n s^2 + \omega_n^2 s + \omega_n^3}, \quad (7)$$

де $\omega = 4,82/T_s$ – власна частота;

$T_s = 5$ с – час встановлення;

$\alpha = 1,9$ – коефіцієнт при якому система має аперіодичну реакцію.

Після підстановки коефіцієнтів, бажана функція має вид:

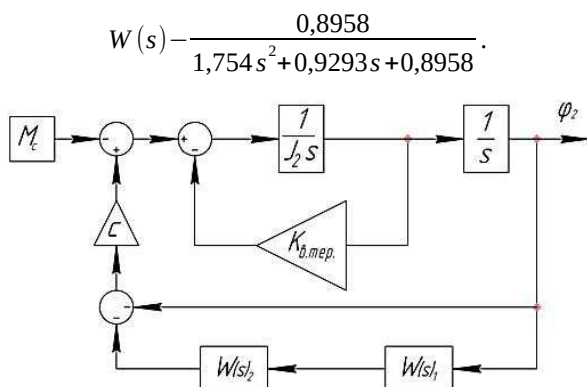


Рис. 5. Перетворена математична модель позиційного приводу з вхідним сигналом M_c

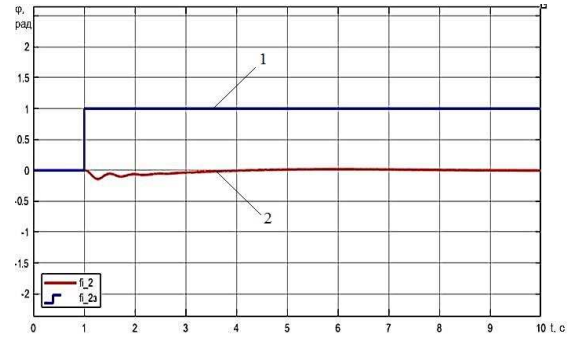


Рис. 6. Перехідні процеси при ступінчатому завданні по положенню φ_{23} , де 1 - завдання по положенню φ_{23} , 2 - положення другої маси φ_2

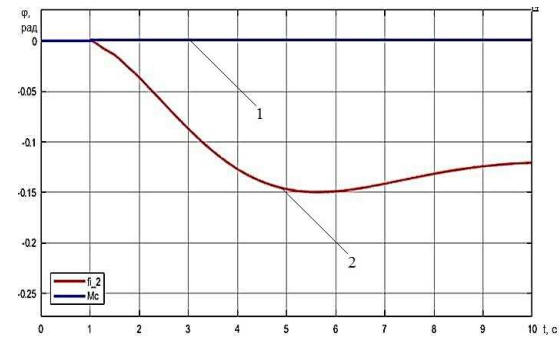


Рис. 7. Перехідні процеси при прикладенні моменту опору M_c , де 1 – момент опору M_c , 2 – положення другої маси φ_2

Передавальна функція регулятора знайдена шляхом еквівалентних перетворень з метою забезпечення бажаної передавальної функції (8) контуру положення. Отримана функція регулятора має вигляд

$$W(s) = \frac{310,5 s^3 + 1755 s^2 + 1012 s}{s^3 + 30 s^2 + 300 s + 1000}. \quad (9)$$

Дану передавальну функцію було підставлено в основну модель, та знято перехідні процеси вихідного сигналу φ_2 при прикладенні моменту опору M_c та завдання по положенню другої маси φ_{23} .

Даний регулятор складний в реалізації, не справляється ні з моментом опору M_c , ні з завданням по положенню φ_{23} , а тому його використання не доцільно.

Розробка дискретного фільтра. Перед розробкою ПІД-регулятора було прийнято рішення створити дискретний фільтр для сигналу завдання по положенню другої маси φ_{23} , завдяки якому на вхід регулятора буде потрапляти не стрибкоподібний сигнал, а трохи згладжений, що дозволить виключити різкі стрибки та сильне розгойдування другої маси.

Дискретний фільтр можна описати аперіодичною ланкою 1 порядку, а для програмної реалізації наступними формулами:

$$PF = PF + \varphi_{23} - VF, \quad (10)$$

де PF – пам'ять фільтра;

φ_{23} – завдання по положенню другої маси;

VF – вихід фільтра, що дорівнює:

$$VF = PF / KF, \quad (11)$$

де $KF = 512$ – коефіцієнт фільтра.

Даний фільтр був програмно реалізований мовою С. На рис. 8 показаний його графік роботи, знятий за допомогою осцилографа.

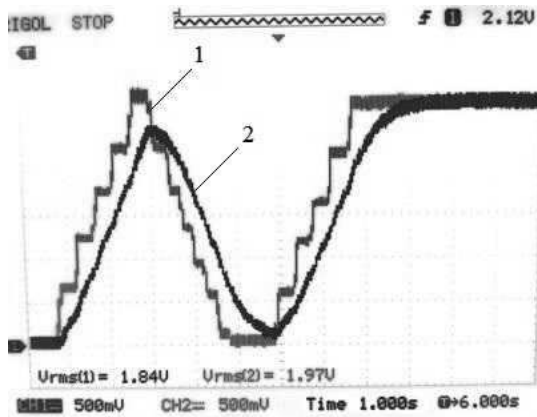


Рис. 8. Графік роботи дискретного фільтра, де 1 - вхідний сигнал, 2 – вихідний сигнал

Розробка ПІД регулятора та його попереднє налаштування. ПІД-регулятором називається пристрій, що застосовується в контурах керування, оснащених ланцюгом зворотного зв'язку. Дані регулятори використовують для формування сигналу керування в автоматичних системах, де потрібно досягти високих вимог до якості й точності перехідних процесів [12].

Керуючий сигнал ПІД-регулятора отримується в результаті складання трьох складових: перша пропорційна величині сигналу неузгодженості, друга – інтегралу сигналу неузгодженості, третя – його похідній [13].

ПІД-регулятор описується формулою:

$$u(t) = P + I + D = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (12)$$

- де $u(t)$ – вихідний сигнал;
 P – пропорційна складова;
 I – інтегральна складова;
 D – диференціальна складова;
 $e(t)$ – поточна помилка;
 K_p – пропорційний коефіцієнт;
 K_i – інтегральний коефіцієнт;
 K_d – диференціальний коефіцієнт;

Для програмної реалізації, дана формула була перетворена в наступні:

$$u(t) = P(t) + I(t) + D(t), \quad (13)$$

$$P(t) = K_p \cdot e(t), \quad (14)$$

$$I(t) = I(t-1) + K_i \cdot e(t), \quad (15)$$

$$D(t) = K_d \cdot [e(t) - e(t-1)]. \quad (16)$$

Створивши програмно ПІД-регулятор мовою С, із частотою роботи 0,05 с., було зроблене його попереднє налаштування [14]. Спочатку були вимкнені інтегральна та диференціальна складові, та підбирався пропорційний коефіцієнт. На рис. 9 показано декілька прикладів графіків вихідних сигналів при подачі завдання повороту другої маси на кут 180°, в залежності від пропорційного коефіцієнта K_p .

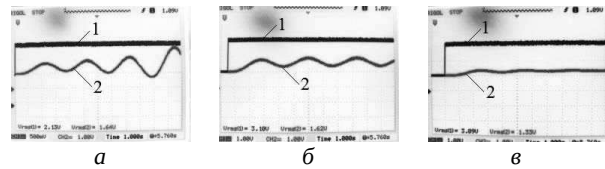


Рис. 9. Графіки вихідного сигналу системи φ_2 при подачі завдання φ_{23} в залежності від пропорційного коефіцієнта K_p регулятора: а) $K_p = 1/2$, б) $K_p = 1/3$, в) $K_p = 1/6$, де 1 - завдання по положенню, 2 - положення другої маси

Як видно по графіках, $K_p = 1/2$ – завеликий коефіцієнт, бо система стає нестійкою, $K_p = 1/6$ – замалий коефіцієнт, так як система має низьку швидкодню. Тому $K_p = 1/3$ є кращим варіантом, бо система має достатню швидкодню і є стійкою.

Отже у всіх розглянутих вище випадках сталі значення сигналу на виході системи φ_2 не збігається із значенням завдання по положенню другої маси φ_{23} .

Чим менше коефіцієнт пропорційності, тим більше залишкова неузгодженість та більша тривалість перехідного процесу.

Наступним кроком було знаходження диференціальної складової. На рис. 10 показано декілька прикладів графіків вихідних сигналів з регулятора в залежності від диференціального коефіцієнта K_d .

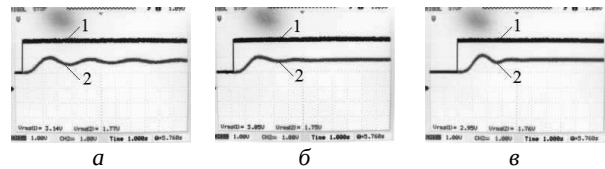


Рис. 10. Графіки вихідного сигналу системи φ_2 при подачі завдання φ_{23} в залежності від диференціального коефіцієнта K_d регулятора: а – $K_d = 4$, б – $K_d = 7$, в – $K_d = 12$, де 1 - завдання по положенню, 2 - положення другої маси

Як видно по графіках, $K_d = 4$ – замалий коефіцієнт, так повільно усуваються коливання, $K_d = 12$ – завеликий коефіцієнт, бо з'являється перерегулювання. Тому, $K_d = 7$ є кращим варіантом.

Отже диференціальна складова усуває коливання та збільшує динамічну точність регулювання, але не усуває різницю неузгодженості між завданням по положенню φ_{23} та фактичним положенням об'єкта φ_2 . Для цього була знайдена інтегральна складова.

Вона накопичує помилку $\Delta\varphi_2$, наповнюється, і тим самим посилює свій вплив. На рис. 11 показано декілька прикладів графіків вихідних сигналів з регулятора, в залежності від інтегрального коефіцієнта K_i .

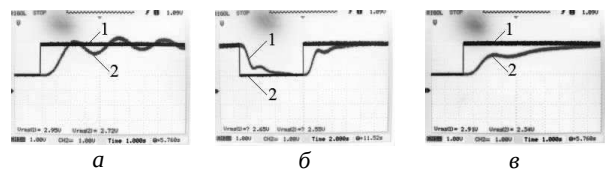


Рис. 11. Графіки вихідного сигналу системи φ_2 при подачі завдання φ_{23} в залежності від інтегрального коефіцієнта K_i регулятора: а – $K_i = 1/20$, б – $K_i = 1/56$, в – $K_i = 1/80$, де 1 - завдання по положенню, 2 - положення другої маси

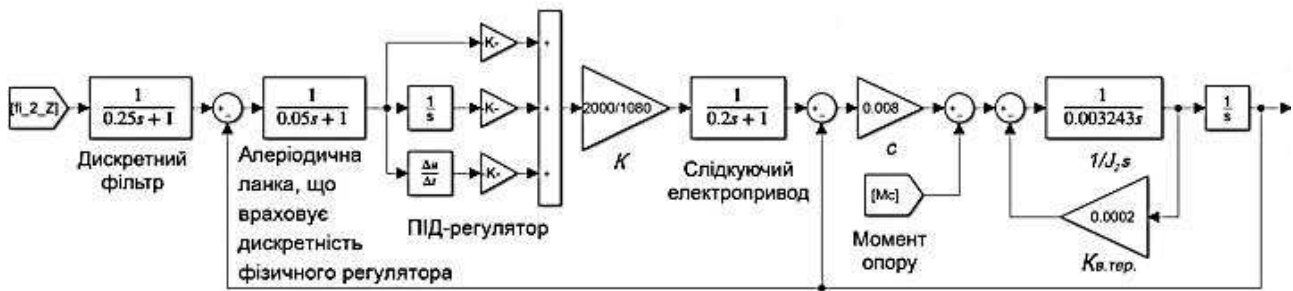


Рис. 12. Оновлена математична модель позиційного електроприводу двомасової системи

Як видно по графікам, $K_i = 1/20$ – завеликий коефіцієнт, бо створює автоколивання, а $K_i = 1/80$ – замалий, бо робить перехідний процес повільним.

Тому $K_i = 1/56$ є кращім варіантом. Час перехідного процесу складає 8 с.

Остаточне налаштування ПІД-регулятора за допомогою математичної моделі позиційного електроприводу. Математична модель, що показана на рис. 4, була перетворена наступним чином. Був доданий дискретний фільтр, описаний аперіодичною ланкою: $1/(0,25s+1)$, ПІД-регулятор, аперіодична ланка, що враховує дискретність фізичного регулятора $1/(0,05s+1)$, та розрахований коефіцієнт, що дозволяє використовувати налаштування програмованого ПІД-регулятора на фізичному об'єкті у регуляторі, створеному в математичній середі MatLab / Simulink.

Коефіцієнт дорівнює: $K = 2000 / 1080$, де 2000 – кількість імпульсів енкодера другої маси напівоберт; 1080 – кількість імпульсів енкодера першої маси напівоберт, враховуючи редуктор.

Використовуючи дану математичну модель, були знайдені нові коефіцієнти ПІД-регулятора: $K_p = 1/2$, $K_i = 1/37$, $K_d = 10$ та впроваджені у фізичну модель.

На рисунку 13 показані графіки відпрацювання позиційним приводом сигналу завдання. Графіки перехідних процесів дуже схожі, а отже розроблена математична модель адекватна. Час перехідного часу став дорівнювати 4 с., що у 2 рази швидше ніж при попередньому налаштуванні.

На рисунку 14 показані графіки перехідних процесів положення першої φ_1 та другої φ_2 мас. На них можна побачити, як двигун відпрацьовує завдання φ_{13} з ПІД-регулятора. По графіках видно, що двигун фізичного об'єкту має певні обмеження і не встигає відпрацьовувати завдання з ПІД-регулятора φ_{13} , як двигун математичної моделі. Далі була зроблена перевірка на спроможність системи чинити опір впливу, що збурює, у вигляді 4 вентиляторів, які показано на рисунку 1 п. 5.

Щоб показати дію моменту опору M_c на систему, на рис. 15 показано графік вихідного сигналу положення другої маси φ_2 фізичного об'єкта при вимкненому двигуні та при прикладенні моменту опору M_c .

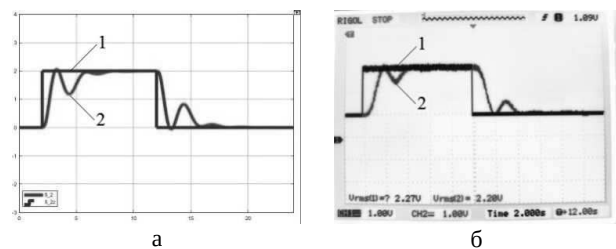
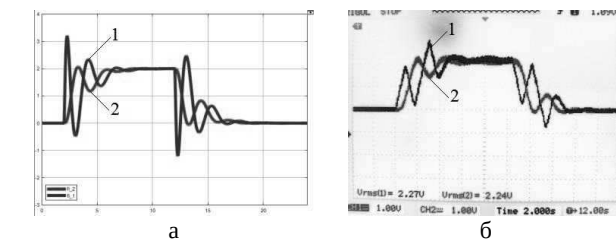
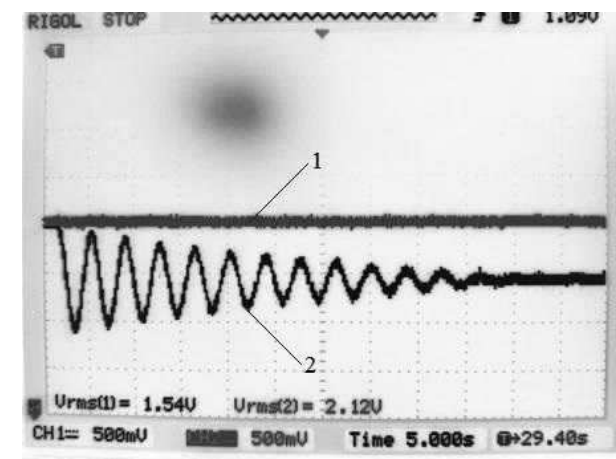
За рис. 15 був визначений момент опору M_c , що утворюють вентилятори:

$$M_c = c \cdot 1,658, \quad (17)$$

де $c = 0,008$ – це жорсткість пружної ланки;

1,658 рад. – відхил $95^\circ \varphi_1$ від φ_2 при прикладенні моменту опору $M_c = 0,0133$.

На рис. 16 показані графіки перехідних процесів вже при ввімкненому двигуні та при прикладенні моменту опору M_c . Як видно, завдяки даному регулятору, задане положення відновлюється приблизно за 2 с.

Рис. 13. Графіки сигналу положення другої маси φ_2 відносно завдання φ_{2s} : а - математичної і б - фізичної моделі, де 1 - завдання по положенню, 2 - положення другої масиРис. 14. Графіки перехідних процесів положення першої φ_1 та другої φ_2 мас: а - математичної моделі і б - фізичної моделі, де 1 – положення першої та 2 - положення другої масиРис. 15. Графік сигналу положення другої маси φ_2 при вимкненому двигуні та при прикладенні моменту опору M_c : де 1 - положення першої маси, 2 - положення другої маси

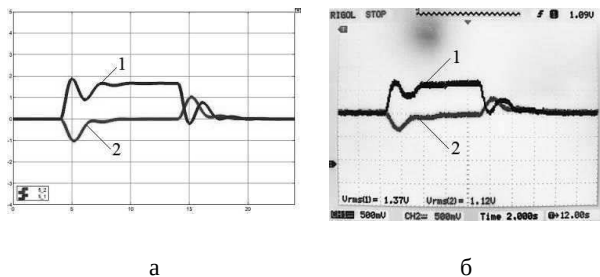


Рис. 16. Графіки перехідних процесів положення першої φ_1 та другої φ_2 мас при ввімкненому двигуні та при прикладенні Мс:

а - математичної моделі, б - фізичної моделі,
де 1 - положення першої маси, 2 - положення другої маси

Висновки. Використання слідкуючого одномасового електроприводу у внутрішньому контурі позиційного двомасового електроприводу дозволяє спростити синтез регулятора і зменшити необхідну обчислювальну потужність при моделюванні за рахунок представлення слідкуючого електроприводу аперіодичною ланкою першого порядку.

Розроблена імітаційна модель позиційного приводу, адекватність якої підтверджується фізичним експериментом, разом зі стендом може використовуватись при дослідженні замкнутих двомасових систем електроприводу постійного струму з мікропроцесорним керуванням.

Регулятор, синтезований класичним методом, має низьку практичну цінність у зв'язку зі складністю його реалізації, яка обумовлена високим порядком поліному чисельника передавальної функції.

Використання математичної моделі при практичному методі пошуку значень коефіцієнтів ПІД-регулятора, що забезпечують бажані статичні та динамічні характеристики системи, скорочує час пошуку та зменшує ризики пошкодження реального обладнання у процесі налагодження.

Подальші дослідження планується вести у напрямку збільшення швидкодії системи як за рахунок покращення динамічних характеристик приводу, що слідкує, так і шляхом уточнення математичної моделі, що дозволить отримати більш точні значення коефіцієнтів ПІД-регулятора.

Список литературы

1. Олейников М. О. Дослідження позиційного електроприводу з релейним регулятором струму. *Всеукраїнський конкурс студентських наукових робіт з галузі знань «Електротехніка та електромеханіка» 16-18 квітня 2018 р.: тези доповідей*. Кам'янське: ДДТУ, 2018. С. 13 – 14.
2. Назарова О. С., Олейников М. О. Дослідження позиційного електроприводу з релейним регулятором струму. *45-а Міжнародна науково-технічна конференція молоді ПАТ «Запоріжсталь» 17 – 19 жовтня 2018 р.: тези доповідей*. Запоріжжя: ПАТ «Запоріжсталь», 2018. С. 75 – 76.
3. Осадчий В. В., Назарова О. С., Олейников М. О. Дослідження позиційного електроприводу з релейним регулятором струму. *Тиждень науки: Тези доповідей Щорічної наук.-практ. конф. викладачів, науковців, мол. учених, асп. та студ. 16-20 квітня 2018 р.* Запоріжжя: ЗНТУ, 2018. С. 491 – 492.
4. PID-управление. URL: https://studopedia.su/1_22688_PID---upravlenie.html. (дата звернення 17.05.2019).

5. *Позиционный электропривод*. URL: <https://www.ngpedia.ru/id613967p1.html>. (дата звернення 17. 05.2019).
6. *Машиностроение: энциклопедия*. В 40 т. Т. 4-3: *Надежность машин* / В. В. Ключев, В. В. Болотин, Ф. Р. Соснин. Москва: Машиностроение, 2003. 592 с.
7. Осадчий В. В., Назарова Е. С., Брылистый В. В., Савилов Р. И. Лабораторный стенд для исследования микропроцессорных систем управления двухмассовым электроприводом. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Київ: Наука та техніка. 2016, № 22(98). С. 33 – 38.
8. Осадчий В. В., Назарова Е. С., Брылистый В. В., Савилов Р. И. Исследование системы управления позиционным электроприводом с дискретным датчиком положения. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. Сер.: *Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Силова електроніка і енергоефективність*. Харків: НТУ «ХПІ», 2017, Вип. 27 (1249). С. 146 – 149.
9. *Определение моментов инерции методом крутильных колебаний*. URL: https://aipe-nv.ru/student/student_news/virtualnye_laboratornye_raboty/lab/lab39/mtd.htm. (дата звернення 17.05.2019).
10. Osadchii V. V., Nazarova O. S., Oleinikov M. O. Investigation of positional automatic control system with relay current regulator. *Actual Problems of Automation and Control: Conference materials on the VI International Scientific and Practical Conference of Young Scientists and Students 30 November 2018*. Lutsk: LNTU, 2018, № 6. pp. 66 – 72.
11. Бишоп Р., Дорф Р. *Современные системы управления* / пер. с англ. Б. И. Копылова. Москва: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. 832 с.
12. *Что такое ПИД-регулятор*. URL: <http://elektrik.info/main/automation/1289-cto-takoe-pid-regulyator.html>. (дата звернення 17.05.2019).
13. *Дискретный ПИД регулятор*. URL: <http://robot-develop.org/archives/2833>. (дата звернення 17.05.2019).
14. *Настройка ПИД регулятора*. URL: http://www.asu-tp.org/index.php?option=com_content&task=view&id=142&Itemid=68. (дата звернення 17.05.2019).

References (transliterated)

1. Oleinikov M. O. Doslidzhennia pozysiinoho elektropyvodu z releynym rehuliatorom strumu [Investigation of positional electric drive with relay current regulator]. *Vseukrainskyi konkurs studentskykh naukovykh robіt z haluzi znan «Elektrotehnika ta elektromekhanika» 16-18 kvitnia 2018 r.: tezy dopovidei* [All-Ukrainian competition of student scientific works in the field of knowledge "Electrical Engineering and Electromechanics" April 16-18, 2018: Abstracts]. Kamianske: DDTU, 2018. pp. 13 – 14.
2. Nazarova O. S., Oleinikov M. O. Doslidzhennia pozysiinoho elektropyvodu z releynym rehuliatorom strumu [Investigation of positional electric drive with relay current regulator]. *45-a Mizhnarodna naukovo-tekhnichna konferentsiia molodi PAT «Zaporizhstal» 17 – 19 zhovtnia 2018 r.: tezy dopovidei* [45th International Scientific and Technical Conference of Youth of PJSC "Zaporizhstal" October 17 - 19, 2018: Abstracts]. Zaporizhzhia: PAT «Zaporizhstal», 2018. pp. 75 – 76.
3. Osadchii V. V., Nazarova O. S., Oleinikov M. O. Doslidzhennia pozysiinoho elektropyvodu z releynym rehuliatorom strumu [Investigation of positional electric drive with relay current regulator]. *Tyzhden nauky: Tezy dopovidei Shchorichnoi nauk.-prakt. konf. vykladachiv, naukovtsiv, mol. uchenykh, asp. ta stud. 16-20 kvitnia 2018 r., Zaporizhzhia* [Science Week: Abstracts of the Annual Scientific and Practical Conference teachers, scientists, young scientists, postgraduate students and students 16-20 april 2018]. Zaporizhzhia: ZNTU, 2018. pp. 491 – 492.
4. PID-upravlenie [PID-control]. URL: https://studopedia.su/1_22688_PID---upravlenie.html. (accessed 17.05.2019).
5. *Pozitsionnyj elektropyvod* [Positional electric drive]. URL: <https://www.ngpedia.ru/id613967p1.html>. (accessed 17.05.2019).
6. *Mashinostroenie: enciklopediya* [Engineering]. V 40 t. T. 4-3: *Nadezhnost' mashin* [Machine reliability] / V. V. Klyuev, V. V. Bolotin, F. R. Sosnin. Moskva: Mashinostroenie, 2003. 592 p.
7. Osadchii V. V., Nazarova E. S., Brylisty V. V., Savilov R. I. *Laboratornyj stend dlya issledovaniya mikroprocessornykh si-stem upravleniya dvuhmassovym elektropyvodom* [Laboratory stand for researching of microprocessor control systems of dual-mass electric

- drive]. *Elektrotekhnichni ta kompiuterni systemy* [Electrotechnic and computer systems]. Kyiv: Nauka ta tekhnika. 2016, № 22(98). pp. 33 – 38.
8. Osadchij V. V., Nazarova E. S., Brylistyj V. V., Savilov R. I. Issledovanie sistemy upravleniya pozicionnym elektroprivodom s diskretnym datchikom polozheniya [Investigation of the position electric drive control system with a discrete position sensor]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «Kharkivskiy politekhnichnyi instytut»*. Ser.: *Problemy avtomatyzovanoho elektroprivoda. Teoriia i praktyka. Sylova elektronika i enerhoefektyvnist* [Bulletin of the National Technical University «KhPI». Series: Problems of automated electrodrives. Theory and practice. Power Electronics and Energy Efficiency]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2017, Vyp. 27 (1249). pp. 146 – 149.
 9. *Opreделение моментом инерции методом крутильных колебаний* [The determination of the moments of inertia by the method of torsional vibrations]. URL: https://aipe-nv.ru/student/student_news/virtualnye_laboratornye_raboty/lab/lab39/mtd.htm. (accessed 17.05.2019).
 10. Osadchij V. V., Nazarova O. S., Oleinikov M. O. Investigation of positional automatic control system with relay current regulator. Actual Problems of Automation and Control: Conference materials on the VI International Scientific and Practical Conference of Young Scientists and Students 30 November 2018. Lutsk: LNTU, 2018, № 6. pp. 66 – 72.
 11. Bishop R., Dorf R. *Sovremennye sistemy upravleniya* [Modern control systems] / per. s angl. B. I. Kopylova. Moskva: Laboratoriya Bazovyh Znanij, 2002. 832 p.
 12. *CHto takoe PID-regulyator* [What is a PID controller]. URL: <http://electric.info/main/automation/1289-chto-takoe-pid-regulyator.html>. (accessed 17.05.2019).
 13. *Diskretnyj PID regulyator* [Discrete PID Controller]. URL: <http://robot-develop.org/archives/2833>. (accessed 17.05.2019).
 14. *Nastrojka PID regulyatora* [PID Control Setting]. URL: http://www.asu-tp.org/index.php?option=com_content&task=view&id=142&Itemid=68. (accessed 17.05.2019).

Поступила 20.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Осадчий Володимир Володимирович (Осадчий Владимир Владимирович, Osadchyy Volodymyr Volodymyrovich) – кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Запорізька політехніка», доцент кафедри електроприводу та автоматизації промислових установок; м. Запоріжжя, Україна; ORCID:0000-0002-2707-0805; e-mail: w.osadchiy@gmail.com

Назарова Олена Сергіївна (Назарова Елена Сергеевна, Nazarova Olena Serhiivna) – кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Запорізька політехніка», доцент кафедри електроприводу та автоматизації промислових установок; м. Запоріжжя, Україна; ORCID: 0000-0002-0784-7621; e-mail: nazarova16@gmail.com

Олейніков Микола Олександрович (Олейников Николай Александрович, Oleinikov Mykola Oleksandrovych) – Національний університет «Запорізька політехніка», студент кафедри електроприводу та автоматизації промислових установок; м. Запоріжжя, Україна; ; e-mail: www.nikolay-96@ukr.net

М. А. РУДЕНКО, Ю. В. ЗАЧЕПА

ІДЕНТИФІКАЦІЯ НЕЛІНІЙНИХ ПАРАМЕТРІВ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА У ПУСКОВОМУ РЕЖИМІ З ЖИВЛЕННЯМ ВІД ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО НАКОПИЧУВАЧА ЕНЕРГІЇ

В роботі розглянуто питання ідентифікації електромагнітних параметрів загальнопромислових асинхронних двигунів, що працюють здебільшого в повторно-короткочасних та короткочасних режимах роботи. Запропоновано спосіб ідентифікації електромагнітних параметрів асинхронних двигунів під час пуску на основі енергетичного методу. Розроблено схемне рішення реалізації запропонованого способу ідентифікації з живленням досліджуваного асинхронного двигуна від електромеханічного накопичувача енергії. Для підвищення точності ідентифікації запропонований підхід, що враховує ефект витиснення струму в роторі, у вигляді залежності активного опору ротора від струму.

Ключевые слова: ідентифікація параметрів, енергетичний метод, миттєва потужність, ефект витиснення струму в роторі.

Н. А. РУДЕНКО, Ю. В. ЗАЧЕПА

ІДЕНТИФІКАЦІЯ НЕЛІНЕЙНИХ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В ПУСКОВОМ РЕЖИМЕ С ПИТАНИЕМ ОТ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО НАКОПИТЕЛЯ ЭНЕРГИИ

В работе рассмотрены вопросы идентификации электромагнитных параметров общепромышленных асинхронных двигателей, работающих в основном в повторно-кратковременных и кратковременных режимах работы. Предложен способ идентификации электромагнитных параметров асинхронных двигателей при пуске на основе энергетического метода. Разработано схемное решение реализации предлагаемого способа идентификации при питании исследуемого асинхронного двигателя от электромеханического накопителя энергии. Для повышения точности идентификации предложен подход, учитывающий эффект вытеснения тока в роторе, в виде зависимости активного сопротивления ротора от тока.

Ключові слова: ідентифікація параметрів, енергетичний метод, миттєва потужність, ефект витиснення струму в роторі.

N. A. RUDENKO, Y. V. ZACHEPA

IDENTIFICATION OF NONLINEAR PARAMETERS OF INDUCTION MOTOR IN THE START-UP POWERED SUPPLIED FROM ELECTROMECHANICAL ENERGY STORAGE DEVICE

The paper deals with the identification of electromagnetic parameters of general industrial induction motors operating mainly in intermittent and short-term operating modes. The paper proposes a method for identification of electromagnetic parameters of induction motors which based on the energy method when powered by electromechanical energy storage devices. Developed schematic implementation of the proposed method for identification of parameters with formation of the required levels of energy effects when powering investigated induction motor from electromechanical energy storage device. To improve the accuracy of identification of electromagnetic parameters of induction motors during start-up, an approach is proposed that takes into account the effect of current displacement in the rotor, in form of dependence of rotor resistance on current. It has been experimentally proven that the proposed approach allows with sufficient accuracy to identify the electromagnetic parameters of induction motor. Studies installed expediency identification of EMP of IM with taking into account effect of current displacement when supplying by decaying signal of DC voltage on the stator winding and followed harmonic analysis of the current and voltage, determining an actual value of the rotor's resistance.

Keywords: induction motor, energy method, instant power, current displacement effect in the rotor.

Введення. На сьогодні асинхронні двигуни (АД) широко застосовуються в різних галузях промисловості. Це пов'язано з тим, що АД прості в обслуговуванні, мають низьку вартість, високий коефіцієнт корисної дії та високу надійність. Однак АД періодично виходять з ладу і проходять ремонті операції для відновлення працездатності. Після проведення ремонту електромагнітні параметри (ЕМП) АД можуть відрізнитися від початкових [1], закладених заводом-виробником, що вимагає їх точного визначення перед поверненням в попередній технологічний процес.

Аналіз стану питання. На даний час створено багато методів і способів ідентифікації ЕМП АД. Однак у зв'язку зі збільшенням вимог до випуску продукції, реалізації енергоефективних програм і розширенні функціональних можливостей електротехнічного обладнання існує необхідність в модернізації існуючих і розробці нових методів ідентифікації, які враховують нелінійність, властиві визначеним параметрам двигуна для відповідних режимів роботи.

Інформація про нелінійні параметри АД дозволить як на етапі проектування нових електричних машин, так для машин, що працюють тривалий термін і/або які пройшли ремонт, правильно налаштувати системи управління технологічними процесами, що забезпечують задані показники, наприклад, максимальний пусковий момент, максимальну перевантажувальну здатність, мінімальну робочу температуру при заданому навантаженні і т.д.

Одним з методів ідентифікації параметрів АД, математичний апарат якого дозволяє враховувати різного роду фізичні процеси і явища, які значно впливають на ЕМП АД, у вигляді нелінійностей в схемі заміщення є енергетичний метод [2]. До таких фізичних явищ відносяться втрати в сталі, нелінійність кривої намагнічування, ефект насичення сталі, поверхневий ефект. Слід враховувати той факт, що нелінійності в АД проявляються при істотних енергетичних впливах на електричну машину. В якості енергетичних впливів використовується напруга, струм і потужність [3].

© М. А. Руденко, Ю. В. Зачепа, 2019

Тобто в результаті завдання відповідних енергетичних впливів, можна отримати різні відгуки на зміну параметрів АД. Зміна енергетичних впливів дозволяє визначати електромагнітні параметри двигуна з нелінійностями, а в подальшому виконати ідентифікацію параметрів і самих нелінійностей.

Окремої уваги заслуговують нелінійності, які пов'язані з ефектом витиснення струму в роторі [4, 5], так як він призводить до зміни опору ротора при пуску двигуна.

Явище витиснення струму при пуску і пов'язане з цим збільшення активного і зменшення індуктивного опорів зустрічається також і у двигунів з короткозамкненим ротором загальнопромислового виконання [6]. Для підсилення ефекту витиснення струму в короткозамкнених АД потужністю до 100 кВт, пазам ротора і стержням надають спеціальну, сильно витягнуту в радіальному напрямку форму.

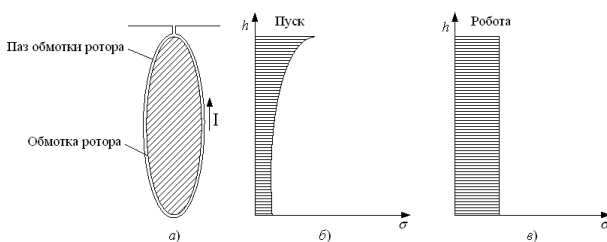


Рис. 1. Розподіл струму в провіднику ротора: а – розріз паза ротора загальнопромислового АД з радіально витягнутими стержнями, б – розподіл щільності струму σ по висоті h в клітці під час пуску, в – розподіл щільності струму в номінальному режимі роботи двигуна.

Найбільшого поширення загальнопромислові АД з використанням ефекту витиснення струму отримали в механізмах механічних молотів і гільйотинних ножиць. Дані механізми застосовуються для виготовлення великої кількості виробів при масовому виробництві. Механічні молоти і гільйотинні ножиці працюють в умовах різко-змінного ударного навантаження, коли пікові моменти (при ударі) чергуються з моментами холостого ходу (при паузах). Електродвигуни ковальсько-пресових машин (КПМ) та гільйотинних ножиць працюють в тривалому, повторно-короткочасному і короткочасному режимах роботи. Основною характеристикою електроприводу ковальсько-пресових машин і гільйотинних ножиць є значення пускового моменту, який в свою чергу визначається електромеханічними параметрами двигуна, тому стає питання про ідентифікацію ЕМП загальнопромислових АД не тільки в сталих але і в перехідних режимах роботи.

Найбільш повно зазначеним режимам роботи відповідають наступні двигуни:

– серії 4АС – це АД з короткозамкненим ротором підвищеного ковзання (від 4 до 14%), тривалого або повторно-короткочасного режиму (ПВ = 40%) потужністю від 0,4 до 63 кВт, закритого виконання з обдуванням;

– серії 2П – це двигуни постійного струму, що охоплюють висоти осей обертання від 90 до 315 мм і діапазон потужностей від 0,37 до 200 кВт. Машини ці-

єї серії призначені для роботи в широко регульованих електроприводах. Вони замінюють машини серії П, а також спеціалізовані машини серій ПС (Т), ПБС (Т), ПР.

Основними принципами управління КПМ і гільйотинних ножиць є:

- виконання заданого режиму руху основного робочого органу, при цьому повинні забезпечуватися продуктивність машини і якість виробу, а саме це забезпечує необхідне значення пускового моменту;
- точна взаємодія повзуна з допоміжними механізмами;
- безпека роботи оператора.

Але необхідно відзначити, що розрахунок механічних характеристик АД за каталожними даними з використанням класичних залежностей для моменту двигуна [7-9], показує, що спостерігається значна похибка під час визначення пускового моменту електричної машини. Дана похибка проявляється в тому, що значення розрахованого пускового моменту не відповідає каталожному [8-10].

Для АД 4АС132М8 номінальною потужністю 6 кВт були розраховані пускові моменти [7] згідно з наступними виразами:

$$M_{\text{п}} = 3 U_1^2 \frac{R_2}{s} / \left[\omega_0 \left((R_1 + R_2/s)^2 + (X_1 + X_2)^2 \right) \right]; \quad (1)$$

$$M_{\text{п}} = 2 M_{\text{к}} / \left(s/s_{\text{к}} + s_{\text{к}}/s \right); \quad (2)$$

$$M_{\text{п}} = 2 M_{\text{к}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2/s} s_{\text{к}} \right) / \left[\frac{s}{s_{\text{к}}} + \frac{s_{\text{к}}}{s} + 2 \frac{R_1}{R_2/s} s_{\text{к}} \right]; \quad (3)$$

$$M_{\text{п}} = P_{\text{в}} / \omega_0, \quad (4)$$

де U_1 – напруга статора; R_1 , R_2 – активні опори статора і ротора відповідно; X_1 , X_2 – індуктивні опори статора і ротора відповідно; S – ковзання; ω_0 – частота обертання магнітного поля; $M_{\text{к}}$ – момент критичний; $s_{\text{к}}$ – критичне ковзання.

Так згідно наведених вище формул: (1) – пусковий момент згідно механічної характеристики; (2) – пусковий момент згідно з формулою Клосса; (3) – пусковий момент згідно з уточненою формулою Клосса; (4) – пусковий момент на валу.

Аналіз отриманих пускових моментів показав, що значення розрахункових моментів відповідно до рівняння механічної характеристики ($M_{\text{п1}}$), формулі Клосса ($M_{\text{п2}}$) та уточненої формули Клосса ($M_{\text{п3}}$), а також формулі моменту на валу ($M_{\text{п4}}$) не відповідає каталожному ($M_{\text{к}} = k_{\text{п}} M_{\text{н}}$, де $k_{\text{п}}$ – кратність пускового моменту згідно каталожним даним [8-10]; $M_{\text{н}}$ – номінальний момент двигуна), визначеного шляхом механічного навантаження, що представлено в табл. 1. Також було отримано процентне співвідношення між розрахунковими пусковими моментами до каталожного $\Delta M_{\text{п}} = (M_{\text{пк}} - M_{\text{п}}) / M_{\text{пк}} \cdot 100\%$ (табл. 1).

Згідно з результатами, представленими в табл. 1 видно, що розрахункові величини пускових моментів менші від величини пускового моменту, отриманого з даних паспорту.

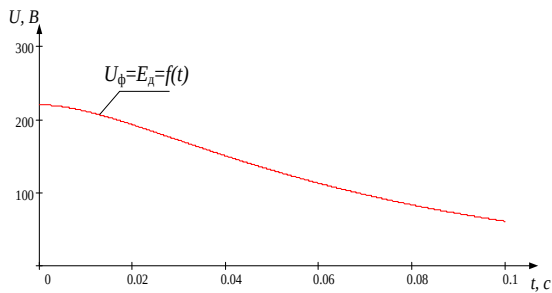


Рис. 3. Перехідний процес в одній фазі статора АД з живленням ДПС НЗ за напругою

вальний модуль, який містить блок датчиків напруги (ДН) і струму (ДС), аналого-цифровий перетворювач (АЦП) і блок обробки інформації, що представляє собою персональний комп'ютер з відповідним програмним забезпеченням.

Принцип роботи системи (рис. 2) наступний. Спочатку запускається ДПС з живленням від зовнішнього джерела енергії, наприклад, від стаціонарної мережі за допомогою тиристорного перетворювача (ТП). Далі, після досягнення необхідного значення електрорушійної сили E_d ДПТ, відбувається перекомутація ланок живлення за допомогою керуючого сигналу від блоку системи управління (СУ) – розмикається вимикач B_1 і замикається вимикач B_2 – ДПТ переводиться в режим динамічного гальмування, а фаза статора ідентифікованого АД отримує живлення у вигляді затухаючого сигналу напруги необхідної амплітуди. Сигнали напруги (рис. 3) та струму (рис. 4) розглядаються на інтервалах часу тривалістю в 0,01 с кожен. При цьому інтервал від 0 до 0,01 с відповідає першій ділянці, від 0,01 до 0,02 с – другій і т.д.

У процесі ідентифікації ЕМП АД встановлено, що активний опір ротора має нелінійний характер зміни через вплив ефекту витіснення струму і може бути апроксимований поліномом парних ступенів виду [2]:

$$R_2(I_2) = R_{20} + k_{R_2} I_2^2 + k_{R_4} I_2^4 + \dots + k_{R_d} I_2^d, \quad (5)$$

де R_{20} – активний опір ротора без врахування зміни через ефект витіснення; I_2 – струм ротора; k_{Rd} – коефіцієнти апроксимації кривої зміни активного опору ротора під дією ефекту витіснення струму.

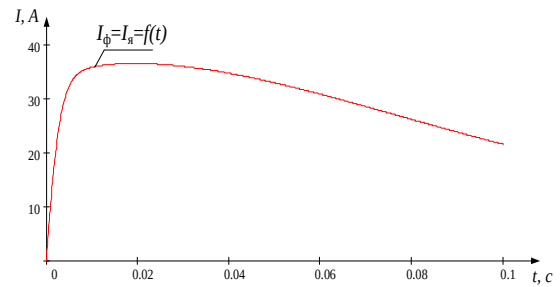


Рис. 4. Перехідний процес в одній фазі статора АД з живленням ДПС НЗ за струмом

Для кривої зміни активного опору під дією ефекту витіснення струму, побудованої за отриманими коефіцієнтами апроксимації, квадратична похибка апроксимації відносно кривої зміни активного опору ротора, наведеної в [7], склала $5,9 \cdot 10^{-3}$.

Для спрощення математичного апарату вираз виду (5) з достатньою точністю може бути апроксимувати поліномом другого ступеня. Тоді миттєва потужність на нелінійному активному опорі ротора буде мати наступний вигляд:

$$p_{R_2}(t) = i_2^2 R_2(i(t)) = i_2^2(t) (R_{20} + k_{R_2} (i(t))^2). \quad (6)$$

Для ідентифікації ЕМП АД пропонується використовувати енергетичний метод [2], так як наявність зазначеної нелінійності активного опору ротора дозволяє сформувати необхідний гармонічний склад миттєвої потужності, виходячи з кількості невідомих параметрів двигуна.

Для підтвердження працездатності та адекватності запропонованого способу ідентифікації ЕМП АД при живленні від електромеханічних накопичувачів енергії були виконані експериментальні дослідження згідно блок-схеми (рис. 2). Для ідентифікації ЕМП АД, зазначених в табл. 2, використовувалися сигнали струму і напруги з п'яти ділянок тривалістю по 0,01 с кожен з використанням їхніх симетрій третього роду. Перед безпосередньо ідентифікацією параметрів двигуна в блоці обробки інформації ці сигнали профільтовані від шумів і вищих гармонік.

Згідно з представленими даними (табл. 2), при ідентифікації ЕМП АД на п'яти ділянках сигналів напруги та струму отримані значення активного опору

Таблиця 2 – Результати ідентифікація ЕМП АД

t, c	Паспортні значення ЕМП АД типу МТФ 311-8				
	R_{20} , Ом	L_1 , Гн	L_μ , Гн	L'_2 , Гн	M_n , Нм
	1,2	$5,54 \cdot 10^{-3}$	0,052	$5,43 \cdot 10^{-3}$	257,255
	Помилки ідентифікації ЕМП АД відносно паспортних значень, %				Помилка розрахованого пускового моменту $M_n = 257,648$ відносно паспортного значення, %
	R_{20}	L_1	L_μ	L'_2	
0 ÷ 0,01	0	0	0	0	
0,01 ÷ 0,02	0	6,97	0	2	
0,4 ÷ 0,41	0	6,97	0	2	
0,5 ÷ 0,51	0	7,94	0	3	
0,78 ÷ 0,79	0	2	0	2	0,15

R'_2 ротора відповідають вихідним, а похибка визначення індуктивностей не перевищує 8%.

Висновки. Запропонований спосіб ідентифікації електромагнітних параметрів асинхронного двигуна базується на засадах енергетичного методу і дозволяє сформувати необхідний гармонічний склад миттєвої потужності для випробувального режиму, що максимально наближений до реальних умов роботи електричної машини.

Для підвищення точності ідентифікації електромагнітних параметрів асинхронного двигуна запропоновано використовувати в якості джерела живлення електромеханічний накопичувач енергії. Це забезпечує отримання необхідного рівня тестових сигналів напруги та струму для умов, при яких ефект витіснення струму має найбільший вплив на зміну параметрів ротора двигуна.

Список литературы

1. Неисправности электрических машин и их проявление. <https://leg.co.ua/info/elektricheskie-mashiny/neispravnosti-elektricheskikh-mashin-i-ih-proyavlenie.html>. (дата обращения 15.02.2018).
2. Zagirnyak M., Rodkin D., Romashykhin Iu., Rudenko N., Chenchevoi V. Identification of nonlinearities of induction motor equivalent circuits with the use of the instantaneous power method. *Proceedings of the 17th International Conference Computational Problems of Electrical Engineering*. Sandomierz, Poland, 2016. pp. 1 – 4. Doi: 10.1109/CPEE.2016.7738721.
3. Akagi H., Watanabe M., *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2007. 379 p.
4. Шимони К. *Теоретическая электротехника*. Москва: Рипол Классик, 2013. 778 с.
5. Бессонов Л. А. *Теоретические основы электротехники. Электромеханическое поле*. Москва: Издательство Юрайт, 2014. 317 с.
6. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. *Электрические машины и микромашины*. Москва: Альянс, 2016. 528 с.
7. Вольдек А. И., Попов В. В. *Электрические машины. Машины переменного тока*. СПб.: Питер, 2008. 350 с.
8. Копылов И. П. *Электрические машины*. Москва: Издательство Юрайт, 2012. 675 с.
9. Копылов И. П. *Математическое моделирование электрических машин*. Москва: Высшая школа, 2001. 327 с.
10. Руденко Н. А., Ромашихин Ю. В. Целесообразность учета эффекта вытеснения тока в роторе при определении параметров асинхронных двигателей. *Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації: Зб. наук. пр. XIV Міжнар. наук.-техн. конф. молодих учених і спеціалістів 14–15 квітня 2016*. Кременчук: КрНУ, 2016. С. 120 – 121.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Руденко Микита Андрійович (Руденко Никита Андреевич, Rudenko Nikita Andreevich) – Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, асистент кафедри систем автоматичного управління і електроприводу; м. Кременчук, Україна; e-mail: nikita8rudenko@gmail.com

Зачепа Юрій Володимирович (Зачепа Юрий Владимирович, Iurii Zachepa) – кандидат технічних наук, доцент, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, доцент кафедри систем автоматичного управління та електроприводу; м. Кременчук, Україна; ORCID 0000-0003-4364-6904; e-mail: iurizachepa@gmail.com

References (transliterated)

1. *Neispravnosti elektricheskikh mashin i ikh proyavleniye* [Malfunctions of electrical machines and their manifestation]. <https://leg.co.ua/info/elektricheskie-mashiny/neispravnosti-elektricheskikh-mashin-i-ih-proyavlenie.html>. (accessed 15.02.2018).
2. Zagirnyak M., Rodkin D., Romashykhin Iu., Rudenko N., Chenchevoi V. Identification of nonlinearities of induction motor equivalent circuits with the use of the instantaneous power method. *Proceedings of the 17th International Conference Computational Problems of Electrical Engineering*. Sandomierz, Poland, 2016. pp. 1 – 4. Doi: 10.1109/CPEE.2016.7738721.
3. Akagi H., Watanabe M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2007. 379 p.
4. SHimoni K. *Teoreticheskaya elektrotehnika* [Theoretical electrical engineering]. Moskva: Ripol Klassik, 2013. 778 p.
5. Bessonov L. A. *Teoreticheskiye osnovy elektrotehniki. Elektromagnitnoye pole* [Theoretical foundations of electrical engineering. Electromagnetic field]. Moscow: Izdatel'stvo Yurayt, 2014. 317 p.
6. Bruskin D. E., Zorokhovich A. Ye., Khvostov V. S. *Elektricheskiye mashiny i mikromashiny* [Electric machines and micromachines]. Moscow: Al'yans, 2016. 528 p.
7. Vol'dek A. I., Popov V. V. *Elektricheskiye mashiny. Mashiny peremennogo toka* [Electric machines. AC machines]. SPb.: Piter, 2008. 350 p.
8. Kopylov I. P. *Elektricheskiye mashiny* [Electric machines]. Moscow: Izdatel'stvo Yurayt, 2012. 675 p.
9. Kopylov I. P. *Matematicheskoye modelirovaniye elektricheskikh mashin* [Mathematical modeling of electrical machines]. Moskva: Vysshaya shkola, 2001. 327 p.
10. Rudenko N. A., Romashihin YU. V. Celesoobraznost' ucheta effekta vytesneniya toka v rotore pri opredelenii parametrov asinhronnykh dvigatelej [The feasibility of taking into account the effect of current displacement in the rotor when determining the parameters of induction motors.]. *Elektromekhanichni ta enerhetychni sistemi, metody modelivannia ta optymizatsii: Zb. nauk. pr. KhIV Mizhnar. nauk.-tekhn. konf. molodykh uchenykh i spetsialistiv 14–15 kvitnia 2016 r., Kremenчук* [Electromechanical and energy systems, modeling and optimization methods: Collection of works of the XVI International Conference of students and young researchers]. Kremenчук: KrNU, 2016. pp. 120 – 121.

Поступила 28.06.2019

Ю. П. САМЧЕЛЕЕВ, Г. С. БЕЛОХА

ОДНОФАЗНЫЕ ИСТОЧНИКИ НАПРЯЖЕНИЯ И МОЩНОСТИ С РЕЛЕЙНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Показана возможность построения на базе источников тока однофазных источников питания, состоящих из активного выпрямителя и реверсора, с релейным управлением, реализующих режим источников напряжения и мощности электромагнитно совместимых с сетью и малой чувствительностью к действию возмущений. Получены математические модели, описывающие процессы в источниках питания и структурные схемы, а также выражения для определения частот релейного режима.

Ключевые слова: источник напряжения, источник мощности, электромагнитная совместимость, релейное управление.

Ю. П. САМЧЕЛЄЄВ, Г. С. БЕЛОХА

ОДНОФАЗНІ ДЖЕРЕЛА НАПРУГИ І ПОТУЖНОСТІ З РЕЛЕЙНИМ КЕРУВАННЯМ

Показана можливість побудови на базі джерел струму однофазних джерел живлення, що складаються з активного випрямляча і реверсора, з релейним керуванням, що реалізують режим джерел напруги і потужності електромагнітно сумісних з мережею та малою чутливістю до дії збурень. Отримано математичні моделі, які описують процеси в джерелах живлення і структурні схеми, а також вирази для визначення частот релейного режиму.

Ключові слова: джерело напруги, джерело потужності, електромагнітна сумісність, релейне керування.

YU. P. SAMCHELEEV, H. S. BIELOKHA

SINGLE-PHASE VOLTAGE AND POWER SOURCES WITH RELAY CONTROL

The article presents the possibility of building on the basis of current sources single-phase power sources, consisting of an active rectifier and reverser, with relay control, realizing the mode of voltage and power sources electromagnetically compatible with the network and low sensitivity to disturbances, limiting speed in working out the driving and disturbing influences: changes in network voltage and increase in load resistance. Mathematical models describing the processes in power supplies and structural diagrams, as well as expressions for determining the relay mode frequencies, are obtained. The possibility of converting the AC mains voltage into a single-phase AC voltage of various shapes and adjustable frequency and amplitude is shown. The spectrum of phase currents is presented. THD values do not exceed the limits specified by the standard. The possibility of building a universal power source that implements the modes of the current source, voltage and power is shown. The required mode of operation is performed by selecting the type of feedback.

Keywords: voltage source, power source, electromagnetic compatibility, relay control.

Введение. В [1-4] показана возможность построения трехфазных источников питания (ИП) с релейным управлением, обеспечивающих реализацию режимов источника тока ($I = \text{const}$), источника напряжения ($U = \text{const}$) и источника мощности ($P = \text{const}$) при высокой степени электромагнитной совместимости с сетью и малой чувствительностью к действию различных возмущений.

Отсутствие в ряде случаев трехфазной питающей сети не позволяет воспользоваться теми положительными эффектами, которые присущи трехфазным источникам питания с релейным управлением. Возникает естественный вопрос: возможно ли реализовать однофазные источники питания с релейным управлением без потерь качественных показателей, присущих трехфазным источникам? Вопрос этот важен ещё и потому, что традиционные однофазные преобразователи уступают по своим функциональным возможностям и технико-экономическим показателям трехфазным.

При разработке однофазных источников был сохранен принцип объединения релейного управления с принудительным формированием синусоидального тока, потребляемого из сети, при отсутствии фазового сдвига между напряжением и током.

В [5] показана возможность построения однофазного источника питания с релейным управлением, реализующего режим источника тока и имеющего рав-

ные функциональные возможности с трехфазным ИП при высоком качестве потребляемой электроэнергии.

Общепринятым является производство, преобразование, распределение и потребление электрической энергии на основе источников напряжения ($U = \text{const}$). Однако из-за неидальности их реальной внешней характеристики напряжение на её выходе уменьшается по мере роста тока, что отрицательно влияет на работу потребителей.

Существует ряд потребителей электрической энергии, которые требуют стабильности подведенной к ним мощности при изменении сопротивления нагрузки в широких пределах (установки плазменного нагрева, накопительные конденсаторы и др.).

Цель работы – показать возможность построения однофазных ИП с релейным управлением, реализующих режимы источника напряжения и мощности электромагнитно совместимых с сетью и малой чувствительностью к действию возмущений.

Материал и результат исследований. Для получения соответствующего режима работы трехфазного источника питания ($I = \text{const}$, $U = \text{const}$, $P = \text{const}$) достаточно установить соответствующий вид обратной связи – по току, по напряжению или мощности [1]. При этом схемотехника силовой части источника для всех режимов работы остается неизменной.

Этот же принцип используется и в однофазном ИП, реализующим режим $U = \text{const}$ (ИН).

© Ю. П. Самчелеев, Г. С. Белоха, 2019

На рис. 1 приведена функциональная схема источника напряжения, в основу которой положена схема источника тока [5] с заменой обратной связи по току нагрузки обратной связью по напряжению.

В состав источника напряжения входит активный выпрямитель US, собранный по однофазной мостовой схеме на IGBT-транзисторах с обратными диодами, к выходу которого подключен накопительный конденсатор C. Вход моста через формирующий дроссель $L_{др}$ и датчик потребляемого из сети тока UA подключен к питающей сети. Нагрузка подключена к конденсатору через реверсор UM, собранный на четырех IGBT-транзисторах, при этом управление транзисторами US и UM раздельное. Напряжения сети, конденсатора и нагрузки контролируются датчиками напряжения UV, UVc, UVn.

Система управления SC обеспечивает формирование потребляемого тока синусоидальной формы при отсутствии фазового сдвига ($\varphi = 0$) между напряжением и током и стабилизацию напряжения на нагрузке во всем диапазоне его регулирования.

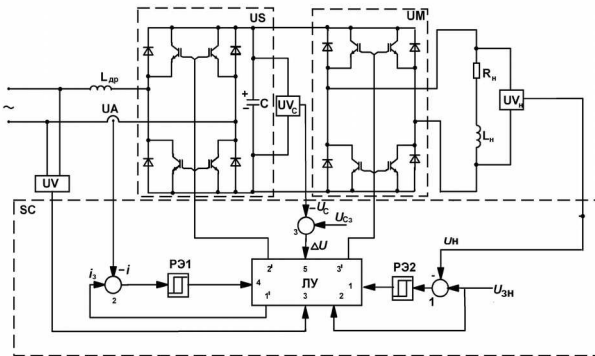


Рис. 1. Функциональная схема ИН1

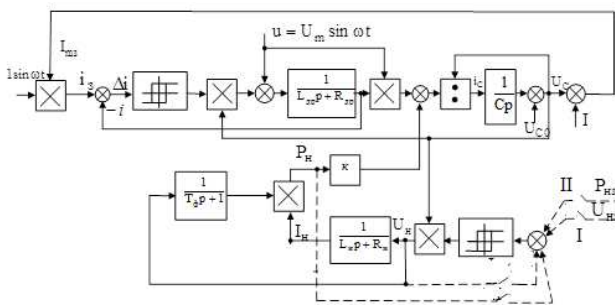


Рис. 2. Структурная схема ИН1 и ИМ1

Предварительное исследование возможностей предлагаемых источников целесообразно провести на математических моделях, полное и окончательное выполнить на цифровых моделях, учитывающих конкретную схемотехнику источников.

Работа контура формирования потребляемого из сети тока описывается выражениями

$$i_3 - i = \Delta i,$$

$$L_{др} \frac{di}{dt} + iR_{др} = u + U_c \quad -a \leq \Delta i \leq a, \frac{di}{dt} > 0, \quad (1)$$

$$L_{др} \frac{di}{dt} + iR_{др} = u - U_c \quad -a \leq \Delta i \leq a, \frac{di}{dt} < 0,$$

где $L_{др}$ – индуктивность входного дросселя; $R_{др}$ – активное сопротивление входного дросселя; $2a$ – ширина петли гистерезиса релейных регуляторов; U_c – напряжение на конденсаторе.

Процессы в контуре формирования напряжения на нагрузке описываются выражениями

$$U_{нз} - U_n = \Delta U_n,$$

$$\frac{L_n}{R_n} \frac{dU_n}{dt} + U_n = U_c \quad -b \leq \Delta U_n \leq b, \frac{dU_n}{dt} > 0, \quad (2)$$

$$\frac{L_n}{R_n} \frac{dU_n}{dt} + U_n = -U_c \quad -b \leq \Delta U_n \leq b, \frac{dU_n}{dt} < 0,$$

где $U_{нз}$, U_n – задающее и действительное значения постоянного напряжения на нагрузке, L_n , R_n – индуктивность и сопротивление нагрузки; $2b$ – ширина петли гистерезиса релейного регулятора напряжения нагрузки.

В основу построения математической модели источника напряжения положены уравнения (1) и (2). Структурная схема математической модели представлена на рис. 2.

На рис. 3 приведена осциллограмма процессов в ИН1 (переключатель в положение I).

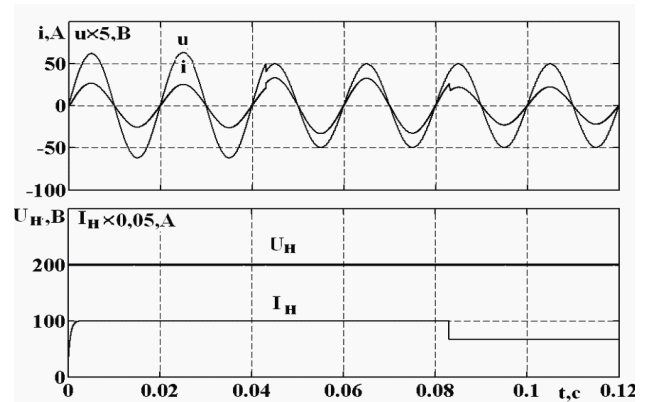


Рис. 3. Реакция источника напряжения на действие возмущений

Из осциллограмм следует, что ИН1 электромагнитно совместим с сетью и инвариантен к действию возмущений в виде изменения напряжения сети на 20% от номинального значения и увеличению сопротивления нагрузки. Математические модели подтвердили работоспособность источника.

Ниже приводится ряд осциллограмм, демонстрирующих возможности источника полученные на цифровой модели.

На рис. 4 показан процесс стабилизации напряжения нагрузки, реакция на изменение величины задания напряжения (момент времени $t = 0,05$ с), реакции на изменение сопротивления нагрузки (момент времени $t = 0,094$ с) и изменение напряжения сети (момент времени $t = 0,1425$ с).

На рис. 5 а представлен процесс отработки закона вида $u_n = U_m \sin \omega t$ в нагрузке. В момент времени $t = 0,085$ с изменилось задание на амплитудное значение напряжения, входной ток при этом уменьшился для восстановления баланса мощности.

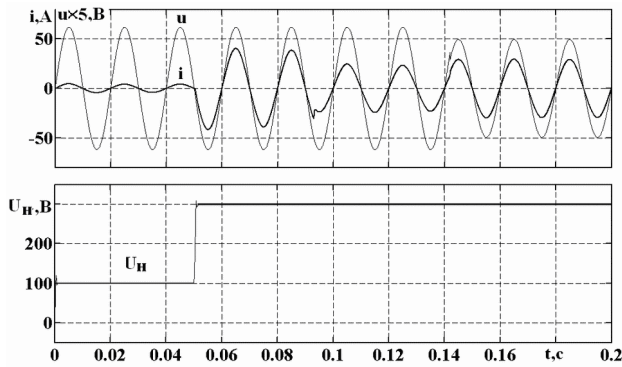
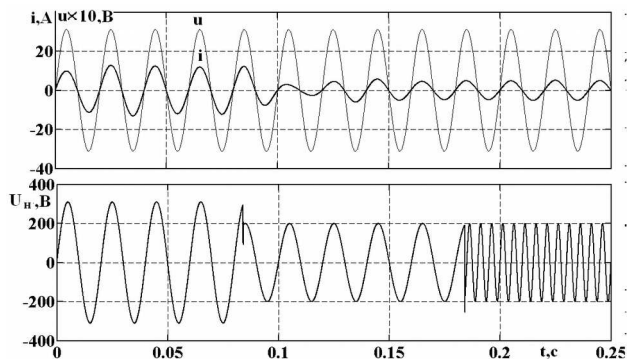


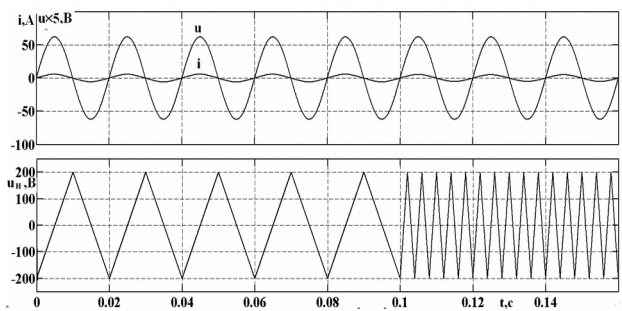
Рис. 4. Реакция ИН на действие возмущений

В момент времени $t=0,185$ с произошло изменение частоты напряжения нагрузки.

На рис. 5 б показано формирование треугольного закона изменения напряжения нагрузки с регулированием его частоты.



а



б

Рис. 5. Обработка законов

а – вида $u_n = U_m \sin \omega t$, б - треугольного закона изменения

Из приведенных осциллограмм следует, что во всех режимах потребляемый из сети ток имеет синусоидальную форму и синфазен с напряжением сети, стабилизация напряжения при действии возмущений не нарушается.

На рис. 6 показана силовая часть другого варианта построения однофазного источника напряжения ИН2. В этом случае несколько упрощается схемотехника за счёт уменьшения количества транзисторов (два вместо четырёх).

Качество работы и функциональные возможности ИН2 не отличаются от ИН1.

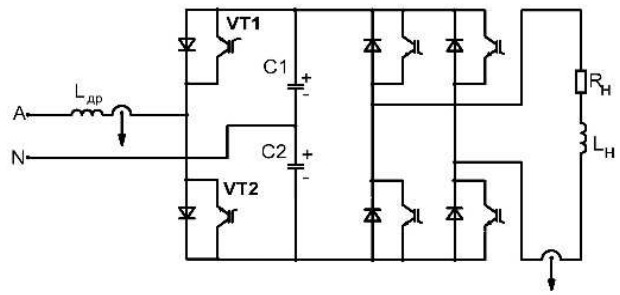
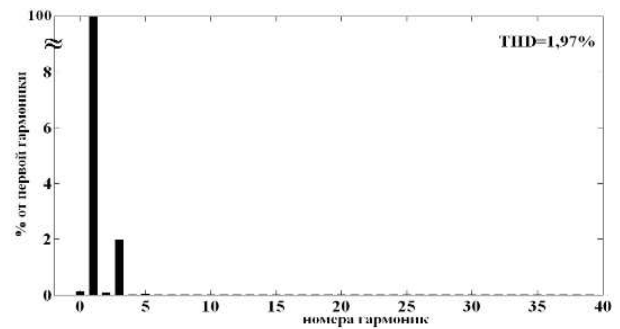


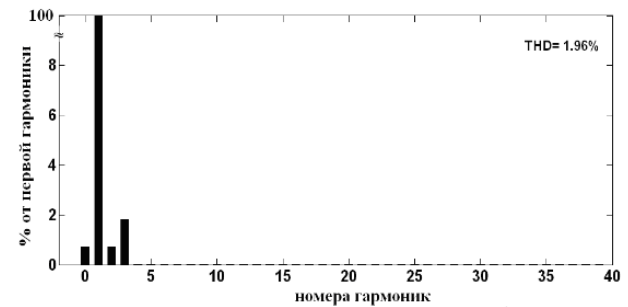
Рис. 6. Силовая часть ИН2

Спектры входных токов ИН1 и ИН2 представлены соответственно на рисунках 7 а и б.

Значения THD не выходят за пределы допустимых значений, установленных ГОСТ [6].



а



б

Рис. 7. Спектры сетевых токов а - ИН1 , б - ИН2

Источник мощности $P = \text{const}$ может быть получен путём замены обратной связи по напряжению нагрузки (рис. 1), обратной связью по мощности. Схема источника мощности ИМ1 представлена на рис. 8.

Второй вариант ИМ2 выполнен, как и ИН2, по схеме, представленной на рис. 6.

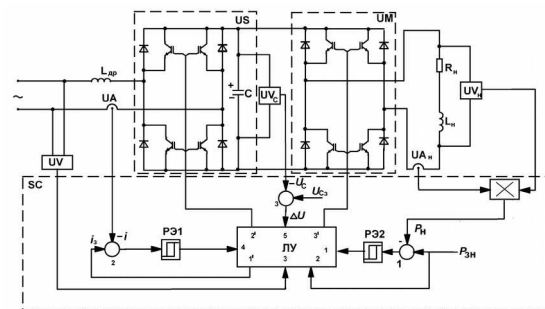


Рис. 8. Функциональная схема ИМ1

Уравнения, описывающие процессы в контуре формирования потребляемого тока, соответствует уравнениям (1).

Процессы в контуре формирования мощности нагрузки описываются уравнениями

$$P_{нз} - P_{н} = \Delta P_{н},$$

$$\begin{cases} L_{н} \frac{di_{н}}{dt} + i_{н} R_{н} = U_{с} & -b \leq \Delta i_{н} \leq b, \frac{di_{н}}{dt} > 0, \\ \frac{L_{н}}{R_{н}} \frac{du_{н}}{dt} + U_{н} = U_{с} & -b \leq \Delta U_{н} \leq b, \frac{dU_{н}}{dt} > 0, \\ L_{н} \frac{di_{н}}{dt} + i_{н} R_{н} = -U_{с} & -b \leq \Delta i_{н} \leq b, \frac{di_{н}}{dt} < 0, \\ \frac{L_{н}}{R_{н}} \frac{du_{н}}{dt} + U_{н} = -U_{с} & -b \leq \Delta U_{н} \leq b, \frac{dU_{н}}{dt} < 0, \end{cases} \quad (3)$$

где $P_{нз}$, $P_{н}$ – заданные и действительное значения мощности нагрузки.

Выбор режима осуществляется замыканием ключа в положение (рис. 2). На рис. 9 показан процесс стабилизации мощности нагрузки и реакция ИМ1 на действие возмущений (уменьшение напряжения сети и изменение сопротивления нагрузки).

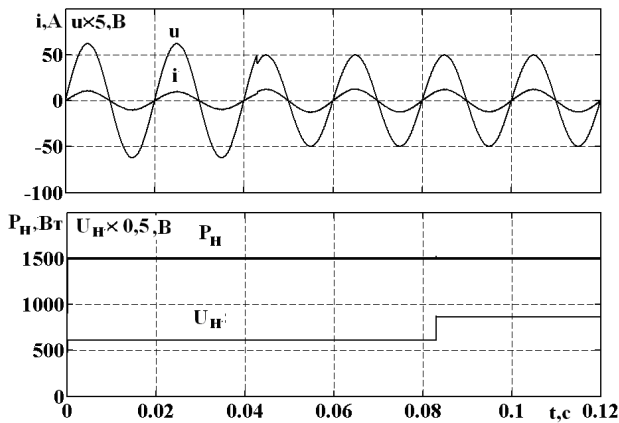


Рис. 9 Реакция ИМ1 на действие возмущений

Спектр тока потребляемого из сети представлен на рис. 10.

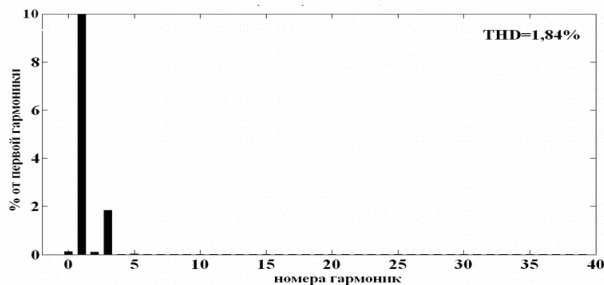


Рис. 10 Спектр сетевого тока ИМ1

Из рисунков 9÷10 следует, что источник мощности, также, как и источник напряжения, не чувствителен к действию возмущений при высокой степени электромагнитной совместимости.

Важнейшим параметром ИП с релейным управлением является частота релейного режима, определяющая качество работы ИП (предельное быст-

родействие, малая чувствительность к действию возмущений).

Частота релейного режима при формировании синусоидального тока, потребляемого из сети ИН1:

$$f = \frac{U_{с}^2 - (U_{м} - I_{м} R_{дп})^2 \sin^2 \omega t}{4a U_{с} L_{дп}}, \quad (4)$$

где $U_{м}$ – амплитудное значение фазного напряжения сети.

Из выражения 4 следует, что частота релейного режима меняется в процессе формирования потребляемого из сети тока.

Максимальная и минимальные значения частот определяется, согласно

$$f_{max} = \frac{U_{с}}{4a L_{дп}}, \quad (5)$$

$$f_{min} = \frac{U_{с}^2 - (U_{м} - I_{м} R_{дп})^2}{4a U_{с} L_{дп}}. \quad (6)$$

Частота релейного режима в контуре нагрузки с учетом (2) будет определяться согласно выражению

$$f_{н} = \frac{(U_{с}^2 - U_{н}^2) R_{н}}{4b L_{н} U_{с}}. \quad (7)$$

В источнике ИМ1 частота релейного режима в контуре формирования потребляемых тока определяется (4÷6), а в контуре нагрузке выражением

$$f_{н} = \frac{(U_{с}^2 - P_{н} R_{н}) \sqrt{P_{н} R_{н}}}{2b L_{н} U_{с}}. \quad (8)$$

Выражения (4-8) позволяют определить параметры, влияющие на частоту релейного режима, и их величины, обеспечивающие заданную частоту.

Сравнивая схемотехнику ИТ, ИН, ИМ, видно, что силовая часть источника останется неизменной, система управления отличается практически лишь видом вводимой обратной связи. Появляется возможность без изменения схемотехники реализовать универсальный источник питания, в котором путем выбора вида обратной связи устанавливается необходимый режим работы ИТ, ИН, ИМ.

Схема универсального источника питания ИП, реализующего режим ИТ, ИМ и ИН, представлена на рис. 11.

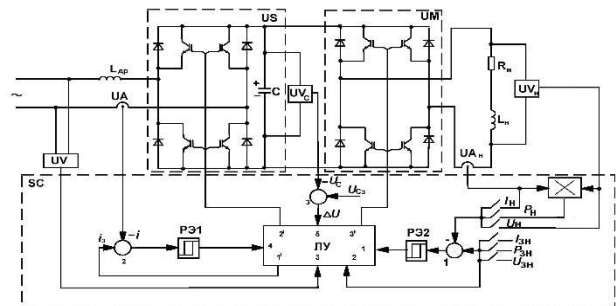


Рис.11 Схема универсального источника питания

Выводы: Предложенные однофазные источники напряжения и мощности обладают высокой степенью электромагнитной совместимости с сетью во всех режимах работы, малой чувствительностью к действию возмущений, предельным быстродействием в отработке задающих и возмущающих воздействий.

Источник напряжения обладает широкими функциональными возможностями (такими же, как и трехфазные), реализуя следующие режимы работы:

– преобразование переменного напряжения сети неизменной частоты и амплитуды в постоянное напряжение с возможностью регулирования его величины и стабилизации на заданном уровне;

– преобразование переменного напряжения сети в однофазное переменное напряжение различной формы и регулируемой частоты и амплитуды.

Источник мощности при необходимости также может реализовать различные законы изменения мощности в нагрузке.

Показана возможность построения универсального источника питания, реализующего режимы источника тока, напряжения и мощности.

Список литературы

1. Самчелев Ю. П., Белоха Г. С. Универсальный источник питания с релейным управлением для электроприводов постоянного и переменного тока. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків: НТУ «ХПІ», 2017, Вип. 27 (1249). С. 264 – 267.
2. Бекбаев А. Б., Самчелев Ю. П., Дрючин В. Г., Белоха Г. С., Серсанбаев Е. А. Система стабилизации тока, электромагнитно совместимая с сетью. *Вестник Казахского Национального технического университета им. К. И. Сатпаева*. Алматы: КазНТУ им. К.И. Сатпаева. 2014. №1 (101). С. 93 – 100.
3. Bielokha H. Samcheleev Yu. Electromagnetic compliant of voltage source with relay control. *IEEE Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems*. Kremenchuk, 2017. pp. 32 – 36.
4. Самчелев Ю. П., Белоха Г. С. Электромагнитно совместимый источник мощности с релейным управлением. *Электротехнические и компьютерные системы*. Одесса: Астропринт. 2017, № 25 (101). С. 139 – 145.
5. Дрючин В. Г., Самчелев Ю. П., Белоха Г. С., Шевченко И. С. Однофазный высокоэффективный источник питания для электропривода постоянного тока. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук: КрНУ. 2013, № 2 (22). С. 109 – 117.
6. IEEE-519-2014. *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*. New York: Transmission and Distribution Committee, 2014. 29 p. (Standart of Transmission and Distribution Committee).

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Самчелєєв Юрій Павлович (Самчелеєв Юрій Павлович, Samcheleev Juri Pavlovich) – кандидат технічних наук, доцент, Донбаський державний технічний університет, доцент кафедри автоматизованого електропривода; м. Алчевськ, Україна; e-mail: y.sam1904@gmail.com

Белоха Галина Сергіївна (Белоха Галина Сергеевна, Bielokha Halyna Sergeevna) – кандидат технічних наук, доцент, Східноукраїнський університет ім. В. Даля, доцент кафедри електричної інженерії; м. Сєверодонецьк, Україна; e-mail: pointage13@gmail.com

References (transliterated)

1. Samcheleev YU. P., Beloha G. S. Universal'nyj istochnik pitaniya s relejnym upravleniem dlya elektroprivodov postoyannogo i peremennogo toka [Universal power supply with relay control for AC and DC drives]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»* [Bulletin of the National Technical University "KhPI"]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2017, Vyp. 27 (1249). pp. 264 – 267.
2. Bekbaev A. B., Samcheleev YU. P., Dryuchin V. G., Beloha G. S., Sersanbaev E. A. *Sistema stabilizacii toka, elektromagnitno sovmeštymaya s set'yu* [Current stabilization system, electromagnetically compatible with the network]. *Vestnik Kazahskogo Nacional'nogo tekhnicheskogo universiteta im. K. I. Satpaeva* [Bulletin of the Satbayev University]. Almaty: KazNTU im. K.I. Satpaeva. 2014, № 1 (101). pp. 93 – 100.
3. Bielokha H. Samcheleev Yu. Electromagnetic compliant of voltage source with relay control. *IEEE Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems*. Kremenchuk, 2017. pp. 32 – 36.
4. Samcheleev YU. P., Beloha G. S. *Elektromagnitno sovmeštymyj istochnik moshchnosti s relejnym upravleniem* [Electromagnetically compatible power source with relay control]. *Elektrotekhnicheskie i komp'yuternye sistemy* [Electrotechnic and computer systems]. Odessa: Astroprint. 2017, № 25 (101). pp. 139 – 145.
5. Dryuchin V. G., Samcheleev YU. P., Beloha G. S., Shevchenko I. S. *Odnofaznyj vysokoeffektivnyj istochnik pitaniya dlya elektroprivoda postoyannogo toka* [Single-phase high-efficiency power source for a DC drive]. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi sistemy* [Electromechanical and energy saving systems]. Kremenchuk: KrNU. 2013. № 2 (22). pp. 109 – 117.
6. IEEE-519-2014. *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*. New York: Transmission and Distribution Committee, 2014. 29 p. (Standart of Transmission and Distribution Committee).

Поступила 30.04.2019

О. С. НАЗАРОВА, В. В. ОСАДЧИЙ, І. А. МЕЛЕШКО, М. О. ОЛЄЙНИКОВ

ІДЕНТИФІКАЦІЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ ПРИ ЗАВАДАХ В ОПТИЧНІЙ СИСТЕМІ ЕНКОДЕРА

Одними із найбільш вживаних давачів цифрових систем автоматичного керування швидкістю є енкодери. Завади в оптичній системі енкодера можуть призвести до некоректного вихідного сигналу і раптової зупинки робочого органу. Ідентифікація кутової швидкості при завадах в оптичній системі енкодера може подовжити його роботу для коректного завершення робочого циклу, що допоможе зменшити матеріальні збитки та запобігти ряду аварій наслідок раптової зупинки технологічного процесу.

Ключевые слова: ідентифікація, кутова швидкість, оптична система, енкодер, мікроконтролер, система автоматичного керування.

Е. С. НАЗАРОВА, В. В. ОСАДЧИЙ, И. А. МЕЛЕШКО, Н. А. ОЛЕЙНИКОВ

ИДЕНТИФИКАЦИЯ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ ПРИ ПОМЕХАХ В ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ ЭНКОДЕРА

Одними из наиболее распространенных датчиков цифровых систем автоматического управления скоростью являются энкодеры. Помехи в оптической системе энкодера могут привести к некорректному выходному сигналу и внезапной остановки рабочего органа. Идентификация угловой скорости при помехах в оптической системе энкодера может продлить его работу для корректного завершения рабочего цикла, поможет уменьшить материальный ущерб и предотвратить ряд аварий вследствие внезапной остановки технологического процесса.

Ключові слова: ідентифікація, углова швидкість, оптична система, енкодер, мікроконтролер, система автоматичного управління.

O. S. NAZAROVA, V. V. OSADCHYY, I. A. MELESHKO, M. O. OLEINIKOV

IDENTIFICATION OF ANGULAR VELOCITY AT INTERFERENCES IN THE OPTICAL ENCODER SYSTEM

One of the most commonly used digital speed control digital encoders is encoders. Obstacles in the optical system of the encoder can lead to an incorrect output signal and a sudden stop of the working body. The identification of the angular velocity at interferences in the optical encoder system can extend its work for the correct completion of the working cycle, which will help reduce material losses and prevent a number of accidents resulting from the sudden stop of the technological process. The hardware part in the form of a laboratory stand for conducting a physical experiment was developed; program part for identifying angular velocity at interferences in the optical encoder system; the adequacy of the identification algorithm has been checked. An algorithm for identifying angular velocity in the presence of interference in the optical encoder system is re-installed on a specially designed laboratory stand. The conducted studies have shown that the error between the results of the work of the damaged and normal encoders does not exceed 1%. The proposed software and hardware complex for the investigation of encoder signals can be used in the laboratory practice of disciplines related to metrology, information and measurement systems, as well as with systems of automatic control of technological processes.

Keywords: identification, angular velocity, optical system, encoder, microcontroller, automatic control system.

Вступ. Вимірювання швидкості обертання виконавчих механізмів або їх позиціонування відносно початкового положення шляхом визначення кутового положення вала двигуна або осі обертання є однією з найбільш розповсюджених задач при розробці та дослідженні систем автоматизації. На сьогодні у різних галузях промисловості існує досить велика кількість цифрових систем автоматичного керування (САК) швидкістю виконавчого механізму [1, 2]. Для якісної роботи цих систем необхідно мати коректні дані про частоту обертання. Найбільш розповсюдженим давачем у таких системах є інкрементний енкодер. У разі його пошкодження технологічний процес буде порушено, що може призвести до аварій і значних матеріальних збитків. Тому розробка методу ідентифікації кутової швидкості при завадах у оптичній системі енкодера, що дозволить завершити певний етап технологічного процесу у робочому режимі, уникнувши аварії, є актуальною.

В залежності від технологічних потреб для вимірювання частоти обертання використовують абсолютні та інкрементні оптичні енкодери. Останні доречні у тому випадку, коли збереження абсолютного кутового положення вала при відключенні живлення не потрі-

бне. До основних переваг цих енкодерів відносяться також їхня простота, надійність і відносно низька вартість. Відомі декілька видів причин виходу з ладу енкодерів [3]. По-перше, знос підшипників, що викликаний не відповідністю умов використання, наприклад, високим рівнем вібрації, перевищенням допустимої кутової швидкості та терміну служби. По-друге, збій в електричній системі. По-третє, збій в оптичній системі, передумовами якого є, наприклад, внутрішнє забруднення і невідповідність температурному режиму експлуатації. Ця робота присвячена зменшенню впливу завад в оптичній системі енкодера на точність ідентифікації кутової швидкості.

Більша частина досліджень роботи енкодерів спрямована на підвищення їх якісних характеристик [4], ідентифікацію напрямку обертання та знаходження кількісних показників частоти обертання за допомогою математичної моделі інкрементного енкодера [5]. Для підвищення точності вимірювань проводять додаткову обробку даних: при підрахунку реєструють зміну сигналу як по передньому, так і по задньому фронту для різних комбінацій сигналів енкодера за допомогою блоків високошвидкісних лічильників ПЛК і користувачьких програм [6]; визначають систематичні

похибки при вимірюванні частоти обертання та вводять у програму коефіцієнти поправки [7].

Досліджено точність методу визначення фази з індукційного датчика кута повороту залежно від розрядності вхідних цифрових даних, які отримані з датчика за допомогою аналого-цифрового перетворювача [8]. Але без належної уваги залишилися питання ідентифікації кутової швидкості при раптовій появі завад у оптичній системі енкодера, що спричиняє матеріальні і технологічні складності, пов'язані з виходом з ладу енкодера та пошуку шляхів виходу із таких ситуацій.

Мета роботи – підвищення точності ідентифікації кутової швидкості при завадах в оптичній системі інкрементного енкодера, що дозволить подовжити час використання цих енкодерів для коректного завершення робочого циклу.

Завдання дослідження: розробка апаратної частини у вигляді лабораторного стенда для проведення фізичного експерименту; розробка програмної частини для ідентифікації кутової швидкості при завадах в оптичній системі енкодера; перевірка адекватності алгоритму ідентифікації.

Матеріали і результати дослідження. Одним з проявів завад у оптичній системі енкодера є пропуск частини імпульсів, що призводить до зменшення результату вимірювання кутової швидкості відносно істинного значення при класичному методі її вимірювання. В той же час пропуск імпульсів призводить до зміни періоду деяких з них та появи періодичності у сигналі з енкодера, що може бути використано для опосередкованого вимірювання кутової швидкості через період обертання валу енкодера.

Опосередковані вимірювання – вимірювання, при яких шукане значення величини знаходять на підставі відомої функціональної залежності між цією величиною та вихідними величинами, що оцінюються прямими вимірюваннями. Опосередковані вимірювання переважно виконують у разі, якщо не існує засобів прямого вимірювання величини або немає доступу до величини, щоб здійснити прямі вимірювання, а також у разі, якщо навіть існують засоби прямого вимірювання, однак якість результату може бути низькою.

Вибір методів збору та обробки даних спостережень в значній мірі залежить від того, яке фізичне явище досліджується та від мети яка досягається обробкою [9]. Однак в загальному виді виділяють такі основні етапи: збір даних; реєстрація (в тому числі передача); попередня обробка; оцінка основних властивостей; аналіз; побудова моделі; використання моделі. Кожний з цих етапів потребує виконання послідовності операцій, яка зображена на рис. 1. При зборі даних використовуються первинні вимірювальні перетворювачі, які перетворюють енергію з однієї форми в іншу. Після цього відбувається реєстрація даних, тобто запис отриманих значень величин на носій.

Етап підготовки даних (попередня обробка) до детального аналізу включає: редагування – виключення аномальних сигналів, зниження рівня шумів та інше; перетворення з аналогової форми подання в цифрову.

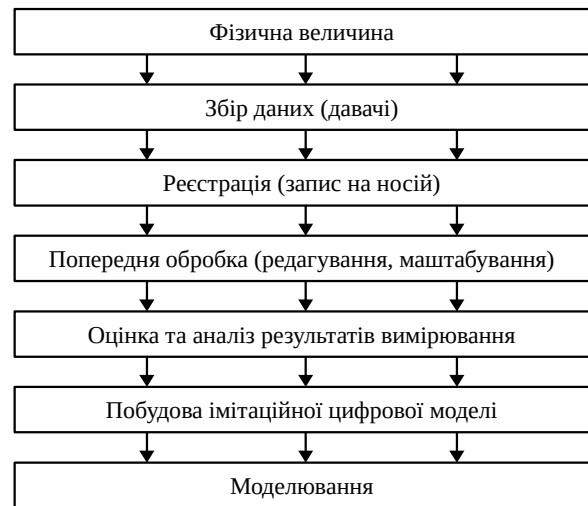


Рисунок 1 – Основні етапи збору та обробки даних спостережень стану об'єкту

Побудова імітаційної моделі на комп'ютері та її використання, дозволяє досліджувати алгоритми обробки вимірювальної інформації, тестувати системи автоматичного керування, при цьому не зашкоджуючи здоров'ю та життю людини [10].

Для реалізації мети дослідження було розроблено лабораторний стенд [11] (рис. 2), що являє собою розгорнуту будову енкодера.

Диск приводиться у рух за допомогою двигуна (Д) постійного струму RF-300CA-181 5,9В, який живиться від блока живлення (БЖ) HY1502D 0-15В, 0-2А. На валу двигуна встановлений тримач для CD-диску. На диску зображено решітку, за допомогою якої встановлюється відповідна помилка у оптичній системі енкодера. При його обертанні датчик реєструє кожну риску на диску та посилає сигнал до мікроконтролера (МК) ADuC841. Після чого отримані дані обробляються на персональному комп'ютері (ПК). Слід зазначити, що змінюючи CD-диски, які мають різне розташування міток, можна емулювати відповідні пошкодження в оптичній системі інкрементного енкодера.

Відомо, що на виході інкрементного енкодера є два сигнали у вигляді імпульсних послідовностей, які зміщені одна відносно одної за фазою. На підставі вказаних сигналів система керування розраховує частоту та напрям обертання валу. Сигнали на виході енкодера при обертанні валу в одному напрямку і в протилежному напрямку показані на рис. 3.

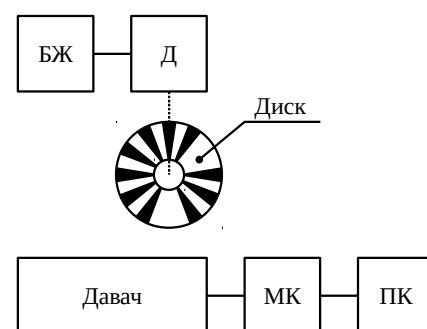


Рисунок 2 – Структурна схема стенду

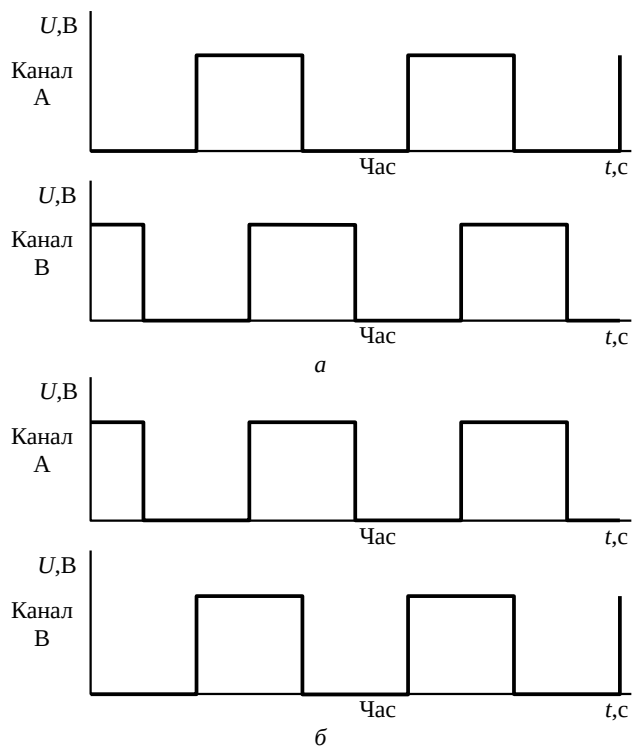


Рисунок 3 – Умовне зображення сигналу на виході енкодера: (а) при обертанні вала в одному напрямку, (б) в протилежному напрямку

При виникненні заводів в оптичній системі сигнал на виході пошкодженого енкодера відрізняється від сигналу справного енкодера (рис. 3). Наприклад, втрача окремого імпульсу сигналу В (рис. 4).

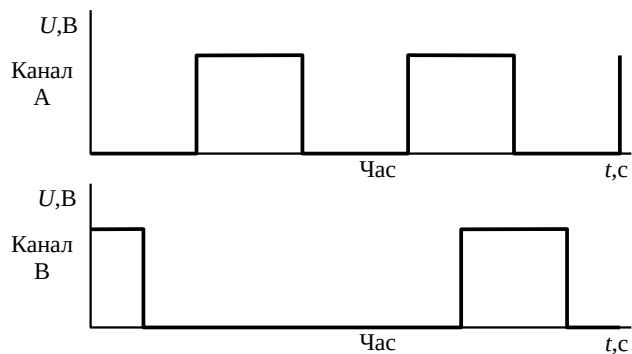


Рисунок 4 – Умовне зображення сигналу з деякою помилкою в каналі В

В ході дослідження з використанням розробленого стенда [12] двигун, відповідно для трьох фізичних експериментів, живився напругами $U = 2В, 2,5В, 3В$. Сигнали з давача у результаті обробки мікроконтролером перетворюються у значення проміжків часу між сусідніми імпульсами (рис. 5).

Вказані значення надходять до персонального комп'ютера через USB-інтерфейс і зберігаються у вигляді електронних таблиць Microsoft Excel. Цим масивам даних присвоюються змінні – v_2, v_{25}, v_3 , кількість точок кожного масиву – $i = 1 \dots 150$ (рис. 5).

Далі ці масиви даних впроваджуються у середовище Mathcad і будуються три графіка сигналів з датчика (рис. 6).

	1		1		1
1	60	16	60	31	59
2	60	17	58	32	60
3	59	18	60	33	63
4	60	19	63	34	60
5	63	20	61	35	66
6	60	21	66	36	63
7	66	22	63	37	131
8	63	23	131	38	193
9	131	24	192	39	63
10	193	25	63	40	65
11	63	26	65	41	65
12	65	27	65	42	129
13	65	28	129	43	59
14	127	29	59	44	60
15	61	30	60	45	58
16	...	31	...	46	...

Рисунок 5 – Дані зі стенду для напруги 2В

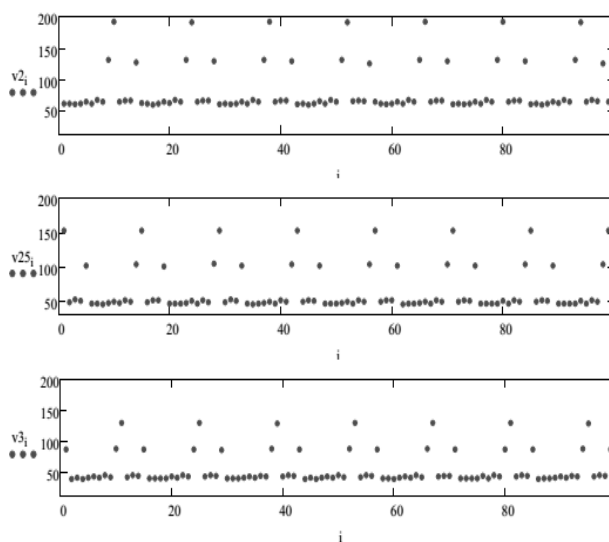


Рисунок 6 – Графіки періодів імпульсів для напруг 2В, 2,5В та 3В.

Для виявлення періодичності сигналу у масиві періодів імпульсів виділяємо m послідовних діапазонів по n елементів у кожному та визначаємо середнє значення – mid_k

$$mid_k = \frac{a_k + a_{(n+k)} + a_{(2n+k)} + \dots + a_{((m-1) \cdot n+k)}}{m} \quad (1)$$

де a – елемент масиву;
 $k = 0, 1 \dots (n-1)$ – порядковий номер елементів виділених діапазонів m .

У середовищі Mathcad визначаємо середнє квадратичне відхилення – Q_k

$$Q_k = \frac{S_k}{n} \quad (2)$$

$$S_k = \sqrt{\sum_k \left((a_k - mid_k)^2 + (a_{(n+k)} - mid_k)^2 + (a_{(2n+k)} - mid_k)^2 + \dots + (a_{(m-1) \cdot n} - mid_k)^2 \right)} \quad (3)$$

Будуємо графік залежності $Q_k = f(n)$, на якому у разі пошкодження в оптичній системі енкодера присутні мінімуми, які свідчать про періодичність сигналу. Для експериментальних даних, що відповідають значенням напруги живлення 2, 2.5 та 3В проводимо розрахунки у середовищі Mathcad згідно формул $(1 \div 3)$.

Результати обчислень для $m = 5$ наведені на рис. 7.

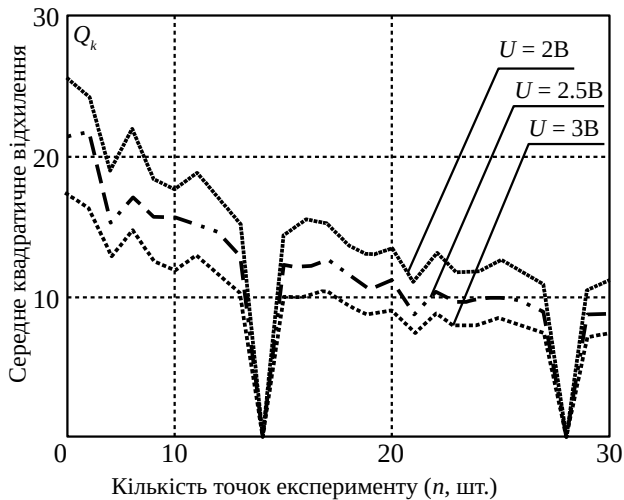


Рисунок 7 – Умвне зображення сигналу з деякою помилкою в каналі В

Вимірюємо частоту обертання диска за допомогою тахометра «Digital tachometer DT-2234С» (табл. 1) та порівнюємо її з розрахованою частотою пошкодженого енкодера (табл. 2).

Таблиця 1 – Частота обертання диску, виміряна тахометром

Напруга, В	Диск				
	1	2	3	4	5
2	36,0	36,0	36,0	36,0	36,0
2,5	44,7	44,7	44,7	44,7	44,7
3	52,7	52,7	52,7	52,7	52,7

Таблиця 2 – Частота обертання диску, розрахована за допомогою алгоритму

Напруга, В	Диск				
	1	2	3	4	5
2	36,0	35,6	36,9	36,9	35,2
2.5	45,1	44,7	45,4	44,8	44,5
3	53,9	53,5	52,8	53,3	53,1

На рисунках 8 і 9 зображені результати роботи енкодера без застосування корекції сигналу і з використанням алгоритму. Частота обертання диску, виміряна тахометром зображена у вигляді ліній, а частота, розрахована за алгоритмом – у вигляді точок.

Таким чином, у разі виникнення завад в оптичній системі енкодера запропонований метод ідентифікації кутової швидкості енкодера дає змогу правильно визначити вимірювану кутову швидкість і коректно завершити робочий цикл.



Рисунок 8 – Результати роботи енкодера без ідентифікації сигналу



Рисунок 9 – Результати ідентифікації кутової швидкості енкодера

Висновки. Використання методу ідентифікації кутової швидкості при наявності завад у оптичній системі енкодера дає змогу продовжити на певний час роботу енкодера у разі виникнення несправностей у його оптичній системі, що дозволить уникнути ряду аварій та матеріальних збитків, внаслідок раптової зупинки технологічного процесу.

Алгоритм для ідентифікації кутової швидкості при наявності завад у оптичній системі енкодера перевірено на спеціально розробленому лабораторному стенді. Проведені дослідження показали, що похибка між результатами роботи пошкодженого та справного енкодерів не перевищує 1%.

Запропонований програмно-апаратний комплекс для дослідження сигналів енкодерів можна використовувати у лабораторному практикумі дисциплін, пов'язаних з метрологією, інформаційно-вимірювальними системами, а також з системами автоматичного керування технологічними процесами.

Планується подальша робота над алгоритмом, розширення експерименту та робота над іншими видами пошкоджень енкодера.

Список літератури

1. Дорошенко А. Л., Михальський В. М., Шаповал І. А. Дослідження алгоритму керування швидкістю повністю керованої машини подвійного живлення. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків: НТУ «ХПІ», 2017, № 27(1249). С. 53 – 57.
2. Осадчий В. В., Назарова Е. С., Брылистый В. В., Савилов Р. И. Исследование системы управления позиционным электроприводом с дискретным датчиком положения. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків: НТУ «ХПІ», 2017, № 27(1249). С. 146 – 149.
3. Почему не ломаются энкодеры LEINE&LINDE. URL: http://meandr.ru/leine_linde. (дата обращения 21.05.2019).

4. AVR. Учебный Курс. Инкрементальный энкодер. URL: <http://easyelectronics.ru/avr-uchebnyj-kurs-inkrementalnyj-encoder.html>. (дата обращения 21.05.2019).
5. Incze I. I., Negrea Alin, Imecs Maria, Szabó Csaba. Incremental Encoder Based Position and Speed Identification: Modeling and Simulation. *Acta Universitatis Sapientiae. Series: Electrical and Mechanical Engineering*. Cluj-Napoca: Sapientia Hungarian University of Transylvania, 2010, Vol. 2. pp. 27 – 39.
6. Аль-Тибби В., Поздняков А. Подключение инкрементного энкодера к ПЛК. *Современные технологии автоматизации*. Москва: ООО «СТА-ПРЕСС». 2015, № 1. С. 76 – 83.
7. Albrecht C., Klöck J., Martens O. Schumacher W. Online Estimation and Correction of Systematic Encoder Line Errors. *Machines*, 2017. Vol. 5, issue 1. 15 p.; DOI:10.3390/machines5010001.
8. Мороз В., Оксентюк В., Болкот П., Снітков К. Вплив розрядності даних на точність визначення кута в індукційних давачках кута. *Вісник Національного університету «Львівська політехніка»*. Сер.: *Електроенергетичні та електромеханічні системи*. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2016, № 840. С. 90 – 97.
9. Бендат Дж., Пирсол А. *Прикладний аналіз випадкових даних*. URL: <https://www.twirpx.com/file/94589/>. (дата обращения 21.05.2019).
10. Шеннон Р. *Имитационное моделирование систем - искусство и наука*. URL: https://mymirknig.ru/knigi/tehnicheskie_nauki/19265-imitacionnoe-modelirovanie-sistem-iskusstvo-i-nauka.html. (дата обращения 21.05.2019).
11. Осадчий В. В., Назарова О. С., Морозов П. Ю. Лабораторний стенд для дослідження сигналів пошкодженого енкодера. *Тиждень науки: Тези доповідей наук.-техн. конф. 18-21 квітня 2017*. Запоріжжя: ЗНТУ, 2017. С. 381 – 382.
12. Назарова О. С., Осадчий В. В. Алгоритм корекції сигналу пошкодженого енкодера. *Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах*. Наука, освіта і практика. Кременчук : КрНУ, 2018. Вип. 5. С. 14 – 16.
13. uchebnyj-kurs-inkrementalnyj-encoder.html. (accessed 21.05.2019).
14. Incze I. I., Negrea Alin, Imecs Maria, Szabó Csaba. Incremental Encoder Based Position and Speed Identification: Modeling and Simulation. *Acta Universitatis Sapientiae. Series: Electrical and Mechanical Engineering*. Cluj-Napoca: Sapientia Hungarian University of Transylvania, 2010, Vol. 2. pp. 27 – 39.
15. Al-Tibbi V., Pozdnyakov A. *Podklyuchenie inkrementnogo enkodera k PLK* [Connected incremental encoder to PLC]. *Sovremennye tekhnologii avtomatizacii* [Contemporary Technologies in Automation]. Moskva: OOO «STA-PRESS». 2015, № 1. pp. 76 – 83.
16. Albrecht C., Klöck J., Martens O. Schumacher W. Online Estimation and Correction of Systematic Encoder Line Errors. *Machines*, 2017. vol. 5, issue 1. 15 p.; DOI:10.3390/machines5010001.
17. Moroz V., Oksentiuk V., Bolkot P., Snitkov K. Vplyv rozriadnosti danykh na tochnist vyznachennia kuta v induktsiinykh davachakh kuta [Influence of data bitness on accuracy of determination of angle in induction angle sensors]. *Visnyk Natsionalnoho universytetu «Lvivska politekhnika»*. Ser.: *Elektroenergetychni ta elektromekhanichni systemy* [Bulletin of the Lviv Polytechnic National University. Series: Electrical Power and Electromechanical Systems]. Lviv Vydavnytstvo Lvivskoi politekhniki, 2016, № 840. pp. 90 – 97.
18. Bendat Dzh., Pirsol A. *Prikladnoj analiz sluchajnyh dannyh* [Applied analysis of random data: Transl. from English]. URL: <https://www.twirpx.com/file/94589/>. (accessed 21.05.2019).
19. SHennon R. *Imitacionnoe modelirovanie sistem – iskusstvo i nauka* [Simulation systems - art and science]. URL: https://mymirknig.ru/knigi/tehnicheskie_nauki/19265-imitacionnoe-modelirovanie-sistem-iskusstvo-i-nauka.html. (accessed 21.05.2019).
20. Osadchij V. V., Nazarova O. S., Morozov P. Yu. Laboratornyi stend dlia doslidzhennia syhnaliv poskodzhenoho enkodera [Laboratory bench for investigating damaged encoder signals]. *Tyzhden nauky: Tezy dopovidei nauk.-tekhn. konf. 18-21 kvitnia 2017 r., Zaporizhzhia* [Science Week: Abstracts of the Scientific and Technological Conference 18-21 april 2017]. Zaporizhzhia: ZNTU, 2017. pp. 381 – 382.
21. Nazarova O. S., Osadchij V. V. Alhorytm korektsii syhnala poskodzhenoho enkodera [Correction algorithm for damaged encoder signal]. *Problemy enerhoresursozberezhennia v elektrotekhnichnykh sistemakh*. Nauka, osvita i praktyka [Problems of energy and resource saving in electrical systems. Science, education and practice]. Kremenchuk : KrNU, 2018, Vyp. 5. pp. 14 – 16.

References (transliterated)

1. Doroshenko A. L., Mykhalskyi V. M., Shapoval I. A. Doslidzhennia alhorytmu keruvannia shvydkistiu povnistiu kerovanoi mashyny podviinoho zhyvlennia [Investigation of the speed control algorithm of a fully operated dual power machine]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»* [Bulletin of the National Technical University «KhPI»]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2017, № 27(1249). pp. 53 – 57.
2. Osadchij V. V., Nazarova E. S., Brylistyj V. V., Savilov R. I. Issledovanie sistemy upravleniya pozicionnym elektroprivodom s diskretnym datchikom polozheniya [Research on the system of control of positioning of electroprivodom s diskretnym datchikom polozheniya]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»* [Bulletin of the National Technical University «KhPI»]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2017, № 27(1249). pp. 146 – 149.
3. *Pochemu ne lomayutsya enkodery LEINE&LINDE* [Why do not the encoders LEINE&LINDE break]. URL: http://meandr.ru/leine_linde. (accessed 21.05.2019).
4. AVR. *Uchebnyj Kurs. Inkrementalnyj enkoder* [AVR. Training Course. Incremental encoder]. URL: <http://easyelectronics.ru/avr-uchebnyj-kurs-inkrementalnyj-encoder.html>. (accessed 21.05.2019).

Надійшла 31.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Назарова Олена Сергіївна (Назарова Елена Сергеевна, Nazarova Olena Serhiivna) – кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Запорізька політехніка», доцент кафедри електроприводу та автоматизації промислових установок; м. Запоріжжя, Україна; ORCID: 0000-0002-0784-7621; e-mail: nazarova16@gmail.com

Осадчий Володимир Володимирович (Осадчий Владимир Владимирович, Osadchyy Volodymyr Volodymyrovich) – кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Запорізька політехніка», доцент кафедри електроприводу та автоматизації промислових установок; м. Запоріжжя, Україна; ORCID:0000-0002-2707-0805; e-mail: w.osadchiy@gmail.com

Мелешко Ірина Анатоліївна (Мелешко Ирина Анатольевна, Meleshko Irina Anatoliivna) – Національний університет «Запорізька політехніка», аспірант кафедри електроприводу та автоматизації промислових установок; м. Запоріжжя, Україна; ORCID: 0000-0003-2473-5434; e-mail: iamelshko@gmail.com

Олейников Микола Олександрович (Олейников Николай Александрович, Oleinikov Mykola Oleksandrovych) – Національний університет «Запорізька політехніка», студент кафедри електроприводу та автоматизації промислових установок; м. Запоріжжя, Україна; e-mail: www.nikolay-96@ukr.net

В. С. ПЕТРУШИН, Ю. Р. ПЛОТКИН, Р. Н. ЕНОКТАЕВ, БЕНДАХМАН БУХАЛФА

РАЗРАБОТКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДЛЯ ПЕРЕМЕЖАЮЩЕГОСЯ РЕЖИМА РАБОТЫ

Рассматривается электропривод, включающий в себя кроме асинхронного короткозамкнутого двигателя, согласующий редуктор. Нагрузку привода определяет заданная циклограмма, представляющая собой изменение нагрузочных моментов во времени. Улучшение эксплуатационных характеристик электропривода обеспечивается за счёт оптимизационного перепроектирования двигателя. В качестве критериев оптимизации используются среднециклические коэффициенты полезного действия и мощности. Выполнен анализ энергетических, тепловых, механических и виброакустических показателей двигателей при работе на заданную циклограмму нагрузки.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, циклограмма нагрузки, редуктор, математическая модель, среднециклические критерии, коэффициент энергетической эффективности, тепловое состояние, виброакустические показатели, механическое состояние.

В. С. ПЕТРУШИН, Ю. Р. ПЛОТКИН, Р. М. ЕНОКТАЕВ, БЕНДАХМАН БУХАЛФА

РОЗРОБКА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ДЛЯ ПЕРЕМЕЖОВАНОГО РЕЖИМУ РОБОТИ

Розглядається електропривод, що включає в себе крім асинхронного короткозамкнутого двигуна, узгоджувальний редуктор. Навантаження приводу визначає задана циклограма, що представляє собою зміну навантажувальних моментів у часі. Поліпшення експлуатаційних характеристик електроприводу забезпечується за рахунок оптимізаційного перепроєктування двигуна. В якості критеріїв оптимізації використовуються середньодіапазонні коефіцієнти корисної дії і потужності. Виконано аналіз енергетичних, теплових, механічних та віброакустичних показників двигунів при роботі на задану циклограму навантаження.

Ключові слова: асинхронний двигун, циклограма навантаження, редуктор, математична модель, середньодіапазонні критерії, коефіцієнт енергетичної ефективності, тепловий стан, віброакустичні показники, механічний стан.

V. S. PETRUSHYN, J. R. PLOTKIN, R. N. YENOKTAIEV, BENDAHMANE BOUKHALFA

DEVELOPMENT OF ENERGY-EFFICIENT ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE FOR INTERMITTENT OPERATION

The purpose of this work is the development of energy-efficient asynchronous electric drive for intermittent operation mode by using algorithms for modeling the dynamic modes of induction motors in drives with matching reducers. A motor drive is considered, which includes, in addition to an short-circuited induction motor, a matching reducer. The load of the drive is determined by a given cyclogram, which is a change in the load moments in time. Taken into account the inconstancy of the equivalent circuit parameters of the engine associated with the change in the magnetic circuit saturation and displacement current in the rotor winding, and the availability of higher spatial harmonics in the magnetic field. The purpose is achieved by improving the performance of the electric drive, which is provided by optimizing engine redesign, based on algorithms for modeling dynamic operating modes of the drive. A methods is proposed in which the average cyclic efficiency and power factors are used as optimization criteria. They are determined by the dependencies of the drive efficiency and motor power factor, which are found for the cycle in question, taking into account dynamic modes, with the addition of electrical losses taking into account the main and additional losses in the magnetic circuit, mechanical and additional. The dynamic characteristics of the consume currents and powers by the basic and optimized motors are obtained and compared. The greatest effect (the energy efficiency ratio, which is the product of the engine power factor and the efficiency of the engine and matching reducer, rises from 0,528 to 0,613) is achieved with two-criterion optimization with weighting coefficient of criteria 0,5. The simulation of the thermal state of the motors was carried out and the overheating temperatures of the stator windings of the basic and optimized motors were determined. The mechanical indicators, which characterize the mechanical state of the motors, are compared. The analysis of vibroacoustic indicators of the engines was performed when operating for a given load cyclogram: vibration speed and vibration acceleration of magnetic origin, vibration velocity of mechanical origin, ventilation and magnetic noise.

Keywords: induction motor, load cyclogram, reducer, mathematical model, average-cyclic criteria, energy efficiency coefficient, thermal state, vibroacoustic indicators, mechanical condition.

Введение. Повсеместное использование асинхронных электроприводов во всех отраслях промышленности, сельского хозяйства и на транспорте ставит задачу их разработки с повышенными энергетическими показателями, что в условиях постоянного роста стоимости энергоресурсов даст существенный экономический эффект. Энергосбережение с помощью привода будет также способствовать уменьшению техногенного воздействия на окружающую среду, повышению ресурса работы привода. В ряде случаев в состав асинхронных электроприводов (ЭП) могут входить редукторы, согласующие моменты двигателей и нагрузок. При этом эксплуатационные характеристики такого привода во многом определяются параметрами редукторов [1,2,3,4].

Нагрузочный момент на валу асинхронного двигателя (АД), как правило, меняется по величине во времени, что характеризуется перемежающимся режимом работы и описывается соответствующей циклограммой.

Надёжной и экономичной работе электропривода в течение определённого ресурса времени будет способствовать максимальное приближение его эксплуатационных характеристик к требованиям потребителей. В силу этого при разработке энергоэффективного асинхронного электропривода должен приниматься во внимание перемежающийся режим работы и проектирование АД должно быть основано на рассмотрении динамических режимов работы [5,6,7].

© В. С. Петрушин, Ю. Р. Плоткин, Р. Н. Еноктаев, Бендахман Бухалфа, 2019

Цель работы. Разработка энергоэффективного асинхронного электропривода для перемежающегося режима работы с использованием алгоритмов моделирования динамических режимов работы асинхронных двигателей в приводах с согласующими редукторами.

Методы исследования. Эффективность преобразования электрической энергии в электроприводе может быть определена исходя выражения активной мощности на механизме:

$$P_{\text{mech}} = \sqrt{3} \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_{IM} \cdot \eta_{IM} \cdot \eta_{\text{ред}},$$

где I_1 – потребляемый приводом ток из трехфазной сети переменного тока с линейным напряжением U_1 ; $\cos \varphi_{IM}$, η_{IM} – коэффициенты мощности и КПД асинхронного двигателя, $\eta_{\text{ред}}$ – КПД редуктора.

Тогда коэффициент энергетической эффективности определяется как:

$$k_{ee} = P_{\text{mech}} / \sqrt{3} \cdot U_1 \cdot I_1 = \cos \varphi_{IM} \cdot \eta_{IM} \cdot \eta_{\text{ред}}.$$

Включение редуктора в ЭП при рассмотрении статических режимов учитывается следующим образом:

$$n_{\text{mech}} = \frac{n}{i_{\text{ред}}}; \quad M_{\text{mech}} = M_{IM} \cdot i_{\text{ред}} \cdot \eta_{\text{ред}};$$

$$P_{\text{mech}} = P_{IM} \cdot \eta_{\text{ред}}; \quad \eta_{ED} = \eta_{IM} \cdot \eta_{\text{ред}},$$

где $i_{\text{ред}}$ – передаточное число редуктора, n_{IM} и n_{mech} – частоты вращения двигателя и механизма; M_{IM} и M_{mech} – моменты на валу двигателя и на механизме; P_{IM} и P_{mech} – полезные механические мощности на валу двигателя и на механизме.

Исследования переходных электромагнитных и электромеханических процессов в асинхронных двигателях, основаны на системе нелинейных дифференциальных уравнений равновесия напряжений и токов в системе преобразованных координат [7,8]:

$$\frac{d}{dt} \Psi_{s\alpha} = u_{s\alpha}(t) - r_s d(t) [x_r(t) \Psi_{s\alpha}(t) - x_M(t) \Psi_{r\alpha}(t)];$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{s\beta} = u_{s\beta}(t) - r_s d(t) [x_r(t) \Psi_{s\beta}(t) - x_M(t) \Psi_{r\beta}(t)];$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha} = \left[p \omega_r \cdot \Psi_{r\alpha}(t) - r_r(t) d(t) \left[\begin{array}{l} x_s(t) \Psi_{r\alpha}(t) - \\ - x_M(t) \Psi_{s\alpha}(t) \end{array} \right] \right];$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{r\beta} = \left[p \omega_r \cdot \Psi_{r\beta}(t) - r_r(t) d(t) \left[\begin{array}{l} x_s(t) \Psi_{r\beta}(t) - \\ - x_M(t) \Psi_{s\beta}(t) \end{array} \right] \right];$$

$$\frac{d \omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[\frac{3p}{2} d(t) x_M(t) \left[\begin{array}{l} \Psi_{s\beta}(t) \Psi_{r\alpha}(t) - \\ - \Psi_{r\beta}(t) \Psi_{s\alpha}(t) \end{array} \right] - \frac{M_L(\omega_r)}{i_{\text{ред}} \cdot \eta_{\text{ред}}} \right],$$

где $\Psi_{s\alpha}(t)$, $\Psi_{s\beta}(t)$, $\Psi_{r\alpha}(t)$ и $\Psi_{r\beta}(t)$ – потокосцепления статорных и роторных обмоток машины, соответственно по осям α и β ; ω_r – угловая частота вращения ротора двигателя; p – число пар полюсов; J – суммарный момент инерции привода, приведенный к валу двигателя; M_L – зависимость момента сопротивления механизма от времени; r_s , $r_r(t)$, $x_s(t)$, $x_r(t)$, $x_M(t)$ – активные и полные реактивные сопротивления обмоток статора

и ротора и сопротивление взаимной индукции, причем все они, за исключением r_s изменяются на каждом шаге интегрирования; $d(t)$ – вспомогательная переменная: $d(t) = [x_s(t) \cdot x_r(t) - (x_M(t))^2]^{-1}$; $u_{s\alpha}(t)$ и $u_{s\beta}(t)$ – мгновенные значения напряжений по осям α и β , которые определяются амплитудой напряжения U_m и угловым положением обобщенного вектора напряжения φ_1 :

$$u_{s\alpha}(t) = U_m(t) \cdot \cos \varphi_1; \quad u_{s\beta}(t) = U_m(t) \cdot \sin \varphi_1.$$

Выражения, связывающие мгновенные значения токов и потокосцеплений:

$$i_{s\alpha}(t) = d(t) \cdot [x_r(t) \Psi_{s\alpha}(t) - x_M(t) \Psi_{r\alpha}(t)];$$

$$i_{s\beta}(t) = d(t) \cdot [x_r(t) \Psi_{s\beta}(t) - x_M(t) \Psi_{r\beta}(t)],$$

где $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ – токи статора по осям α и β .

Значение тока статора:

$$i_1(t) = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot [i_{s\alpha}(t)^2 + i_{s\beta}(t)^2]}.$$

Математическая модель (ММ), построенная на базе вышеописанных дифференциальных уравнений, позволяет провести расчёты частот вращения, токов в фазах обмоток, электромагнитных моментов, потерь.

В каждом из уравнений имеют место нелинейные коэффициенты – параметры двигателя, изменяющиеся в каждой рабочей точке, в том числе и вследствие явления насыщения магнитной системы и вытеснения тока в обмотке ротора [9]. Один из подходов к анализу динамических характеристик АД предполагает предварительное определение этих коэффициентов для необходимых рабочих точек. Поэтому до анализа переходного процесса проводятся расчёты установившихся режимов с целью получения значений всех параметров схемы замещения с учётом вытеснения тока в обмотке ротора и насыщения магнитопровода для необходимых рабочих точек. Для этого используются ММ установившихся режимов. При расчётах динамических режимов учитываются изменения на каждом шаге интегрирования системы, т.е. в определённых точках характеристики перехода от одного момента нагрузки к другому, параметров схемы замещения. При реализации такого подхода обеспечивается повышение уровня адекватности ММ.

Потребляемая двигателем условная мгновенная активная мощность в динамических режимах при условии синусоидального напряжения питания рассчитывается через мгновенные значения ортогональных составляющих напряжений и токов:

$$p_1'(t) = \frac{3}{2} \cdot [u_{s\alpha}(t) \cdot i_{s\alpha}(t) + u_{s\beta}(t) \cdot i_{s\beta}(t)].$$

Реальная мгновенная потребляемая активная мощность p_1 больше условной на величину суммы неучтенных потерь (основных в магнитопроводе $\Delta p_{\text{lossbas}}$, добавочных в магнитопроводе $\Delta p_{\text{lossadd}}$, механических Δp_{mech} , добавочных Δp_{add}):

$$p_1(t) = p_1'(t) + \Delta p_{\text{lossbas}}(t) + \Delta p_{\text{lossadd}}(t) + \Delta p_{\text{mech}}(t) + \Delta p_{\text{add}}(t).$$

Мгновенная мощность на валу двигателя может быть определена через потокосцепления и токи с использованием значения частоты вращения ротора:

$$p_{IM}(t) = \omega \frac{3p}{2} [i_{r\beta}(t)\Psi_{r\alpha}(t) - i_{r\alpha}(t)\Psi_{r\beta}(t)] - \Delta p_{mech}(t) - \Delta p_{add}(t).$$

Мгновенное значение КПД определяется отношением мгновенных значений полезной мощности на валу двигателя p_{IM} к потребляемой активной мощности p_1 . В качестве критериев при разработке энергоэффективных ЭП используются среднециклические энергетические показатели (КПД и коэффициент мощности) и при их расчёте принимаются во внимание их значения в переходных режимах работы:

$$\eta_{acED} = \frac{1}{t_{end} - t_{start}} \int_{t_{start}}^{t_{end}} \eta_{ED}(t) dt,$$

$$\cos \varphi_{acIM} = \frac{1}{t_{end} - t_{start}} \int_{t_{start}}^{t_{end}} \cos \varphi_{IM}(t) dt.$$

Обобщенный критерий, учитывающий в качестве составляющих вышеперечисленные критерии с соответствующими коэффициентами значимости, может быть применён при двухкритериальной оптимизации.

Результаты численного моделирования. На кафедре электрических машин Одесского национального политехнического университета была разработана программа DIMDrive аналогичная программе DIMASDrive [10], с помощью которой представляется возможным спроектировать асинхронный двигатель для энергоэффективного электропривода. Системный принцип позволяет учесть наличие определённых возможных компонентов электропривода. В состав комплексной проектной модели наряду с моделями АД (для установившегося режима основанной на Т – образной схеме замещения, для динамического режима – на системе дифференциальных уравнений обобщённой машины) входит и модель нагрузочной диаграммы $M(t)$, а также, при необходимости, модель, согласующего величины момента двигателя и момента нагрузки, редуктора. Модели двигателя предполагают рассмотрение машин различных конструктивных исполнений, степеней защиты, систем вентиляции, типов роторов и т.д. и учитывают изменение параметров схем замещения двигателя вследствие насыщения стали магнитопровода и вытеснения токов в обмотках двигателя, наличие основных и добавочных потерь в стали в статических и динамических режимах работы двигателя, наличие высших пространственных гармоник магнитного поля. Предусмотрен анализ электромагнитных, электромеханических, энергетических, тепловых процессов при работе АД на различные по величине и режиму работы нагрузки.

Программа DIMDrive была использована для разработки энергоэффективного электропривода для переключения режима работы с согласующим редуктором при решении такой производственной задачи.

Нагрузка описывается циклограммой на рис. 1.

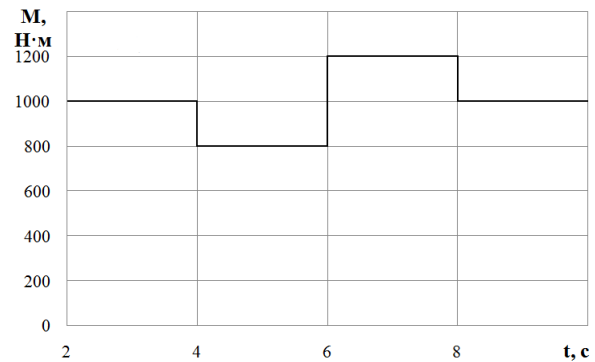


Рис. 1. Нагрузочная циклограмма
2 с – 800 Н·м, 2 с – 1200 Н·м, 4 с – 1000 Н·м

Электропривод питается от сети с напряжением 380 В и частотой 50 Гц и имеет согласующий редуктор с передаточным числом $i_{red} = 20$ и $\eta_{red} = 0,8$.

При решении оптимизационных задач в качестве варьируемых параметров были выбраны длина пакета статора двигателя (L), коэффициента изменения магнитного потока (k_{cf}). Изменения k_{cf} предполагает автоматическое изменение числа витков (w_1), сечения эффективного проводника (q_{eff}), диаметра обмоточного провода (d_w). В качестве базового используется серийный асинхронный двигатель 4A160S4. Было осуществлено двухкритериальное оптимизационное проектирование модификаций базового асинхронного двигателя: в первом случае в скалярной свертке использовались вышеупомянутые критерии с коэффициентами значимости, равными единице (опыт 1, табл. 1), во втором – с коэффициентами значимости равными 0,5 (опыт 2, табл. 1). Результаты оптимизации и конструктивные изменения базового двигателя, соответствующие рассматриваемым оптимизациям, представлены в табл. 1.

Таблица 1 – Сравнение показателей различных ЭП

Двигатель Параметры	Базовый	Оптимизированный	
		Опыт 1	Опыт 2
η_{acIM} , о.е.	0,858	0,875	0,875
η_{acED} , о.е.	0,769	0,7	0,7
$\cos \varphi_{acIM}$, о.е.	0,686	0,871	0,876
k_{eeED} , о.е.	0,528	0,61	0,613
L , мм	130	153,9	151,5
k_{cf} , о.е.	1	1,06	1,1
w_1	112	119	123
q_{eff} , мм ²	2,454	2,313	2,24
d_w , мм	1,33	1,28	1,24

Динамические характеристики, представляющие собой зависимости изменения электрических, энергетических величин во времени на входе двигателя, представлены на рис. 2 ÷ 5. Характеристики представлены для базового варианта привода и его лучшей модификации. Программа DIMDrive позволяет при рассмотрении динамических характеристик исключать из рассмотрения пусковой режим, что и сделано в дальнейшем.

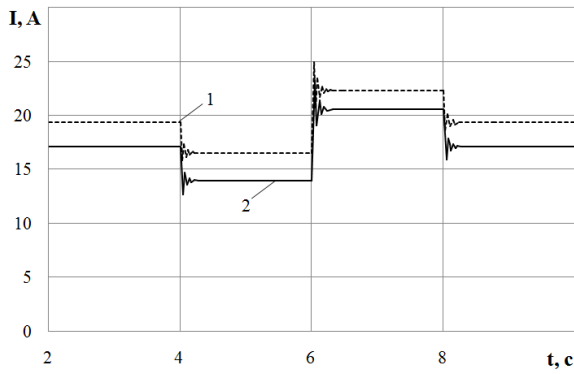


Рис. 2. Зависимости потребляемых токов: 1 – с базовым двигателем; 2 – с оптимизированным двигателем



Рис. 3. Зависимости потребляемых активных мощностей: 1 – с базовым двигателем, 2 – с оптимизированным двигателем

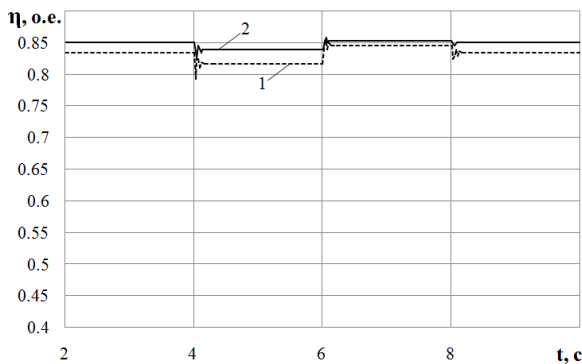


Рис. 4. Зависимости КПД: 1 – с базовым двигателем; 2 – с оптимизированным двигателем

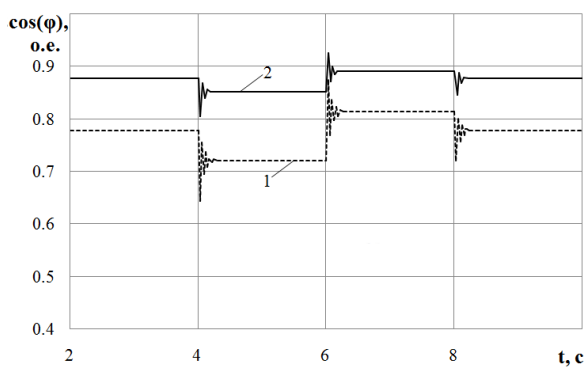


Рис. 5. Зависимости коэффициента мощности: 1 – с базовым двигателем; 2 – с оптимизированным двигателем

Наряду с представленными характеристиками целесообразно рассмотреть тепловые показатели, к числу которых относятся превышения температур различных частей ЭМ над температурой охлаждающей среды. Нагрев конкретного АД зависит от условий окружающей среды, величины потерь в её конструктивных элементах, интенсивности отвода тепла из этих элементов. Поэтому тепловой расчёт должен производиться с использованием геометрических и физических данных ЭМ и информации о потерях в различных частях двигателя, полученной в результате электромагнитного расчёта двигателя. Вопросам анализа теплового состояния АД посвящены многочисленные работы [8, 11, 12, 13, 14]. Допустимая температура нагрева обмоток ограничивается классом нагревостойкости применяемых изоляционных материалов.

В практике исследований и проектирования АД для анализа теплового состояния широкое применение нашёл метод эквивалентных тепловых схем замещения (ЭТС). Он основывается на хорошо разработанной теории электрических и тепловых цепей и позволяет определять средние температуры частей АД. К достоинствам этого метода относятся возможность его использования при различных конструктивных исполнениях двигателей, возможность повышения точности расчёта за счёт увеличения числа элементов эквивалентной тепловой схемы и уточнения значений тепловых проводимостей. При расчёте принимаются следующие упрощения: короткозамкнутый ротор учитывается как один элемент, охлаждение торцевых поверхностей сердечников статора, ротора не учитывается, охлаждение машины симметрично и равномерно в поперечном сечении, тепловые проводимости независимы от температуры. При формировании ММ теплового состояния двигателя должно быть учтено разнообразие конструктивных решений регулируемых АД. При заданной циклограмме, имеющей малые продолжительности ступеней, температура перегрева обмотки статора практически не меняется. В силу этого представляется возможным оценить тепловое состояние на основании теплового расчёта для установившегося режима, используя усреднённый нагрузочный момент циклограммы. ЭТС для тепловых расчётов установившихся режимов АД закрытого исполнения (IP44, IP54) представлена на рис. 6.

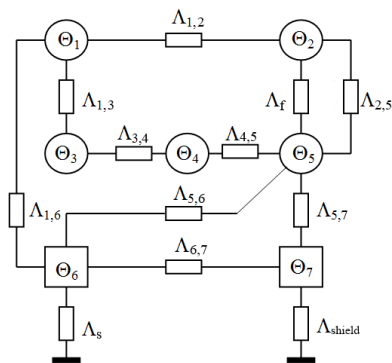


Рис. 6. Эквивалентная тепловая схема замещения АД закрытого исполнения (IP44, IP54) для анализа установившихся тепловых процессов

При решении задачи определения превышения температур различных конструктивных частей электрической машины над температурой окружающей среды в рассматриваемую эквивалентную схему замещения включены следующие конструктивные части асинхронного двигателя:

1. Сердечник статора (зубцы и спинка) со средней температурой перегрева θ_1 и потерями ΔP_1 (магнитными потерями в сердечнике с учётом добавочных потерь в стали статора);

2. Короткозамкнутая клетка ротора и зубцы ротора со средней температурой перегрева θ_2 и потерями ΔP_2 (суммой потерь в стержнях ротора, короткозамкнутых кольцах и добавочных потерь в зубцах и обмотке ротора);

3. Пазовая часть обмотки статора со средней температурой перегрева θ_3 и потерями ΔP_3 ;

4. Лобовые части обмотки статора со средней температурой нагрева θ_4 и потерями $\Delta P_4 = \Delta P_{el2} - \Delta P_3$;

5. Внутренний воздух (ВВ) со средней температурой θ_5 и внутренними вентиляционными потерями ΔP_5 ;

6. Станина со средней температурой перегрева θ_6 ;

7. Подшипниковые щиты со средней температурой θ_7 .

В эквивалентной тепловой схеме замещения представлены следующие тепловые проводимости:

Λ_1 – проводимость между пакетом статора и охлаждающей средой при бескорпусном исполнении.

$\Lambda_{1,2}$ – проводимость воздушного зазора между сердечником статора и ротором.

$\Lambda_{1,3}$ – проводимость изоляции пазовой части обмотки от меди обмотки к сердечнику статора.

$\Lambda_{1,5} = \Lambda_{rvds} + \Lambda_{avds} + \Lambda_{surf}$ – проводимость от пакета статора к ВВ, состоит из проводимостей: Λ_{rvds} радиальных, Λ_{avds} аксиальных вентиляционных каналов статора, Λ_{surf} поверхности сердечника статора к ВВ;

$\Lambda_{1,6}$ – проводимость от пакета статора к станине (для закрытых АД);

$\Lambda_{2,5}$ – проводимость от ротора к охлаждающему воздуху (продуваемый ротор);

Λ_f – проводимость от лобовых частей беличьей клетки к ВВ;

$\Lambda_{2,5} = \Lambda_{rvdr} + \Lambda_{avdr} + \Lambda_{shaft}$ – проводимость от активной зоны ротора к внутреннему воздуху, состоит из проводимостей Λ_{rvdr} радиальных, Λ_{avdr} аксиальных вентиляционных каналов ротора к ВВ, Λ_{shaft} проводимости ротора к ВВ через вал.

$\Lambda_{3,4}$ – аксиальная тепловая проводимость обмотки статора;

$\Lambda_{3,5}$ – проводимость от пазовой части обмотки статора к ВВ через радиальные каналы;

$\Lambda_{4,5}$ – проводимость от лобовых частей обмотки статора к ВВ;

Λ_5 – эквивалентная проводимость, учитывающая подогрев охлаждающей среды (для защищённых двигателей);

$\Lambda_{5,6}$ – проводимость от ВВ к обдуваемой станине;

$\Lambda_{5,7}$ – проводимость от ВВ к подшипниковым щитам;

$\Lambda_{6,7}$ – проводимость между станиной и подшипниковыми щитами;

Λ_s – проводимость от поверхности станины к охлаждающему воздуху;

Λ_{shield} – проводимость от подшипниковых щитов к охлаждающему воздуху.

Тепловые проводимости между элементами машины определяются процессами теплопередачи, и их величины зависят от свойств материалов, характера теплообмена, геометрических размеров машин, количества и свойств охлаждающей среды.

На основании предложенной эквивалентной тепловой схемы замещения может быть составлена система уравнений, решение которых представляет собой перегревы элементов АД. Обобщённую систему уравнений для рассматриваемых случаев целесообразно представить в матричной форме.

Вектор перегревов конструктивных элементов θ определяется в результате решения уравнения:

$$[\theta] = [\Lambda]^{-1} \cdot [\Delta P],$$

где $[\Lambda]$ – матрица проводимостей, $[\Delta P]$ – вектор греющих потерь в соответствующем элементе:

$$[\Lambda] = \begin{bmatrix} \Sigma \Lambda_1 & -\Lambda_{1,2} & -\Lambda_{1,3} & 0 & -\Lambda_{1,5} & -\Lambda_{1,6} & 0 \\ -\Lambda_{1,2} & \Sigma \Lambda_2 & 0 & 0 & -\Lambda_{2,5} - \Lambda_{n2} & 0 & 0 \\ -\Lambda_{1,3} & 0 & \Sigma \Lambda_3 & -\Lambda_{3,4} & -\Lambda_{3,5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\Lambda_{3,4} & \Sigma \Lambda_4 & -\Lambda_{n1} & 0 & 0 \\ -\Lambda_{1,5} & -\Lambda_{2,5} - \Lambda_{n2} & -\Lambda_{3,5} & -\Lambda_{n1} & \Sigma \Lambda_5 & -\Lambda_{5,6} - \Lambda_{5,7} \\ -\Lambda_{1,6} & 0 & 0 & 0 & -\Lambda_{5,6} & \Sigma \Lambda_6 & -\Lambda_{6,7} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\Lambda_{5,7} & -\Lambda_{6,7} & \Sigma \Lambda_7 \end{bmatrix},$$

где $\Sigma \Lambda_i$ – элементы главной диагонали матрицы Λ :

$$[\Sigma \Lambda] = \begin{bmatrix} \Lambda_{1,2} + \Lambda_{1,3} + \Lambda_{1,5} + \Lambda_{1,6} + \Lambda_{6k} \\ \Lambda_{1,2} + \Lambda_{n2} + \Lambda_{2,5} + \Lambda_{np} \\ \Lambda_{1,3} + \Lambda_{3,4} + \Lambda_{3,5} \\ \Lambda_{3,4} + \Lambda_{n1} \\ \Lambda_{n2} + \Lambda_{2,5} + \Lambda_{1,5} + \Lambda_{n1} + \Lambda_{5,6} + \Lambda_{5,7} + \Lambda_{3,5} + \Lambda_B \\ \Lambda_{1,6} + \Lambda_{5,6} + \Lambda_{6,7} + \Lambda_s \\ \Lambda_{5,7} + \Lambda_{6,7} + \Lambda_{shield} \end{bmatrix},$$

$$[\Delta P] = \begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta P_2 \\ \Delta P_3 \\ \Delta P_4 \\ \Delta P_5 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [\theta] = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \theta_5 \\ \theta_6 \\ \theta_7 \end{bmatrix}.$$

На рис. 7 представлены расчётные температуры перегревов обмоток статоров θ базового и оптимизированного двигателей, работающих в установившемся режиме на усреднённый нагрузочный момент 1000Нм.

Исходя из рис. 7 и класса нагревостойкости изоляции рассматриваемых двигателей “В”, можно утверждать, что работоспособность двигателей в тепловом отношении обеспечивается. Кроме того, следует отметить, что на механизме число оборотов практически одинаковое.

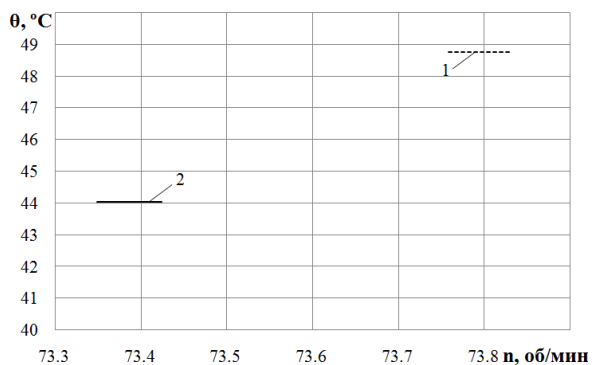
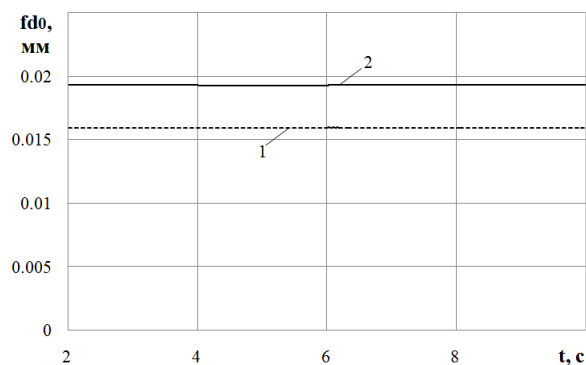


Рис. 7. Температуры перегревов обмоток статора:
1 – базовый двигатель; 2 – оптимизированный двигатель

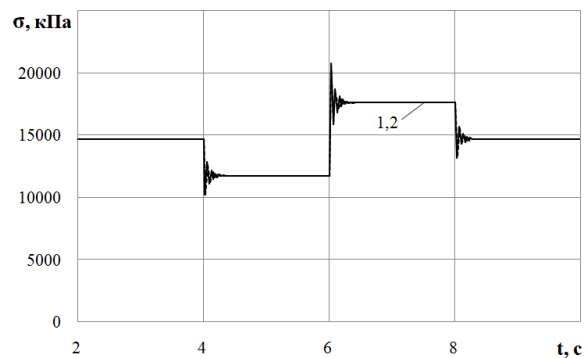
При механических расчётах АД в установившихся режимах работы рассматриваются три фактора, характеризующие механическое состояние: жёсткость вала, прочность вала и динамическая грузоподъёмность подшипников [12, 13]. Для оценки механического состояния АД в динамических режимах работы предлагается рассмотреть эти же факторы в соответствии с заданной циклограммой.

При расчёте вала на жёсткость определяющим является механический показатель – результирующий прогиб вала f_{do} . Кроме основного прогиба вала, зависящего от масс активной стали ротора и короткозамкнутой обмотки, наблюдается, значение которого пропорционально вращающему моменту АД. Прогиб вала вызывают также силы одностороннего магнитного притяжения, которые возникают при смещении ротора. Можно рассчитать величины прогиба вала, используя в известном алгоритме [13] значения вращающих моментов АД, изменяющиеся на протяжении неустановившегося режима соответственно заданной циклограмме. При расчёте вала на прочность определяется приведенное механическое напряжение σ , учитывающее совместное действие напряжений изгиба и кручения. Используя изменяющиеся на протяжении значения вращающих моментов АД, определяется приведенное механическое напряжение при работе на заданную циклограмму. Определение изменений расчётной динамической грузоподъёмности подшипников C_b выполняется аналогично с учётом типа подшипника и характера нагрузки двигателя. Разработанные математические модели использованы в расчётной программе, с помощью которой были выполнены исследования механического состояния двигателя при работе на заданную циклограмму. При анализе принято сочленения двигателей с исполнительными механизмами с помощью упругих муфт. В исследуемых ЭМ используются шарикоподшипники. При исследованиях принят характер нагрузки с умеренными толчками. Используется коэффициент перегрузки, равный 2,5 для реверсивных машин. На рис. 8 а, б, в представлены соответственно результаты расчётов вышеперечисленных механических показателей при работе на заданную циклограмму.

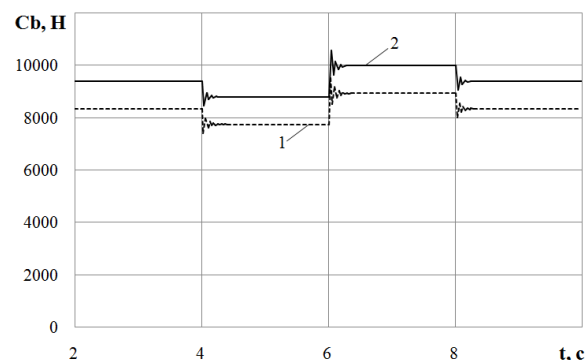
Большой прогиб вала у оптимизированного двигателя по сравнению с прогибом базового свидетельствует о меньшей жесткости вала оптимизируемого.



а



б



в

Рис. 8. Результирующий прогиб вала (а);
приведенное механическое напряжение (б);
динамическая грузоподъёмность подшипника (в):
1 – базовый двигатель; 2 – оптимизированный двигатель

Однако у обоих двигателей результирующие прогибы не превышают допустимых значений, равных 10 % воздушного зазора. Приведенное механическое напряжение для обоих двигателей практически одинаково и не превышает предела текучести используемой для изготовления вала стали. Расчётная динамическая грузоподъёмность подшипников у оптимизированного двигателя больше аналогичного показателя базового двигателя, но оба значения не превышают допустимой грузоподъёмности используемых подшипников.

Причинами вибрации и шума электрических машин являются силы магнитного, механического и аэродинамического происхождения.

Магнитные источники вибрации и шума связаны с высшими пространственными и временными гармоническими магнитного поля, которые обусловлены наличием зубцов на статоре и на роторе, эксцентриситетом воздушного зазора, несинусоидальным распределением МДС обмотки, насыщением магнитной цепи машины и рядом других причин. К механическим источникам относятся небаланс ротора, несоосность и перекося посадочных мест подшипника, отклонения в форме их колец и разброс размеров сепаратора, тепловая деформация ротора, прогиб вала и т.д. Аэродинамические шумы создаются вентилятором и другими расположенными на роторе деталями. Шумы и вибрации АД рассматривались многими авторами [14, 15].

Системный подход, согласно которому все функциональные показатели, включая и виброшумовые, определяются при совместном рассмотрении работы всех входящих в привод компонентов (двигателей, редукторов, нагрузок), позволяет сформировать комплексные ММ виброакустических процессов АД. Расчёт виброакустических показателей магнитного происхождения может быть выполнен по методике, разработанной Ю.А. Шумиловым и В.Г. Герасимчуком [15], согласно которой силы магнитного происхождения делятся в зависимости от направления действия на радиальные и тангенциальные; вибрации и шумы определяются от этих составляющих. Основным допущением является предположение о линейности механической системы, при которой частота магнитных вибраций и шумов равна частоте вызывающих её магнитных сил, а амплитуда деформаций вычисляется делением силы, действующей с данной частотой, на жесткость конструкции (с учётом усиления деформаций при резонансе). Конечным результатом расчётов является совокупность амплитуд вибраций на соответствующих частотах (спектр вибрации) и общий уровень магнитного шума. В результате виброакустического расчёта определяются следующие виброшумовые параметры: относительный уровень виброскорости S_v и уровень магнитного шума S_n , зависящий от виброскорости и относительной мощности излучения N_{rel} . При расчёте используются геометрические размеры и свойства материалов АД, а также величины диаметров сердечника статора, корпуса, толщины стенки статора и корпуса, модули упругости материалов статора и корпуса и т. д.

Данная методика может быть использована для определения виброакустических показателей в динамических режимах. Для этого необходимо использовать переменные на каждом шаге решения системы уравнений значения электромагнитных и электромеханических величин в виброакустическом расчёте.

На рис. 9 представлены расчётные зависимости виброскорости $S_v = f(t)$, виброускорения $S_a = f(t)$ и магнитного шума $S_n = f(t)$, полученные для рассматриваемых АД при работе на заданную циклограмму нагрузки.

Методика расчёта вентиляционного шума серийных АД хорошо отработана и подтверждена экспериментальными данными [13].

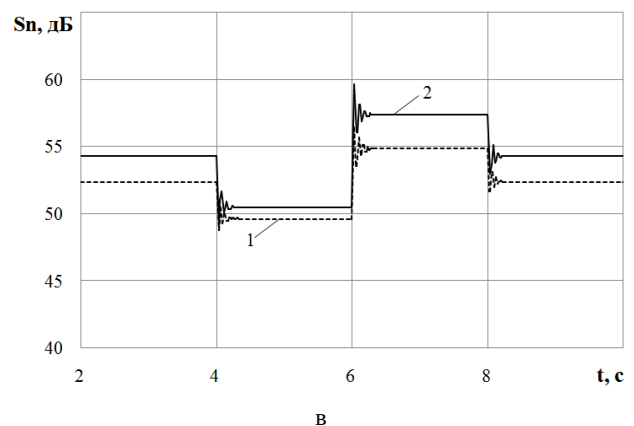
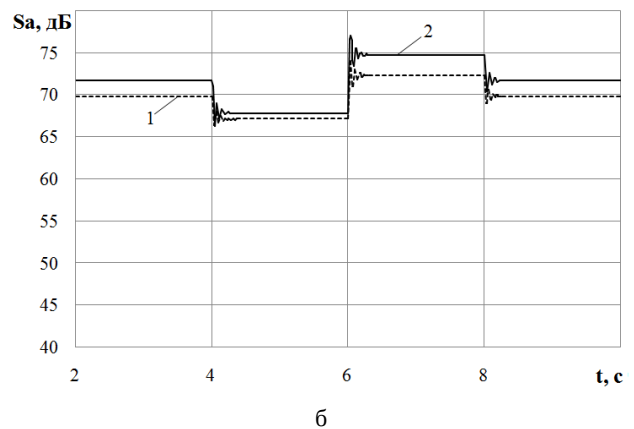
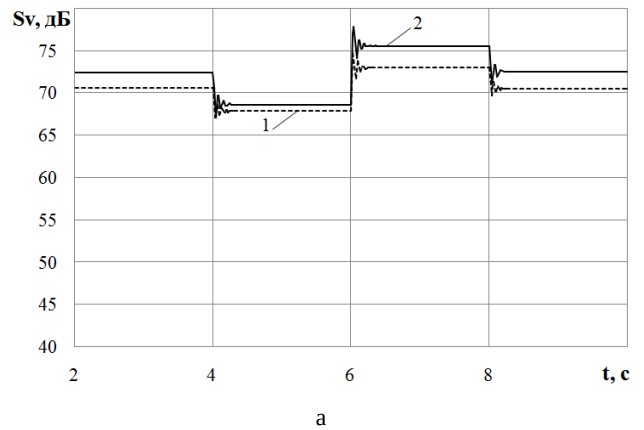


Рис.9. Виброскорость (а); виброускорение (б); магнитный шум (в) двигателей: 1 – базовый двигатель; 2 – оптимизированный двигатель

В асинхронных двигателях применяются центробежные вентиляторы с различными конструкциями лопаток. Особенности конструкции лопаток учитываются введением в исходные данные геометрических размеров используемых вентиляторов. Относительная подача вентилятора представляет собой отношение фактической подачи вентилятора к максимальной подаче и определяется аэродинамическим КПД, который в свою очередь зависит от конструкции лопаток центробежного вентилятора. Уровень вентиляцион-

ного шума определяется для различных конструкций по разным формулам с использованием коэффициентов, значения которых принимаются по таблицам.

В АД при работе на заданную циклограмму частота вращения вентилятора незначительно изменяется, что обуславливает практически постоянство аэродинамического шума. Общий уровень вентиляционного шума зависит также от типа вентилятора и его конструктивных размеров. Значения этого шума в заданных диапазонах регулирования по известной методике могут быть определены с помощью программного комплекса для рассматриваемых вариантов АД [13]. В динамических режимах вентиляционный шум пропорционален частоте вращения, устанавливаясь на значениях, соответствующих стационарному режиму на каждой ступени рассматриваемой циклограммы (рис. 10). Значения вентиляционного шума для двух рассматриваемых двигателей практически одинаковы.

Известная методика расчёта механических вибраций для обычных асинхронных короткозамкнутых двигателей [13] предназначена для жёстких роторов, к которым относятся роторы АД единых серий. Причинами механических вибраций являются остаточный дисбаланс при статической и динамической балансировке ротора и наличие подшипников качения.

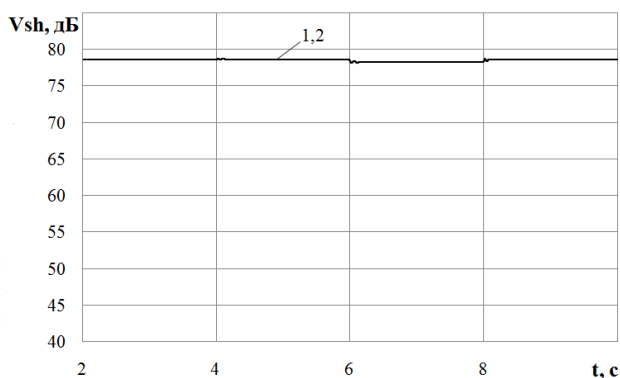
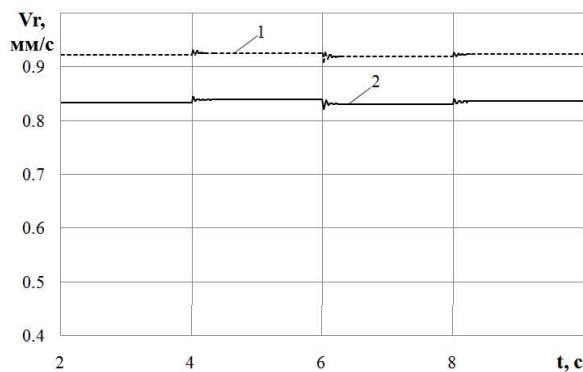


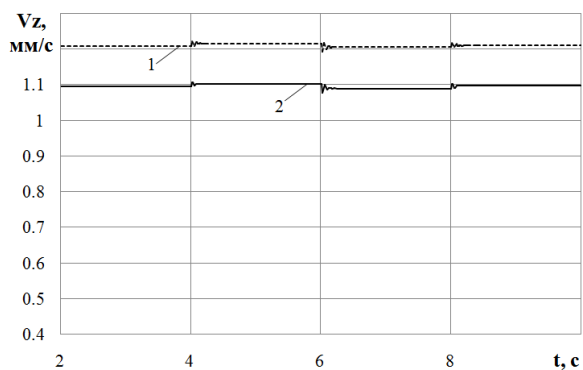
Рис. 10. Изменения вентиляционного шума АД:
1 – базовый двигатель; 2 – оптимизированный двигатель

При расчёте вибраций от подшипников качения предполагается, что на низких частотах причиной вибраций являются несовершенство изготовления подшипника по главным размерам и неточность монтажа, а на частотах выше 3-кратной частоты вращения – несовершенство микрогеометрии подшипников, причём уровни вибраций максимальны на частотах собственных колебаний ротора. Подшипниковые вибрации имеют существенный технологический разброс, определяемый качеством подшипников, а также конструкцией и технологией изготовления двигателей. Показатели механических вибраций зависят от масс ротора и машины, а также от частоты вращения. Конечным результатом расчёта механических вибраций являются: общий уровень виброскорости от небаланса и несовершенства подшипников в радиальном направлении V_r , общий уровень виброскорости от небаланса и несовершенства подшипников в осевом направле-

нии V_z . Максимальные значения показателей механических вибраций при работе на заданную циклограмму нагрузки в конкретных проектных вариантах могут быть определены по известной методике с помощью разработанного программного комплекса для сопоставления этих вариантов (рис. 11).



а



б

Рис. 11. Виброскорость в радиальном направлении (а); виброскорость в осевом направлении (б); 1 – базовый двигатель; 2 – оптимизированный двигатель

Значения показателей механических вибраций определяются вращающимися массами двигателя и частотой вращения ротора и зависят от дисбаланса, несовершенства изготовления подшипников и неточности монтажа.

По окончании переходных режимов устанавливаются значения, соответствующие стационарным режимам. Расчёты показателей механической вибрации выполнены при задании неточностей обработки, балансировки и несовершенства изготовления подшипников равными 1 мкм.

Оптимизированный двигатель имеет меньшие значения виброскоростей как в радиальном, так и в осевом направлениях.

Выводы. 1. Разработана программа DIMDrive, позволяющая анализировать динамические режимы работы асинхронных двигателей, в том числе в системах электроприводов с согласующими редукторами и являющаяся базой для проектирования двигателей для различных режимов работы;

2. Для сопоставления энергоэффективности рассматриваемых электроприводов предлагаются среднечисленные коэффициенты энергетической эффективности, которые учитывают соответствующие показатели как в установившихся, так и в переходных режимах;

3. Адекватность математического моделирования динамических режимов АД повышается, если принимаются во внимание неучтенные потери, а именно в магнитопроводе, добавочные, механические;

4) Наибольший коэффициент энергетической эффективности (повышается с 0,528 до 0,613) достигается при двухкритериальном оптимизационном проектировании с коэффициентами значимости обоих критериев 0,5;

5) Выполненный тепловой расчёт подтвердил допустимые значения перегревов обмоток статоров базового и оптимизированного двигателей над температурой окружающей среды;

6) Анализ механического состояния двигателей определил соответствие механических показателей требованиям стандартов;

7) Виброакустические расчёты показали, что вибрационные показатели магнитной и механической природ, а также акустические показатели магнитной и аэродинамической природ для двух рассматриваемых двигателей отличаются незначительно.

Список литературы

1. Rojas-Moreno A. Parameter extraction of an induction motor with gearbox for dynamic simulation. *Proceedings of the IEEE ANDESCON*. Arequipa, Peru, 2016, pp. 1 – 4. DOI: 10.1109/ANDESCON.2016.7836207.
2. Zhao C., Ren Z., Zhou X., Wen B. The Online Monitoring of the Dynamic Characteristics for an Induction Motor and Gearbox Transmission System. *Proceedings of the 2nd International Conference on Innovative Computing, Information and Control*. Kumamoto, Japan, 2007, pp. 532 – 532. DOI: 10.1109/ICICIC.2007.582.
3. Evon S., Schiferl R. Direct-drive induction motors: using an induction motor as an alternative to a motor with reducer. *IEEE Industry Applications Magazine*. 2005. Vol. 11, № 4. pp. 45 – 51. DOI: 10.1109/MIA.2005.1458276.
4. Бушер В. В., Савич С. П., Савич С. Л., Медведев В. С. Автоматизована система порівняння техніко-економічної ефективності електроприводів кранових механізмів. *Східно-Європейський журнал передових технологій*. Харків: НПП ЧП «Технологічний Центр». 2016, Т. 2, № 8 (80). С. 37 – 49. DOI: 10.15587/1729-4061.2016.66784.
5. Nyein Nyein Soe, Thet Thet Han Yee, Soe Sandar Aung. Dynamic Modeling and Simulation of Three-phase Small Power Induction Motor. *World Academy of Science, Engineering and Technology*. 2008. № 42. pp. 421 – 424.
6. Вербовой А. П., Вербовой П. Ф. Проблемы моделирования переходных электромагнитных процессов в асинхронных машинах. *Технічна електродинаміка. Тематичний вип. Проблеми сучасної електротехніки*. Київ: ІЕД НАНУ. 2004, Ч.2. С. 65 – 70.
7. Копылов И. П. *Математическое моделирование электрических машин*. Москва: Высшая школа, 2001. 327 с.

8. Петрушин В. С. *Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе: учебное пособие*. Одесса: Наука и техника, 2006. 320 с.
9. Петрушин В. С., Бендахман Бухалфа, Якимец А. М., Каленик О. В. Влияние насыщения стали магнитопровода и вытеснения тока в обмотке ротора на динамические характеристики регулируемых асинхронных двигателей. *Електротехніка і електромеханіка*. Харків: НТУ «ХПІ». 2010, №2. С. 21 – 23.
10. Петрушин В. С., Рябинин С. В., Якимец А. М. *Программный продукт «DIMASDrive». Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода*. Патент UA, № 4065, 2001.
11. Борисенко А. И., Костиков О. Н., Яковлев А. И. *Охлаждение промышленных электрических машин*. URL: <https://www.twirpx.com/file/288611/>. (дата обращения 02.06.2019).
12. Гольдберг О. Д., Гурин Я. С., Свириденко И. С. *Проектирование электрических машин*. Москва: Высшая школа, 2001. 430 с.
13. Копылов И. П., Клоков Б. К., Морозкин В. П., Токарев Б. Ф. *Проектирование электрических машин: учебник для студ. высш. учеб. завед.* Москва: Высшая школа, 2005. 767 с.
14. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро / В. И. Радин, Й. Лондин, В. Д. Розенкоп [и др.]. URL: <https://www.twirpx.com/file/774694/>. (дата обращения 04.06.2019).
15. Шумилов Ю. А., Герасимчук В. Г. Исследование магнитных возмущающих сил асинхронного двигателя при питании от статического преобразователя частоты. *Технічна електродинаміка*. Київ: ІЕД НАНУ. 1997, № 4. С.44 – 48.

References (transliterated)

1. Rojas-Moreno A. Parameter extraction of an induction motor with gearbox for dynamic simulation. *Proceedings of the IEEE ANDESCON*. Arequipa, Peru, 2016, pp. 1 – 4. DOI: 10.1109/ANDESCON.2016.7836207.
2. Zhao C., Ren Z., Zhou X., Wen B. The Online Monitoring of the Dynamic Characteristics for an Induction Motor and Gearbox Transmission System. *Proceedings of the 2nd International Conference on Innovative Computing, Information and Control*. Kumamoto, Japan, 2007, pp. 532 – 532. DOI: 10.1109/ICICIC.2007.582.
3. Evon S., Schiferl R. Direct-drive induction motors: using an induction motor as an alternative to a motor with reducer. *IEEE Industry Applications Magazine*. 2005, vol. 11, № 4. pp. 45 – 51. DOI: 10.1109/MIA.2005.1458276.
4. Busher V. V., Savich S. P., Savich S. L., Medvedev V. S. *Автоматизована система порівняння техніко-економічної ефективності електроприводів кранових механізмів [Automated system of comparison of technical and economic efficiency of electric drives of crane mechanisms]*. *Східно-Європейський журнал передових технологій [Eastern-European Journal of Enterprise Technologies]*. Kharkiv: NPP ChP «Tekhnolohichniy Tsentr». 2016, T. 2, № 8 (80). pp. 37 – 49. DOI: 10.15587/1729-4061.2016.66784.
5. Nyein Nyein Soe, Thet Thet Han Yee, Soe Sandar Aung. Dynamic Modeling and Simulation of Three-phase Small Power Induction Motor. *World Academy of Science, Engineering and Technology*. 2008, № 42. pp. 421 – 424.
6. Verbovoi A. P., Verbovoi P. F. *Problemy modelirovaniia perekhodnykh elektromagnitnykh protsessov v asinkhronnykh mashinakh [Problems of modeling of transient electromagnetic processes in asynchronous machines]*. *Tekhnichna elektrodynamika. Tematichnyi vyp. Problemy suchasnoi elektrotekhniki [Technical electrodynamic. Thematic issue Problems of modern electrical engineering]*. Kyiv: IED NANU. 2004, Ch.2. pp. 65 – 70.
7. Kopylov I. P. *Matematicheskoye modelirovaniye elektricheskikh mashin [Mathematical modeling of electrical machines]*. Moskva: Vysshaya shkola, 2001. 327 p.
8. Petrushin V. S. *Asinkhronnye dvigateli v reguliruemom elektroprivode: uchebnoe posobie [Asynchronous motors in a regulated electric drive: teaching manual]*. Odessa: Nauka i tekhnika, 2006. 320 p.

9. Petrushin V. S., Bendahman Buhalfa, YAkimec A. M., Kalenik O. V. *Vliyaniye nasyshcheniya stali magnitoprovoda i vytesneniya toka v obmotke rotora na dinamicheskie harakteristiki reguliruemyyh asinhronnyh dvigatelej* [Influence of magnetic core steel saturation and rotor current displacement on dynamic characteristics of adjustable-speed induction motors]. *Elektrotehnika i elektromekhanika* [Electrical engineering & Electromechanics]. Kharkiv: NTU «KhPI». 2010, №2. pp. 21 – 23.
10. Petrushin V. S., Rjabinin S. V. and Iakimets' A. M. *Programmnyy produkt "DIMASDrive". Programma analiza raboty, vybora i proektirovaniya asinhronnyh korotkozamknytyh dvigatelej sistem reguliruemogo jelektroprivoda* ["DIMASDrive" software product. program performance analysis, selection and design of asynchronous motors short-regulated electric drive systems]. Patent UA, № 4065, 2001.
11. Borisenko A. I., Kostikov O.N., Iakovlev A.I. *Okhlazhdenie promyshlennykh elektricheskikh mashin* [Industrial Electrical Machine Cooling]. URL: <https://www.twirpx.com/file/288611/>. (accessed 02.06.2019).
12. Gol'dberg O. D., Gurin YA. S., Sviridenko I. S. *Proektirovanie elektricheskikh mashin* [Design of electrical machines]. Moskva: Vysshaya shkola, 2001. 430 p.
13. Kopylov I. P., Klokov B. K., Morozkin V. P., Tokarev B. F. *Proektirovanie elektricheskikh mashin: uchebnik dlya stud. vyssh. ucheb. Zaved* [Design of electrical machines: textbook for university students]. Moskva: Vysshaya shkola, 2005. 767 p.
14. Radin V. I., Londin J., Rozenkop V. D. et al. *Unificirovannaya seriya asinhronnyh dvigatelej Interelektro* [Unified series of induction motors Interelectro]. URL: <https://www.twirpx.com/file/774694/>. (accessed 04.06.2019).
15. SHumilov YU. A., Gerasimchuk V. G. *Issledovanie magnitnyh vozmushchayushchih sil asinhronnogo dvigatelya pri pitanii ot staticheskogo preobrazovatelya chastoty* [Investigation of magnetic disturbing forces of an induction motor powered by a static frequency converter]. *Tekhnichna elektrodynamika* [Technical electro-dynamics]. Kyiv: IED NANU. 1997, № 4. pp. 44 – 48.

Поступила 24.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Петрушин Віктор Сергійович (Петрушин Виктор Сергеевич, Petrushyn Viktor Sergeevich) – доктор технічних наук, професор, Одеський національний політехнічний університет, професор кафедри електричних машин; м. Одеса, Україна; ORCID: 0000-0003-2659-126X; e-mail: victor_petrushin@ukr.net

Плоткін Юрій Романович (Плоткин Юрий Романович, Plotkin Juriy Romanovich) – кандидат технічних наук, професор, Hochschule für Wirtschaft und Recht Berlin, Professur für Elektrotechnik; м. Берлін, Німеччина; ORCID: 0000-0001-9257-5933; e-mail: juriy.plotkin@hwr-berlin.de

Єноктаєв Ростислав Миколайович (Еноктаев Ростислав Николаевич, Yenkoiaiev Rostislav Nikolaievich) – кандидат технічних наук, Одеський національний політехнічний університет, асистент кафедри електричних машин; м. Одеса, Україна; ORCID: 0000-0003-1577-9822; e-mail: rostik-enok@ukr.net

Бендахман Бухалфа (Бендахман Бухалфа, Bendahmane Boukhalfa) – доктор технічних наук, професор, Université Abderrahmane Mira, Senior Lecturer Class A, Directeur de laboratoire de recherche en Génie Electrique; м. Беджая, Алжир; ORCID: 0000-0002-5626-0093; e-mail: bouxalfa_fr@yahoo.fr

О. В. НАБОКА, П. Д. АНДРИЕНКО

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ПИТАНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ЭЛЕКТРОПОЕЗДОВ ЭД9М

Предложен вариант модернизации цепей питания вспомогательных электроприводов электропоездов ЭД9М путём замены электромашинного фазорасщепителя на статический преобразователь. Разработан преобразователь позволяющий без значительных изменений в схеме питания вспомогательных электроприводов электропоезда ЭД9М повысить их мощность до 43 кВт без увеличения токовой нагрузки обмотки питания собственных нужд тягового трансформатора. Выявлены особенности управления трехфазным инвертором при наличии пульсации 100 Гц в звене постоянного тока.

Ключевые слова: активный выпрямитель, коррекция коэффициента мощности, трехфазный автономный инвертор напряжения, подцикловое ограничение тока, фазорасщепитель.

О. В. НАБОКА, П. Д. АНДРИЕНКО

ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ЖИВЛЕННЯ ДОПОМІЖНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ЕЛЕКТРОПОТЯГІВ ЕД9М

Запропоновано варіант модернізації ланцюгів живлення допоміжних електроприводів електропоездів ЕД9М. Розроблено перетворювач що дозволяє без значних змін схеми живлення допоміжних електроприводів електропоезда ЕД9М збільшити їх потужність до 43 кВт без збільшення струмового навантаження обмотки власних потреб тягового трансформатора. Виявлено особливості управління трифазного інвертору за наявності пульсації 100 Гц в ланцюзі постійного струму.

Ключові слова: випрямляч, корекція коефіцієнта потужності, трифазний автономний інвертор напруги, фазорозщеплювач.

O. V. NAVOKA, P. D. ANDRIENKO

IMPROVING THE ENERGY EFFICIENCY OF THE POWER SUPPLY OF AUXILIARY ELECTRIC DRIVES OF ED9M ELECTRIC TRAINS

A variant of upgrading the power supply circuits of auxiliary electric drives of ED9M electric trains by replacing a rotary phase converter with a static converter has been proposed. A single-phase active rectifier circuit is proposed, which makes it possible to ensure fast charging of the output capacitor. A converter has been developed that allows, without significant changes in the power supply circuit of auxiliary electric drives of the ED9M electric train, to increase their power to 43 kW. The features of three-phase inverter control in the presence of a 100 Hz pulsation at its input are revealed. As a result of tests, it was shown that by increasing the power factor and the efficiency of a static converter, it is possible to solve the problem of increasing active power while maintaining the total power consumption of the auxiliary winding of the transformer. Test results of the proposed upgrading scheme are reported.

Keywords: active rectifier, power factor correction, three-phase autonomous voltage inverter, rotary phase converter.

Введение. Характерной особенностью железных дорог Украины можно отметить значительный износ подвижного состава, который для электропоездов превышает 95 %, а их средний возраст – более 30 лет. Учитывая моральный и материальный износ, эксплуатируемые электропоезда не удовлетворяют современным требованиям как по энергоэффективности так и по комфортабельности условий перевозки пассажиров и работы локомотивных бригад. Так как быстрая замена устаревшего подвижного состава не представляется возможной по ряду экономических и технических причин – актуальной является задача модернизации существующего парка электропоездов с целью повышения их эксплуатационных характеристик.

Постановка проблемы. Подавляющее большинство эксплуатируемых в Украине электропоездов и электровозов переменного тока, используют электромашинные фазорасщепители (ЭМФР) для питания вспомогательных машин. Недостатки ЭМФР описаны в работе [1]. К известным недостаткам ЭМФР относятся низкий КПД и коэффициент мощности, повышенный механический шум в салонах, повышенный выход из строя в связи с частыми пусками при переходе нейтральных вставок.

Поскольку ЭМФР имеют относительно высокую частоту ремонтов при длительном сроке службы – их энергетические и надежность показатели существенно ниже проектных. К приведенным выше недостаткам ЭМФР, в последнее время, добавляются трудности приобретения новых запасных частей, а так же сильный износ ЭМФР, который все чаще, не позволяет выполнить восстановительный ремонт. Учитывая невозможность восстановления значительной части ЭМФР, становится актуальной проблема замены их на современные аналоги. В современных электропоездах для питания трехфазных нагрузок применяются статические преобразователи [2, 3]. В существующих условиях, для продления срока службы и улучшения комфортности электропоездов, при капитальном ремонте осуществляется их частичная модернизация. К одной из таких модернизаций относится замена ЭМФР на статический фазорасщепитель (далее СФР). При этом необходимо обеспечить увеличение мощности для улучшения климатических условий в кабине машиниста и пассажирском салоне. Последнее обстоятельство приводит к увеличению необходимой мощности, которое не может быть обеспечено ЭМФР типа РФ-1Д.

© О. В. Набока, П. Д. Андриенко, 2019

При мощности нагрузки 18 кВт, потребляемая мощность от обмотки собственных нужд тягового трансформатора составляет 45 кВА. Актуальным является вопрос разработки статического преобразователя для замены ЭМФР в цепи питания вспомогательных электроприводов электропоезда ЭД9М.

Цель работы: разработка статического преобразователя для замены ЭМФР электропоездов ЭД9М, с целью улучшения энергетических показателей системы питания вспомогательных электроприводов.

Материалы исследований. В электропоездах переменного тока ЭД9М для питания трехфазных нагрузок собственных нужд применяется ЭМФР РФ-1Д, питаемый от однофазного тиристорного стабилизатора напряжения. Схема питания вспомогательных машин электропоезда ЭД9М представлена на рис. 1.

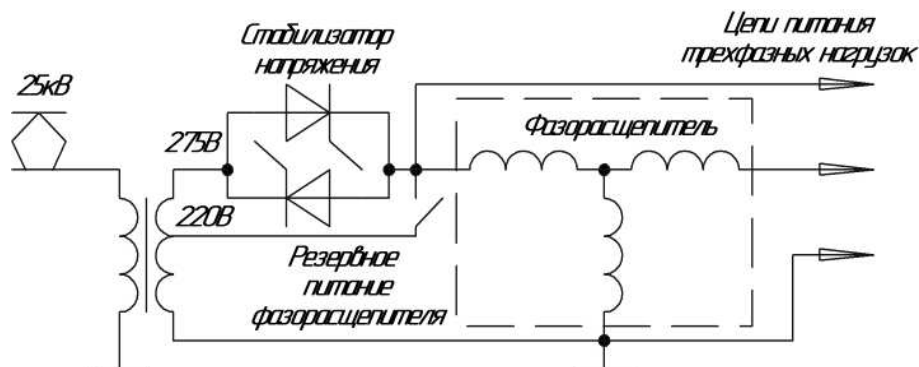


Рисунок 1 – Схема питания вспомогательных машин электропоезда ЭД9М

Идея замены ЭМФР на статический преобразователь, состоящий из полупроводящего выпрямителя, LC фильтра и автономного инвертора напряжения (АИН), для электровоза ВЛ80, была описана в работе [1]. Применение полупроводящих выпрямителей для питания автономных инверторов накладывает ограничения на диапазон входных напряжений и снижает коэффициент мощности преобразователя в сравнении с активными выпрямителями с ККМ. Так как ЭМФР не позволяет осуществлять частотный пуск асинхронного двигателя компрессора тормозной системы – это требует учёта влияния пусковых токов компрессора на работу цепей питания вспомогательных машин. Пусковые токи требуют увеличения установленной мощности двигателя компрессора и самого фазорасщепителя. Для осуществления частотного пуска двигателя компрессора целесообразно разделить выход трехфаз-

ного напряжения на два канала: один – для питания компрессора, второй – для всех остальных нагрузок.

Следует обратить внимание, что в схеме электропоезда ЭД9М один конец обмотки питания собственных нужд тягового трансформатора соединён с кузовом вагона. Все трехфазные нагрузки в поезде так же подключены к кузову через этот конец обмотки (одна из фаз питающего напряжения заземлена). Поэтому при замене ЭМФР на СФР необходимо изменить схему питания вспомогательных машин поезда, таким образом, чтобы все потребители были изолированы от земли.

На основании анализа возможности замены ЭМФР РФ-1Д на СФР была предложена схема модернизации системы питания вспомогательных машин электропоезда ЭД9М. На рис. 2 представлена блок-

схема модернизированной системы питания вспомогательных машин электропоезда ЭД9М.

Известно, что электромашинные фазорасщепители обладают невысоким коэффициентом мощности, для фазорасщепителя РФ-1Д5 он составляет 0,58. Применение АВ с корректором коэффициента мощности (ККМ) в качестве входного выпрямителя позволяет без увеличения токовой нагрузки обмотки собственных нужд тягового трансформатора повысить мощность питания вспомогательных машин на 70 %. В условиях эксплуатации электропоезда, фазорасщепитель большую часть времени работает в режиме частичной нагрузки. В режиме неполной нагрузки, показатели энергоэффективности ЭМФР снижаются.

Статический преобразователь с АВ для питания вспомогательных машин электропоезда позволяет работать с высоким КПД и коэффициентом мощности

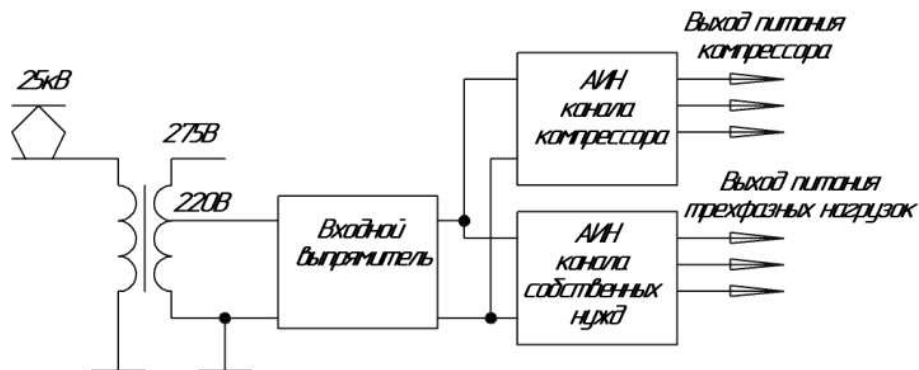


Рисунок 2 – Блок-схема модернизированной системы питания вспомогательных машин электропоезда ЭД9М

во всем диапазоне нагрузок.

Работа статического преобразователя в схеме электропоезда характеризуется широким диапазоном входного напряжения 170 ÷ 250 В. Учитывая диапазон входных и выходных напряжений целесообразно применение АВ повышающего типа. Топология АВ мостового типа является одной из наиболее распространённых топологий для АВ большой и средней мощности. На рис. 3 представлена схема однофазного мостового активного выпрямителя. К достоинствам такой схемы можно отнести высокий КПД, возможность двунаправленной передачи энергии, однако данная схема не позволяет получить напряжение в звене постоянного тока ниже, чем входное.

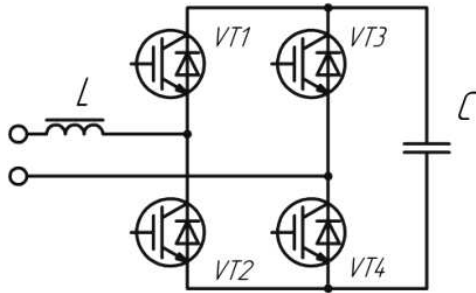


Рисунок 3 – Схема однофазного активного выпрямителя

Известно, что величина ёмкости конденсаторов звена постоянного тока для однофазных выпрямителей значительно превышает необходимую ёмкость для трехфазных выпрямителей при прочих равных условиях. Рассчитаем минимальную необходимую ёмкость конденсаторов выходного фильтра активного однофазного выпрямителя с ККМ. Предположим что форма входного тока и напряжения синусоидальны и сдвиг фаз между ними равен нулю (коэффициент мощности равен единице). Мгновенная потребляемая мощность без потерь передаётся в звено постоянного тока, тогда из условия баланса мощностей:

$$\frac{dU_c}{dt} \cdot U_c \cdot C = P_{in} - P_{out} = \frac{P_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)}{U_{in}} \cdot U_{in} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) - P_{out}, \quad (1)$$

где U_c – напряжение звена постоянного тока;
 P_{in} – потребляемая мощность;
 P_{out} – мощность нагрузки;
 U_{in} – входное напряжение;
 C – ёмкость выходного фильтра;
 ω – круговая частота, 100л.
 Из выражения 1:

$$\frac{U_c^2 - U_{ref}^2}{C} = \frac{2 \int \left(\frac{P_{out} \sqrt{2} \sin(\omega t)}{U_{in}} \cdot U_{in} \sqrt{2} \sin(\omega t) - P_{out} \right) dt}{C},$$

где U_{ref} – уставка выходного напряжения.

Зададимся условиями: $P_{out} = 45$ кВт, $U_{ref} = 350$ В,

$U_{in} = 220$ В, минимальное допустимое напряжение на конденсаторе фильтра $U_c = 325$ В.

$$\int \left(\frac{P_{out} \sqrt{2} \sin(\omega t)}{U_{in}} \cdot U_{in} \sqrt{2} \sin(\omega t) - P_{out} \right) dt = -\frac{225 \sin(2\omega t)}{\pi}.$$

$$C = \frac{2 \cdot 225}{\pi \cdot (U_{ref}^2 - U_c^2)} = 0.0085.$$

Из расчёта следует, что ёмкость выходного фильтрующего конденсатора должна составлять не менее 8500 мкФ. Заряд такой ёмкости без ограничения тока может вызвать выход из строя оппозитных диодов силовых ключей, для предотвращения такой возможности необходима специальная схема плавного заряда выходных конденсаторов. Особенностью условий работы АВ для питания вспомогательных машин электропоездов является возможность частых отключений питающего напряжения (проезд нейтральных вставок, опускание токоприемника) с последующим повторным включением. Другой особенностью является тот факт, что вспомогательные машины электропоезда всегда работают в режиме потребителей энергии и не требуют от АВ перехода в инверторный режим. Учитывая эти два обстоятельства, можно изменить силовую схему однофазного мостового АВ путём замены в одном из плеч моста двух IGBT на SCR тиристоры, при этом обеспечить возможность плавной и быстрой зарядки выходных конденсаторов, а также, в случае необходимости, понижение напряжения звена постоянного тока, по средствам фазоимпульсного управления тиристорами. Проанализировав варианты модернизации цепей питания вспомогательных машин электропоезда ЭД9М, был разработан преобразователь, позволяющий без значительных изменений схемы электропоезда заменить ЭМФР типа РФ-1Д на СФР с улучшением основных эксплуатационных показателей. Схема предложенного преобразователя представлена на рис. 4.

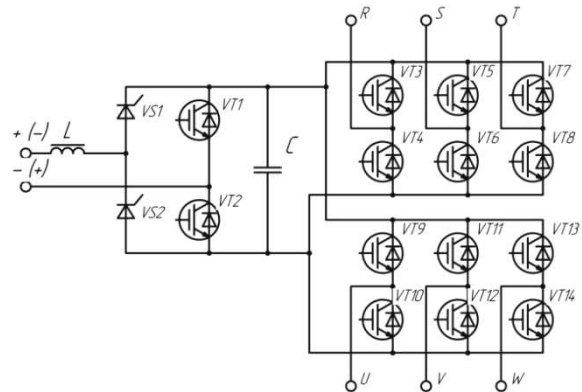


Рисунок 4 – Схема статического фазорасщепителя

Силовая схема СФР состоит из АВ (транзисторы VT1, VT2, тиристоры VS1, VS2, входной дроссель L, выходной конденсатор C) и двух однотипных трехфазных АИН (транзисторы VT3 – VT8, VT9 – VT14).

Исследованию систем управления АВ посвящено

ряд публикаций [4, 5]. Силовой трансформатор электропоездов нагружен явно выраженной нелинейной нагрузкой, такой как тяговый выпрямитель, тиристорные регуляторы напряжения и т.д. Наличие мощных нелинейных потребителей электроэнергии, как в самом поезде, так и находящихся на одной линии с ним, вызывают появление значительных гармонических искажений в спектре питающего напряжения [6]. Наличие таких искажений усложняет задачу синхронизации АВ с питающей сетью. В работе [7] предложен способ уменьшения влияния гармонических искажений питающего напряжения на коэффициент гармонических искажений формы входного тока. Реализуется это путём применения системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) для математического задания синусоидального сигнала входного напряжения.

Для управления АВ была разработана система управления, которая работает следующим образом.

В момент подачи входного напряжения, система управления активным выпрямителем (СУАВ) запускает ФАПЧ, в случае удачной синхронизации ФАПЧ с входным напряжением, СУАВ начинает заряд выходных конденсаторов, плавно уменьшая угол коммутации тиристоров VS1 и VS2. Выходным сигналом ФАПЧ является значение, которое пропорционально текущему углу входного напряжения. На основании этого значения определяется момент включения тиристоров, а так же, табличным способом вычисляется сигнал мгновенного значения входного напряжения. После окончания процесса заряда выходных конденсаторов разрешается работа транзисторов VT1, VT2. СУАВ, в зависимости от полярности входного напряжения, подаёт управляющие импульсы на одновременное включение либо VS1 и VT1 (рис. 4, полярность входного напряжения на без скобок) либо VS2 и VT2 (полярность в скобках), снятие отпирающих импульсов происходит по срабатыванию компаратора входного тока. Таким образом, реализуется поцикловое ограничение входного тока. Для упрощения схемотехнической реализации, сигнал с датчика входного тока может быть выпрямлен, это позволяет применить один компаратор, как для положительной полуволны тока так и для отрицательной. На рис. 5 представлена блок-схема системы управления АВ.

Предложенная СУАВ была реализована на микроконтроллере stm32, для ограничения тока был применён внешний аналоговый компаратор. Система состоит из ФАПЧ, выходной сигнал которой передаётся на генератор сигнала задания входного тока ГСЗ. ГСЗ преобразует сигнал фазы входного напряжения в сигнал задания тока табличным методом. Далее сигнал задания тока подаётся на умножитель, где он масштабируется в зависимости от значения ПИ регулятора напряжения звена постоянного тока. После умножителя сигнал задания тока подаётся на ЦАП. Аналоговое напряжение выхода ЦАП подаётся на внешний компаратор тока. Выход компаратора подключён к входу сброса таймера ШИМ, чем обеспечивается поцикловое регулирование входного тока.

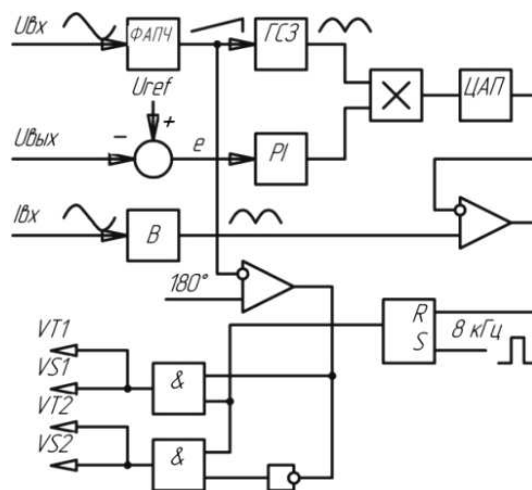


Рисунок 5 – Блок-схема системы управления активным выпрямителем

- где $U_{вх}$ – мгновенное значение входного напряжения;
 $U_{вых}$ – выходное напряжение активного выпрямителя;
 $I_{вх}$ – мгновенное значение входного тока;
 U_{ref} – задание выходного напряжения;
 B – выпрямитель сигнала входного тока;
 $ГСЗ$ – генератор сигнала задания входного тока;
 PI – пропорционально-интегральный регулятор.

За базовый алгоритм управления ключами АИН принят алгоритм векторной ШИМ.

На основании представленных схемы силовой части и системы управления был построен преобразователь М-02ТП-УЗ. При исследовании работы АИН в составе преобразователя выявлено, что пульсация напряжения 100 Гц на конденсаторе фильтра АВ приводит к появлению асимметрии выходных линейных напряжений АИН при работе на частоте близкой к номинальной. Для устранения этой асимметрии, в структурную схему системы управления АИН введена коррекция выходного напряжения в зависимости от значения мгновенного напряжения звена постоянного тока. На рис. 6 представлены осциллограммы входного напряжения и сигнал с датчика входного тока.

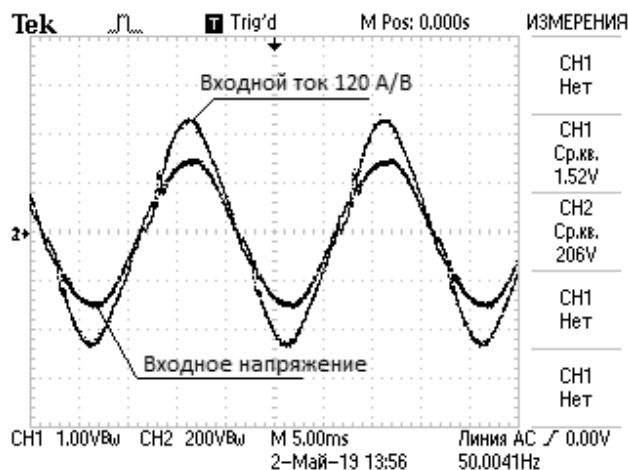


Рисунок 6 – Осциллограммы входного тока и напряжения

Измеренный коэффициент мощности в результате испытаний преобразователя М-02ТП-УЗ составил более 0,97 а КПД 93,3 %.

Выводы. Предложенный вариант модернизации цепей питания вспомогательных электроприводов электропоезда ЭД9М путём замены ЭМФР типа РФ-1Д на преобразователь М-02ТП-УЗ позволил увеличить КПД системы питания вспомогательных электроприводов электропоезда ЭД9М с 75 до 93,3 %, а коэффициент мощности с 0,58 до 0,97, что позволило решить поставленные задачи потребляя мощность от обмотки собственных нужд тягового 43,5 кВА трансформатора. Результаты пробеговых и эксплуатационных испытаний на электропоезде ЭД9М показали работоспособность предложенного варианта модернизации.

Список литературы

1. Белухин Д. С. Вариант модернизации вспомогательных электроприводов электровозов переменного тока. *Гірнична електромеханіка та автоматика*. Дніпропетровськ: ДВНЗ «Національний гірничий університет». 2015, Вип. 2 (95). С. 15 – 19.
2. Обст С., Байтлер Р. Сочлененный электропоезд FLIRT. *Железные дороги мира*. Москва: ОАО РЖД. 2007. № 5. С. 35 – 39.
3. Мюнх Т., Чуланчич Ш. Семейство преобразователей SIBEST для питания бортовых сетей подвижного состава. *Железные дороги мира*. Москва: ОАО РЖД. 2003. № 8. С. 39 – 42.
4. Якупов Д. В. Релейно-векторный регулятор тока активных выпрямителей систем частотнорегулируемого электропривода. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків: НТУ «ХПІ», 2008, Вип. 30. С. 464 – 467.
5. Якупов Д. В. Исследование работы регулятора напряжения активного выпрямителя частотнорегулируемого электропривода. *Гірнична електромеханіка та автоматика*. Дніпропетровськ: ДВНЗ «Національний гірничий університет». 2008. Вип. 1 (80). С. 180 – 185.
6. Мищенко Т. М. Геометричне трактування реактивної потужності та його зв'язок зі спектральним складом тягових напруги та струму швидкісних електровозів. *Електротехніка та електроенергетика*. Запоріжжя: ЗНТУ. 2015. № 2. с. 81 – 86.
7. Плахтий А. А., Нерубацкий В. П., Силантьев А. С. Анализ энергоэффективности активного выпрямителя с улучшенной гистерезисной системой управления. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. Харків: УкрДАЗТ. 2017. № 3. С. 10 – 16.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Набока Олег Вячеславович (Набока Олег Вячеславович, Naboka Oleg Vachislavovich) – Запорізький національний технічний університет, аспірант кафедри електричних та електронних апаратів; м. Запоріжжя, Україна; e-mail: nabola.oleg1988@gmail.com

Андрієнко Петро Дмитрович (Андрієнко Петр Дмитриевич, Andrienko Petr Dmitrievich) – доктор технічних наук, професор, Запорізький національний технічний університет, завідувач кафедри електричних та електронних апаратів; м. Запоріжжя, Україна; e-mail: andrpd@ukr.net

References (transliterated)

1. Beluhin D. S. Variant modernizacii vspomogatel'nyh elektroprivodov elektrovozov peremennogo toka [Modernization of Auxiliary Electric Drives Electric Locomotives Alternating Current]. *Гірнична електромеханіка та автоматика* [Mining Electromechanics and Automation]. Dnipropetrovsk: DVNZ «Natsionalnyi hirnychi universytet». 2015, vyp. 2 (95). pp. 15 – 19.
2. Obst S., Bajtler R. *Sochlenennyj elektropoezd FLIRT* [Articulated Electric Train FLIRT]. *ZHeleznye dorogi mira* [Joint Stock Company Russian Railways]. Moskva: OAO RZHD. 2007. № 5. pp. 35 – 39.
3. Myunh T., Chupanchich SH. *Semejstvo preobrazovatelej SIBEST dlya pitaniya bortovyh setej podvizhnogo sostava* [SIBEST family of converters for power supply of rolling stock networks]. *ZHeleznye dorogi mira* [Joint Stock Company Russian Railways]. Moskva: OAO RZHD. 2003. № 8. pp. 39 – 42.
4. YAkupov D. V. Relejno-vektornij reguljator toka aktivnyh vypryamitelej sistem chastonoreguliruemogo elektroprivoda [Relay-vector current regulator for active rectifiers of variable frequency drive systems]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»* [Bulletin of the National Technical University «KhPI»]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2008, vyp. 30. pp. 464 – 467.
5. YAkupov D. V. Issledovanie raboty reguljatora napryazheniya aktivnogo vypryamitelya chastonoreguliruemogo elektroprivoda [The study of the voltage regulator of the active rectifier frequency-controlled electric drive]. *Гірнична електромеханіка та автоматика* [Mining Electromechanics and Automation]. Dnipropetrovsk: DVNZ «Natsionalnyi hirnychi universytet». 2008, vyp. 1 (80). pp. 180 – 185.
6. Mishchenko T. M. *Heometrychne traktuvannia reaktyvnoi potuzhnosti ta yoho zviazok zi spektralnym skladom tiahovykh napruhy ta strumu shvydkisnykh elektrovoziv* [Geometric interpretation of reactive power and its relation to the spectral composition of traction voltage and current of high-speed electric locomotives]. *Elektrotekhnika ta elektroenerhetyka* [Electrical Engineering and Power Engineering]. Zaporizhzhia: ZNTU. 2015. № 2. pp. 81 – 86.
7. Plahitj A. A., Nerubackij V. P., Silant'ev A. S. *Analiz energoeffektivnosti aktivnogo vypryamitelya s uluchshenoj gisterezijsnoj sistemoj upravleniya* [Energy efficiency analysis of active rectifier with improved hysteresis control system]. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті* [Informacijno-kerujuchi systemy na zaliznychnomu transporti]. Kharkiv: UkrDAZT. 2017. № 3. pp. 10 – 16.

Поступила 30.05.2019

С. С. МІХАЙКОВ, М. Й. МУХА, А. О. ДРАНКОВА

ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ РЕЖИМАХ СУДОВОЇ СИСТЕМИ ОХОЛОДЖЕННЯ

У роботі приведений варіант підвищення якісних показників електроенергії суднової електромережі хімовозу в експлуатаційних режимах системи охолодження дизель-генераторів, що включає частотно-регульовані електроприводи насосів, шляхом застосування пасивних С-фільтрів. Оцінка таких показників якості електроенергії як коефіцієнтів гармонік і сумарних коефіцієнтів гармонік за напругою та струмом суднової електромережі при типових режимах роботи системи охолодження проведена на розробленій у середовищі MATLAB Simulink моделі «Суднова електромережа – система охолодження дизель-генераторів».

Ключові слова: показники якості електроенергії, частотний перетворювач, асинхронний двигун, контур охолодження дизель-генераторів, осцилограми напруги та струму, сумарний коефіцієнт гармонік (THD).

С. С. МИХАЙКОВ, Н. И. МУХА, А. О. ДРАНКОВА

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ РЕЖИМАХ СУДОВОЙ СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ

В работе приведен вариант повышения качественных показателей электроэнергии судовой электросети химовоза в эксплуатационных режимах системы охлаждения дизель-генераторов, включающую частотно-управляемые электроприводы насосов, путём применения пассивных С-фильтров. Оценка таких показателей качества электроэнергии как коэффициентов гармоник и суммарных коэффициентов гармоник по напряжению и току судовой электросети при типичных режимах работы системы охлаждения проведена на разработанной в среде MATLAB Simulink модели «Судовая электросеть - система охлаждения дизель-генераторов».

Ключевые слова: показатели качества электроэнергии, частотный преобразователь, асинхронный двигатель, контур охлаждения дизель-генераторов, осциллограммы напряжения и тока, суммарный коэффициент гармоник (THD).

S. MIKHAYKOV, M. MUKHA, A. DRANKOVA

IMPROVING THE ELECTRIC ENERGY QUALITY IN OPERATION MODES OF SHIP'S COOLING SYSTEM

The paper presents a variant of improving the power quality parameters of the ship's power supply network of a chemical tanker in the operating modes of the diesel generators cooling system, which fitted frequency-controlled electric drives of pumps, by using passive C-filters. The assessment of such power quality parameters as harmonic coefficients and total harmonic coefficients for the voltage and current of the ship's electrical network under typical operating conditions of the cooling system was carried out on the model "Ship's electrical network - diesel generator cooling system" developed in MATLAB Simulink. A generalized parameter of the quality of the ship's power grid, namely THD was obtained for all typical operation modes of a pump electric drives using a C-type filter. The paper gives recommendations on the use of C-type filters to improve the quality of the chemical tanker autonomous power network for the diesel generators cooling system.

Keywords: electricity quality parameters, frequency converter, asynchronous motor, cooling system, oscillogram of voltage and current, total harmonic distortion (THD).

Введення. Питання якості електроенергії на борту суден є надзвичайно важливим, зокрема, в даний час, коли очевидний значний прогрес в реалізації сучасних частотно-регульованих електроприводів для суднових механізмів і комплексів. Суднові енергосистеми є ізольованими енергосистемами. Характеристика цих систем: недостатнє в деяких випадках співвідношення потужності одного споживача до потужності електричного джерела (деякі потужності споживача часто можна порівняти з потужністю генератора, що живить їх) [1] і відносно високий імпеданс короткого замикання генераторів, встановлених в розглянутих системах. В роботі виконаний аналіз якості електроенергії суднової електромережі на прикладі танкера – хімовозу з електроенергетичною установкою, яка складається із чотирьох дизель-генераторів – Wartsila 3 × DG: 6,6 kV 3,0 MW та 1 × DG: 6,6 kV 2,2 MW, та електричної пропульсивної установки з потужністю гребного електродвигуна 10MW 1,2kV.

В якості об'єкту дослідження розглядається один з контурів системи охолодження дизель-генераторів, а саме контур заборотної води. Дана система є частиною

загальної системи охолодження судна, яка охолоджує контур прісної води заборотною морською водою, за допомогою теплообміну між ними, у теплообмінних холодильних апаратах. Система заборотної води включає три відцентрові насоси з приводними асинхронними електродвигунами, потужністю 48,5 кВт кожний. Система живлення і управління електродвигунами реалізована на базі частотних перетворювачів фірми Danfoss типу VLT AQUA Drive серії FC202, забезпечує оптимальні режимні параметри приводних двигунів дизель-генераторів.

Система охолодження судна працює у двох режимах: навігаційному та стоянковому. У залежності від цих режимів роботи та енергетичних показників стану працюючих дизелів генераторів змінюється частота обертів електродвигунів та контролюється положення трипозиційних клапанів. Управління електродвигунами здійснюється програмно за принципом «Master - Slave». Система управління забезпечує одночасну роботу одного-двох електродвигунів, третій – знаходиться у резерві.

На рис. 1 зображена блок-схема системи охолодження контуром заборотної води дизель-генераторів з використанням частотних перетворювачів типу VLT AQUA Drive FC202-P55K на 55 кВт фірми Danfoss:

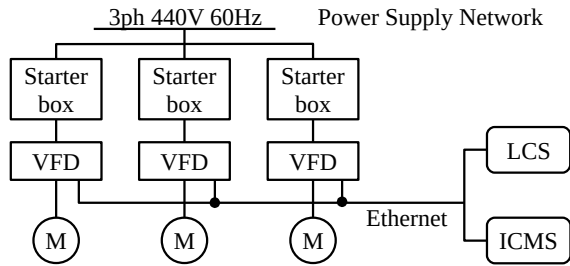


Рис. 1. Блок-схема системи охолодження контуром заборотної води дизель-генераторів

Power supply network – 3phase/440VAC/60 Hz;
Starter Box – Electromagnetic commutating equipment;
VFD – Variable Frequency Drive; *LCS* – Local Control System;
ICMS – Integrated Control and Management System; *Ethernet* – Communication method; *M* – Asynchronous electric motor.

Мета дослідження. Оцінка показників якості електроенергії суднової електромережі на комп'ютерній моделі «Суднова електромережа – система охолодження дизель-генераторів» при використанні С-фільтрації у типових режимах експлуатації.

Методи дослідження. Для аналізу показників якості електроенергії суднової електромережі була створена комп'ютерна модель «Суднова електромережа – система охолодження дизель-генераторів» у пакеті MATLAB Simulink 16b (рис.2) [2]. До складу комп'ютерної моделі входять наступні блоки:

- трифазне джерело електроживлення з напругою 440 В та частотою 60 Гц;
- трифазний блок індуктивностей для завдання параметру індуктивності мережі $L = 2$ мГн;
- два асинхронних двигуна потужністю 48,5 кВт з перетворювачами частоти;
- блоки завдання насосного характеру навантаження;
- блок пасивної фільтрації;
- блок вимірювання імпедансу;
- блоки вимірювання та візуалізації процесів.

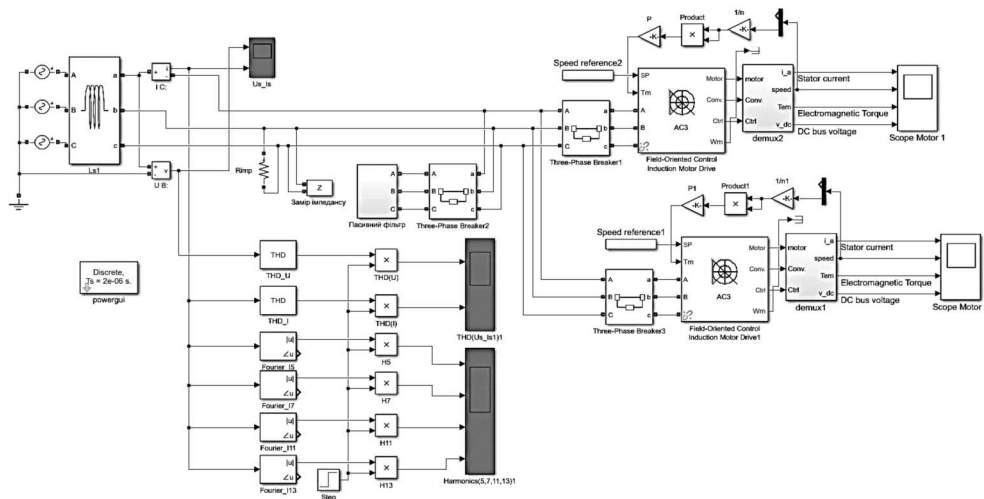


Рис. 2. Комп'ютерна модель «Суднова електромережа – система охолодження дизель-генераторів»

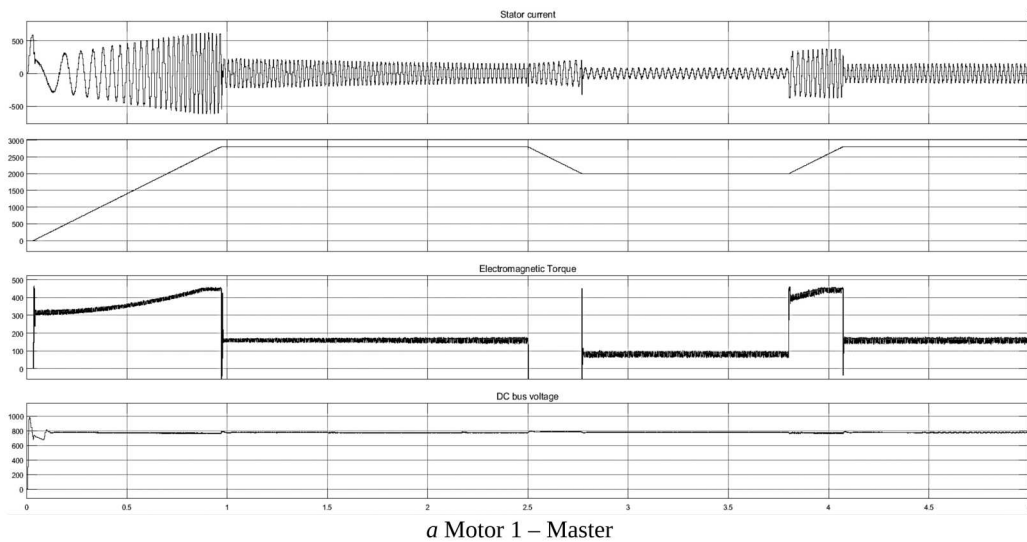
Результати моделювання. В процесі моделювання були отримані наступні миттєві характеристики електромеханічної системи «частотний перетворювач – асинхронний двигун – навантаження», а саме струм статора, оберти ротора, електромагнітний момент та напруга ланки постійного струму обох електродвигунів з частотним управлінням при налаштуванні моделі на характерні режими роботи системи охолодження дизель-генераторів (рис.3). Аналіз миттєвих характеристик показав адекватність комп'ютерної моделі «Суднова електромережа – система охолодження дизель-генераторів» реалізовувати типові режими роботи електромеханічної системи [3].

В процесі моделювання контуру заборотної води на номінальних обертах асинхронних двигунів (близько 3000 об/хв) отриманні осцилограми напруги (зверху) та струму (знизу) суднової електромережі (рис. 4), що підтверджують наявність гармонійних спотворень. Так, сумарний коефіцієнт гармонік по напрузі THDU перевищує 7%, що не відповідає вимогам морських Класифікаційних Товариств до якості суднової електромережі [4]. Якісний аналіз показав, що найбільш вагомими є 5, 7, 11 та 13 гармоніки електромережі.

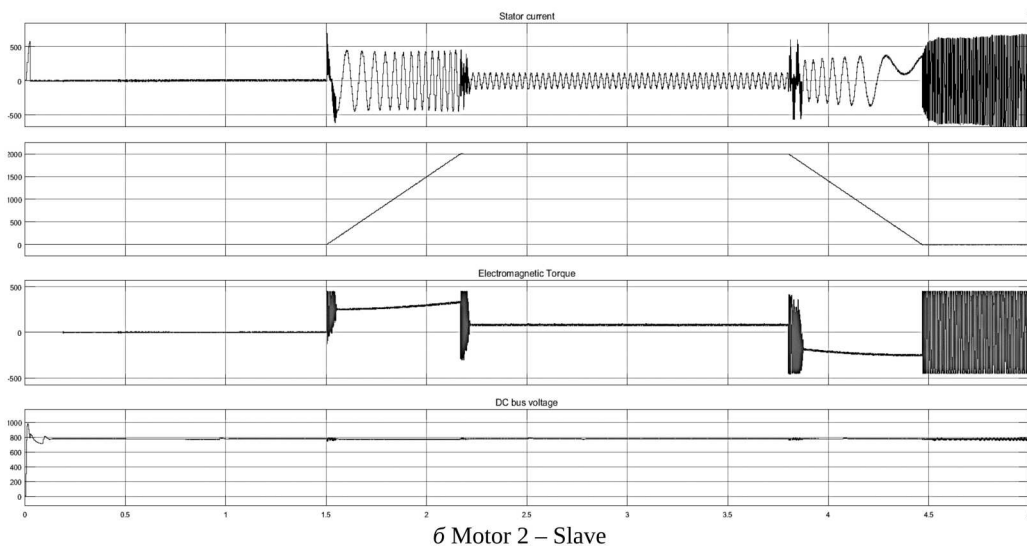
Для підвищення якості електроенергії суднової електромережі пропонується використання пасивного фільтра С-типу для 5-ї, 7-ї, 11-ї, 13-ї гармонік [5,6]. Принципова електрична схема пасивного фільтра С-типу наведена на рис. 5. Розрахунок фільтра проведено з урахуванням наступних параметрів електромережі та фільтра: напруга електромережі $U = 440$ В; частота електромережі $f = 60$ Гц; індуктивність електромережі $L_s = 2$ мГн; реактивна потужність фільтра $Q_F = 37$ кВар; коефіцієнт розподілення гармонік $k = 1,3$; кратність гармонік $n_g = 5,7,11,13$.

Використання пасивного фільтра С-типу у комп'ютерній моделі «Суднова електромережа – система охолодження дизель-генераторів» дозволила отримати наступні осцилограми напруги та струму суднової електромережі (рис. 6).

Як видно з осцилограм, їх форма стала більш синусоїдальною за рахунок зменшення кількості гармонійних спотворень.



а Motor 1 – Master



б Motor 2 – Slave

Рис. 3. Миттєві характеристики частотно-регульованих електроприводів системи охолодження

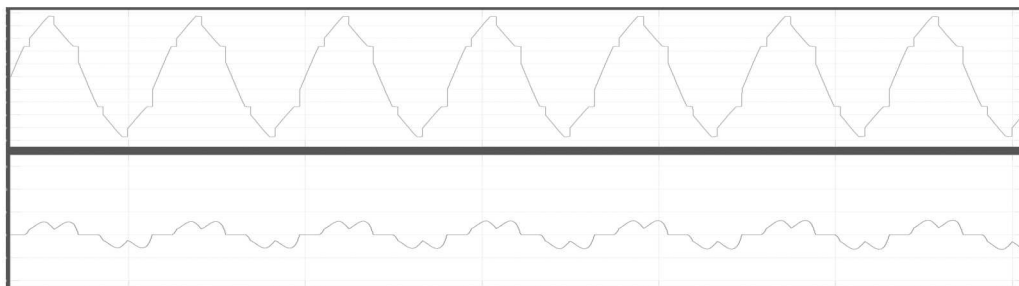


Рис. 4. Осцилограми напруги та струму суднової електромережі без використання пасивного фільтра

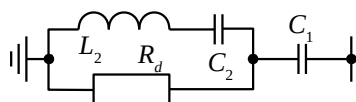


Рис. 5. Принципова електрична схема пасивного фільтра С-типу

Чисельні розрахунки підтверджують зниження сумарного коефіцієнта гармонік по напрузі THD_U до 2,5%. Гармонійний аналіз суднової електромережі показав значне подавлення непарних гармонік при впровадженні розробленого пасивного фільтра С-типу у комп'ютерну модель «Суднова електромережа – си-

стема охолодження дизель-генераторів» на всьому діапазоні моделювання (табл. 1).

Таблиця 1 – Гармонійний вміст напруги та струму

№	Частота, Гц	Напруга, вміст, %		Струм, вміст, %	
		без фільтрів	з фільтрами	без фільтрів	з фільтрами
1	60	100	100	100	100
5	300	4,97	1,53	40,62	4,30
7	420	2,72	1,32	15,86	2,64
11	660	1,92	0,41	7,14	0,52
13	780	1,01	0,19	3,17	0,21

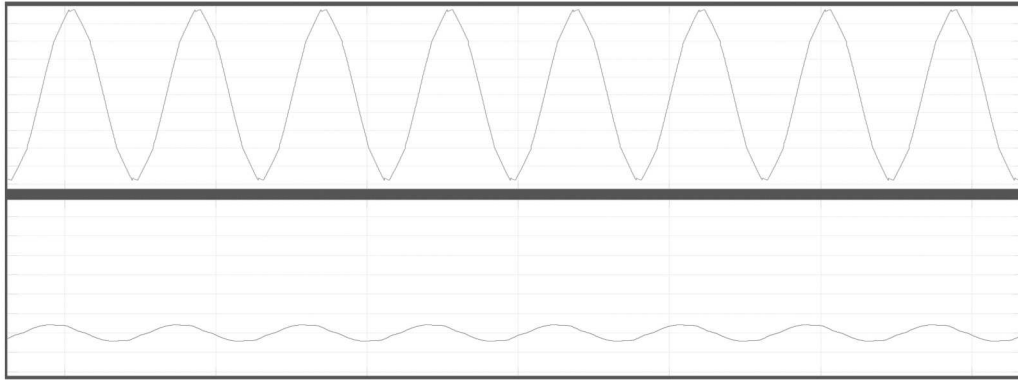


Рис. 6. Осцилограми напруги та струму суднової електромережі з використання пасивного С-фільтра

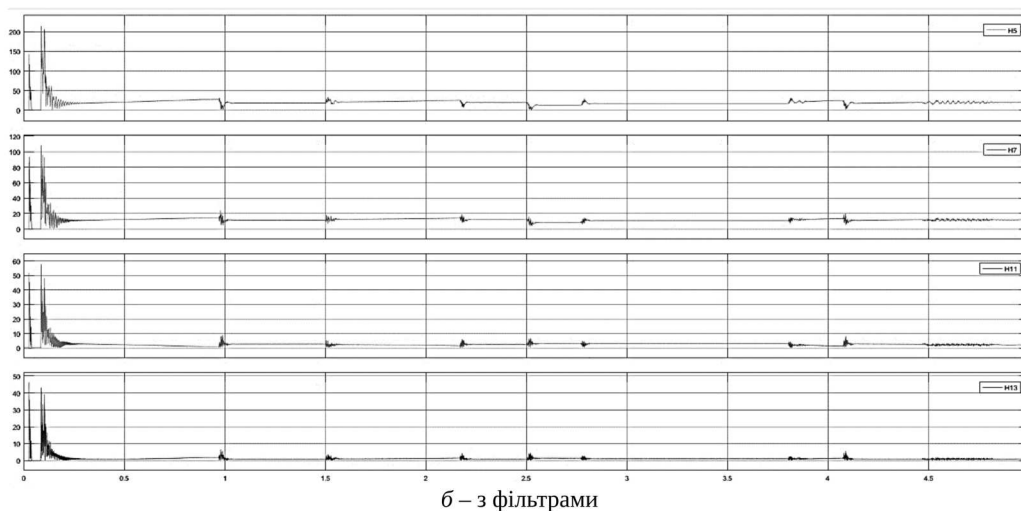
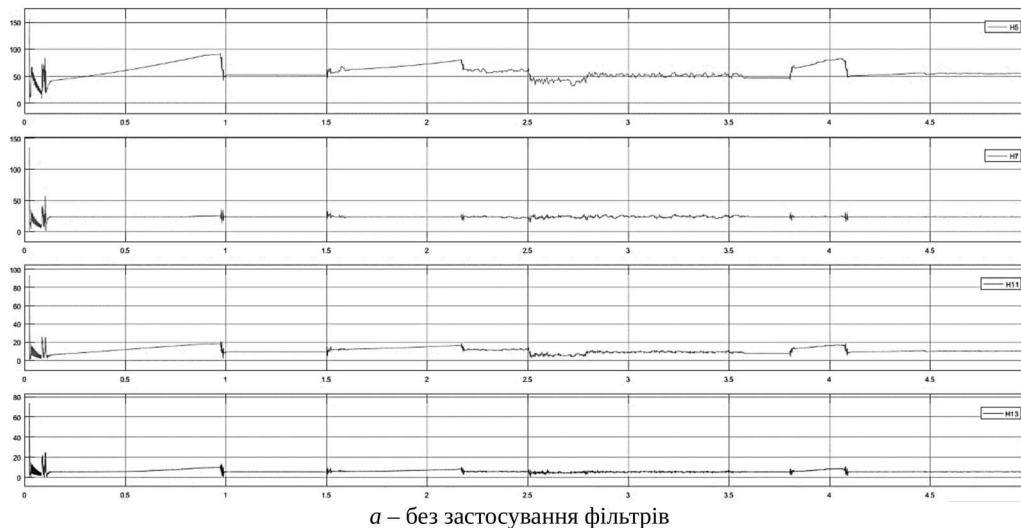


Рис. 7. Наявність гармонік при роботі моделі «Суднова електромережа – система охолодження дизель-генераторів»

На рис. 7 зображено вміст 5-ї, 7-ї, 11-ї, 13-ї гармонік електромережі при роботі комп'ютерної моделі «Суднова електромережа – система охолодження дизель-генераторів» без застосування фільтрів та з фільтрами на протязі всього періоду моделювання, який включає характерні режими роботи системи охолодження дизель-генераторів. За допомогою вбудованої функції швидкого перетворення Фур'є (FFT Analysis) розраховані сумарні коефіцієнти гармонік за напругою та струмом електромережі (табл. 2, 3). Отри-

мані результати підтверджують доцільність використання пасивної фільтрації у типових режимах роботи системи охолодження дизель-генераторів, яка базується на роботі частотно-регульованих електроприводів за принципом «Master - Slave».

Висновки. Отримані результати комп'ютерного моделювання показують ефективність використання пасивного фільтра С-типу для підвищення якості суднової електромережі та застосуванні частотно-регульованих електромеханічних систем [7].

Таблиця 2 – Сумарні коефіцієнти гармонік за напругою та струмом при сумісній роботі двох електродвигунів у статичних режимах

THD	Час моделювання, сек.					
	1.0-2.5		2.8-3.8		4.1-5.0	
	без фільтрів	з фільтрами	без фільтрів	з фільтрами	без фільтрів	з фільтрами
THD _{U,%}	7,46	2,38	6,33	2,02	6,64	2,23
THD _{I,%}	46,38	8,17	54,51	4,87	48,72	5,82

Завдяки використанню пасивного фільтра С-типу вміст вищих гармонік напруги THD_U зменшується в 3-и рази для 5-ї гармоніки, в 5-ть разів для 11-ї та 13-ї гармонік та 2-а рази для 7-ї гармоніки. Ступінь подавлення гармонік струму THD_I складає в середньому 11 разів для усіх непарних гармонік. Незалежно від режимів роботи частотно-регульованих електроприводів системи охолодження дизель-генераторів сумарний коефіцієнт гармонік з напруги THD_U має тенденцію до зменшення у 3 рази та складає 2,52% на усьому діапазоні моделювання. Сумарний коефіцієнт гармонік струму THD_I також зменшується майже у 5 разів. Отримані показники якості суднової електромережі цілком відповідають вимогам морських Класифікаційних Товариств.

Список літератури

- De Abreu J. P., De Sa J. S., Prado C. C. Harmonic voltage distortion in isolated electric systems. *Proceedings of the 7th International Conference Electrical Power Quality and Utilization*. Krakov, 2003. pp. 469 – 472.
- MATLAB 6.5 SP1/7+Simulink 5/6: справочная монография. В 3 т. Т. 1: Основы применения / В. П. Дьяконов. Москва: СОЛОН-Пресс, 2005. 800 с.
- Гоголюк П. Ф. Теорія автоматичного керування: навчальний посібник. Львів: Львівська політехніка, 2012. 280 с.
- Prousalidis J. M., Styvaktakis E., Hatzilau I. K., Kanellos F., Perrosand S., Sofras E. Electric Power Supply Quality in ship systems: an overview. *International Journal of Ocean Systems Management*. 2008. Vol. 1, № 1. pp. 68 – 83.
- Дранкова А. О., Михайков С. С., Красовський І. І. Методи підвищення якості електроенергії в системі «Автономне джерело - нелінійне навантаження» засобами пасивної фільтрації. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків: НТУ «ХПІ», 2017, Вип. 27 (1249). С. 273 – 277.
- Дранкова А. О., Муха М. Й., Михайков С. С., Красовський І. І. Підвищення якості електроенергії шляхом використання пасивної фільтрації в електромеханічних системах з нелінійним навантаженням. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Одеса: Астропрінт. 2018, № 27 (103). С.118 – 124.
- Дранкова А. О., Красовський І. І., Волков В. Е., Горбунов Д. А. Оцінка показників якості електроенергії суднової електромережі з впровадженням системи знезараження баластних вод. *Суднова електроінженерія, електроніка і автоматика: Матеріали наук.-метод. конф. 05 - 06 грудня 2018*. Одеса: НУ «ОМА», 2018. С. 93 – 99.

Таблиця 3 – Сумарні коефіцієнти гармонік за напругою та струмом за весь період моделювання

THD	без фільтрів	з фільтрами
THD _{U,%}	7,17	2,52
THD _{I,%}	52,59	11,37

References (transliterated)

- De Abreu J. P., De Sa J. S., Prado C. C. Harmonic voltage distortion in isolated electric systems. *Proceedings of the 7th International Conference Electrical Power Quality and Utilization*. Krakov, 2003. pp. 469 – 472.
- MATLAB 6.5 SP1/7+Simulink 5/6. V 3 t. T. 1: Основы применения [Basics of application] / V. P. D'yakov. Moskva: SOLON-Press, 2005. 800 p.
- Hoholiuk P. F. *Teoriia avtomatichnoho keruvannia: navchalnyi posibnyk* [The theory of automatic control: teaching manual]. Lviv: Lviv Polytechnic, 2012. 280 p.
- Prousalidis J. M., Styvaktakis E., Hatzilau I. K., Kanellos F., Perrosand S., Sofras E. Electric Power Supply Quality in ship systems: an overview. *International Journal of Ocean Systems Management*. 2008, vol. 1, № 1. pp. 68 – 83.
- Drankova A. O., Mikhaikov S. S., Krasovskiy I. I. Metody pidvyshchennia yakosti elektroenerhii v systemi «Avtonomne dzhherelo - nelineine navantazhennia» zasobamy pasyvnoi filtratsii [Methods of improving the quality of electricity in the system "Autonomous source - nonlinear load" by means of passive filtration]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»* [Bulletin of the National Technical University "KhPI"]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2017, Vyp. 27 (1249). pp. 273 – 277.
- Drankova A. O., Mukha M. Y., Mikhaikov S. S., Krasovskiy I. I. *Pidvyshchennia yakosti elektroenerhii shliakhom vykorystannia pasyvnoi filtratsii v elektromekhanichnykh systemakh z nelineinym navantazhenniam* [Improvement of electric power quality by using passive filtration in electromechanical systems with nonlinear load]. *Elektrotekhnichni ta kompiuterni systemy* [Electrotechnic and computer systems]. Odesa: Astroprint. 2018, № 27 (103). pp. 118 – 124.
- Drankova A. O., Krasovskiy I. I., Volkov V. E., Horbunov D. A. Otsinka pokaznykiv yakosti elektroenerhii sudnovoї elektromerezhi z vprovadzhenniam systemy znezarazhennia balastnykh vod. [Estimation of power quality indicators of the ship's electrical grid with introduction of ballast water disinfection system]. *Sudnova elektroinzheneriia, elektronika i avtomatyka: Materialy nauk.-metod. konf. 05 - 06 hrudnia 2018 r., Odesa* [Ship engineering, electronics and automatics: Materials of the scientific-methodical conference 05-06 december 2018]. Odesa: NU «OMA», 2018. pp.93 – 99.

Надійшла 30.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Міхайков Сергій Сергійович (Михайков Сергей Сергеевич, Mikhaykov Sergiy) – компанія «Stolt Tankers LTD», судновий електро-інженер; м. Одеса, Україна; e-mail: pilot.vodolaz@gmail.com

Муха Микола Йосифович (Муха Николай Иосифович, Mykola Mukha) – доктор технічних наук, Національний університет «Одеська морська академія», доцент кафедри суднової електромеханіки та електротехніки; м. Одеса, Україна; e-mail: mykola_mukha@hotmail.com

Дранкова Алла Олегівна (Дранкова Алла Олеговна, Drankova Alla) – кандидат технічних наук, Національний університет «Одеська морська академія», доцент кафедри суднової електромеханіки та електротехніки; м. Одеса, Україна; e-mail: drankova64@gmail.com

А. В. КИПЕНСКИЙ, Е. И. КОРОЛЬ, Н. И. ГОРОВЫХ

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТРЕХФАЗНОГО ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ УСТРОЙСТВ ЭЛЕКТРОНАГРЕВА

В работе проанализированы схемы трехфазных тиристорных преобразователей переменного напряжения для регулирования мощности в устройствах электронагрева. Произведено сравнение их энергетических показателей. Для трехфазного преобразователя предложен новый способ оптимального управления. Суть предложенного способа состоит в том, что для обеспечения заданной мощности в нагрузке, формируется такая комбинация углов управления силовыми ключами, при которой обеспечивается наилучшее из возможных значений того или иного энергетического показателя.

Ключевые слова: тиристорный преобразователь, устройства электронагрева, фазоступенчатое регулирование мощности, энергетические показатели, оптимальное управление.

А. В. КИПЕНСЬКИЙ, Є. І. КОРОЛЬ, М. І. ГОРОВИХ

ПОЛІПШЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПОКАЗНИКІВ ТРИФАЗНОГО ТИРИСТОРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ ПРИСТРОЇВ ЕЛЕКТРОНАГРІВУ

В роботі проаналізовані схеми трифазних тиристорних перетворювачів змінної напруги, що використовують для регулювання потужності в пристроях електронагріву. Проведено порівняння їх енергетичних показників. Для трифазного перетворювача запропоновано новий спосіб оптимального управління. Суть запропонованого способу полягає в тому, що для забезпечення заданої потужності в навантаженні, формується така комбінація кутів управління силовими ключами, при якій забезпечується найкраще з можливих значень того чи іншого енергетичного показника.

Ключові слова: тиристорний перетворювач, пристрої електронагріву, фазоступеневе регулювання потужності, енергетичні показники, оптимальне керування.

A. KIPENSKYI, I. KOROL, N. GOROVYKH

IMPROVEMENT THE ENERGY PERFORMANCE OF A THREE-PHASE THYRISTOR CONVERTER FOR ELECTRIC HEATING DEVICES

Various schemes of three-phase thyristor AC voltage converters for power control in electric heating devices are analyzed in paper. The peculiarity of the considered converters is that the phase and line voltages of the three-phase mains supply are used together to control the power in the load (phase-by-stage regulation). Comparison of their energy parameters, which assess the electromagnetic compatibility of the converter with the power supply system, has been made. It is shown that such converters have a higher power factor, the value of which also significantly depends on the method of controlling the power switches. For a three-phase converter, in which each phase voltage was simultaneously combined with two linear - leading and lagging, a new optimal method control was proposed. The essence of the proposed method is that in order to ensure a given power value in the load, such a combination of the control angles of the power switches is formed, at which the best possible value of one or another energy parameter is ensured. The results of studies of changes in energy parameters as a function of active power in the load while optimizing the power factor, shear factor and distortion factor are presented. Researches have shown that the method of optimal control of a three-phase AC voltage converter is especially useful at high load powers with a large thermal time constant.

Keywords: thyristor AC voltage converters, electric heating devices, phase-by-stage regulation, energy parameters, optimal method control.

Введение. Трехфазные полупроводниковые преобразователи переменного напряжения (ППН) средней и большой мощности широко используются для регулирования активной мощности в различного рода устройствах электронагрева и промышленных электропечах сопротивления [1]. Форма тока нагрузки в таких устройствах принципиального значения не имеет, поэтому при выборе силовой схемы ППН и способов управления основное внимание принято уделять электромагнитной совместимости преобразователей с системой электроснабжения, которая оценивается некоторой совокупностью энергетических показателей, а также стоимости ППН.

Для улучшения энергетических показателей полупроводниковых преобразователей достаточно часто применяются входные пассивные или активные фильтры [2]. Такой подход оказывается целесообразным, если в качестве ключевых элементов используются мощные биполярные транзисторы с изолированным затвором, которые позволяют применять в трехфазных

ППН методы широтно-импульсной модуляции с частотой $2\div 3$ кГц [3]. Однако при больших мощностях приходится использовать запираемые тиристоры с меньшей частотой коммутации, что ухудшает массогабаритные показатели входных фильтров. Увеличение частоты коммутации в ППН с запираемыми тиристорами приводит к возрастанию мощности потерь в силовых ключах и соответственно к снижению коэффициента полезного действия преобразователя.

Другой подход к улучшению энергетических показателей вообще, и к увеличению коэффициента мощности трехфазных ППН для нагревательных устройств, в частности, при небольшой частоте переключения силовых ключей состоит в секционировании нагрузки и согласованном управлении преобразователями секций [4].

Одновременное использование фазных и линейных напряжений трехфазной питающей сети для регулирования мощности в нагрузке, позволяет реализовать качественно другой подход к построению ППН.

© А. В. Кипенский, Е. И. Король, Н. И. Горových, 2019

Такое регулирование мощности принято называть фазоступенчатым. Так как каждая фаза трехфазной сети переменного напряжения используется для формирования двух линейных напряжений, то возможны и два варианта построения силовых схем.

В ППН, приведенном на рис. 1, а, фазные напряжения u_A, u_B и u_C сочетаются с линейными напряжениями u_{AB}, u_{BC} и u_{CA} , опережающими соответствующие фазные напряжения на угол $\pi/6$ [5]. Во втором ППН (см. рис. 1, б) фазным напряжениям u_A, u_B и u_C соответствуют отстающие на угол $\pi/6$ линейные напряжения u_{AC}, u_{BA} и u_{CB} [6]. В обоих случаях силовые ключи S могут быть реализованы путем встречно-параллельного соединения тиристоров.

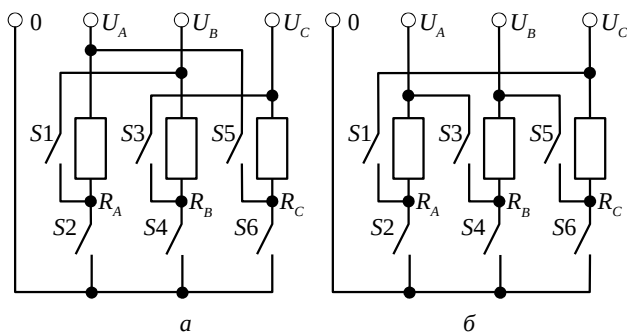


Рис. 1. ППН с фазоступенчатым регулированием

Рассмотренные схемы трехфазных ППН с фазоступенчатым регулированием обладают повышенным коэффициентом мощности. К недостаткам схемы, приведенной на рис. 1, а, может быть отнесен скачок регулировочной характеристики, наличие которого снижает устойчивость системы автоматического регулирования мощности в нагрузке. Регулировочная характеристика второго ППН – непрерывна.

Для модернизации трехфазных печей сопротивления мощностью от 14,6 до 58 кВА авторами были использованы ППН (см. рис. 2), где каждое фазное напряжение одновременно сочеталось с двумя линейными – опережающим и отстающим, что позволило получить дополнительное повышение коэффициента мощности [7, 8].

Одним из наиболее простых и достаточно эффективных способов регулирования мощности в нагрузке ППН, схема которого приведена на рис. 2, является регулирование в три этапа [7].

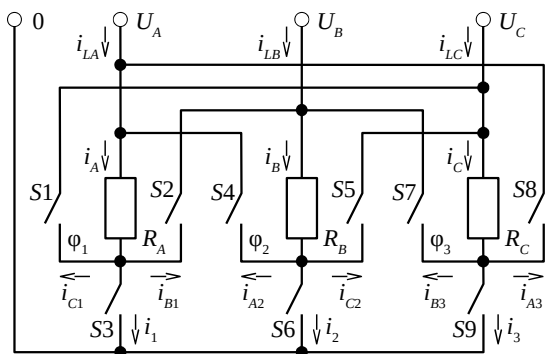


Рис. 2. ППН с фазоступенчатым регулированием и повышенным коэффициентом мощности

Зависимость коэффициента мощности λ_2 ППН при трехэтапном способе регулирования от относительного значения активной мощности P^* в нагрузке показана кривой на рис. 3. Здесь же показано изменение коэффициента мощности λ_1 для ППН, схема которого приведена на рис. 1, б.

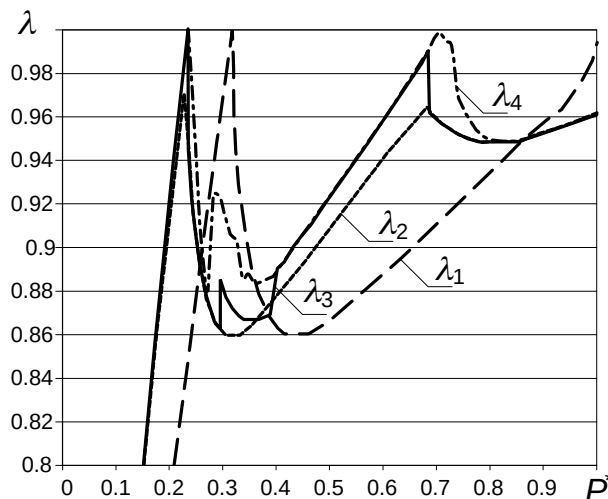


Рис. 3. Зависимость коэффициента мощности ППН от относительного значения активной мощности в нагрузке при различных способах регулирования

Сравнение кривых на рис. 3 показывает, что во втором случае (ППН на рис. 2, трехэтапный способ регулирования) значение коэффициента мощности по сравнению с упрощенной схемой (ППН на рис. 1, б) повышается практически во всем диапазоне регулирования мощности в нагрузке. В частности, среднее значение коэффициента мощности в начальном диапазоне регулирования увеличивается на 11 %. Кроме того, в 1,33 раза расширяется диапазон регулирования мощности при среднем значении коэффициента мощности равно 0,94.

Применение микропроцессорных систем для управления силовыми ключами ППН (рис. 2) позволяет включать их в произвольном порядке за период напряжения сети при сохранении сетевой коммутации тиристоров. За счет усложнения алгоритма управления был разработан способ регулирования выходной мощности ППН в пять этапов [7]. Фазовые и регулировочные характеристики при пятиэтапном способе регулирования мощности в нагрузке ППН имеют более сложный характер, а коэффициент мощности λ_3 (рис. 3) оказывается больше, чем при трехэтапном способе управления (коэффициент мощности λ_2). Кроме того, можно отметить, что при пятиэтапном способе управления коэффициент мощности достигает единичного и близкого к нему значения в двух точках, соответственно, при мощности в нагрузке 0,235 ($\lambda = 1$) и 0,68 ($\lambda = 0,99$).

Цель данной работы состоит в дальнейшем совершенствовании способов регулирования мощности в нагрузке трехфазного тиристорного преобразователя за счет формирования такой комбинации углов управления силовыми ключами, при которой заданная

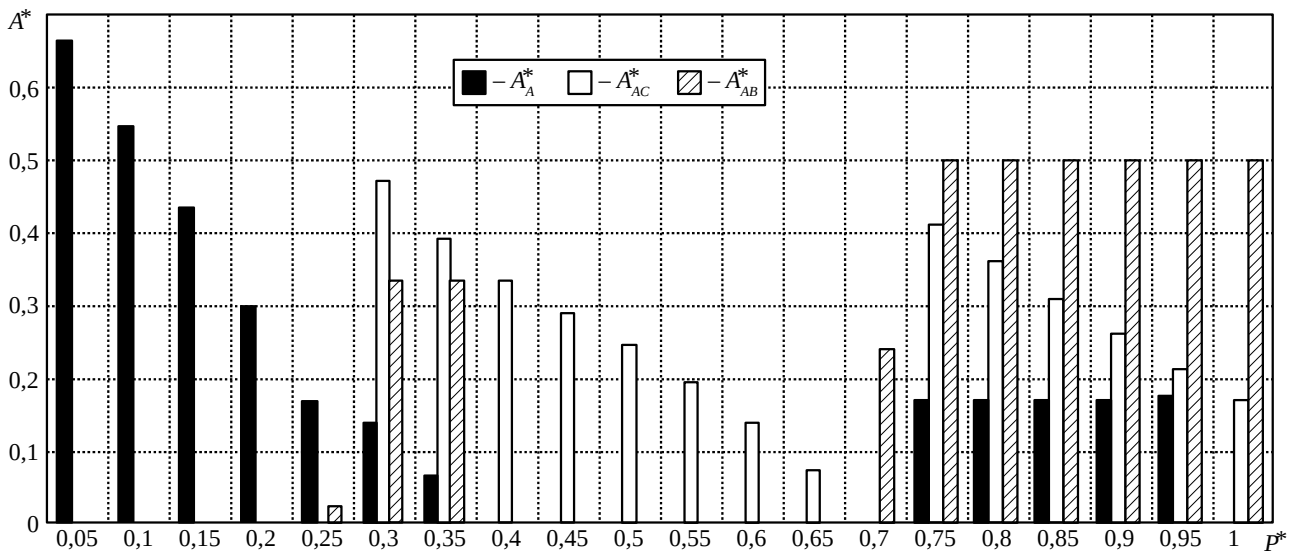


Рис. 4. Изменения углов управления силовыми ключами ППН при оптимальном управлении для получения наибольшего значения коэффициента мощности

мощность в нагрузке будет обеспечиваться при наилучшем из возможных значений того или иного энергетического показателя.

Способ оптимального управления. Решение поставленной задачи осуществлялось с использованием математической модели ППН и методов оптимизации, где в *первом случае* в качестве критерия оптимальности был выбран коэффициент мощности. На рис. 4 в виде столбчатых диаграмм приведены относительные значения углов управления силовыми ключами (см. рис. 2), которые коммутируют напряжения фазы А (черные столбики) и соответствующих линейных напряжений АС (белые столбики) и АВ (заштрихованные столбики) в функции относительного значения активной мощности в нагрузке (относительную мощность в нагрузке изменяли с шагом 0,05).

Предложенный способ управления повышает коэффициент мощности λ_4 (рис. 3) по отношению к описанным способам и дополнительно обеспечивает линейность регулировочной характеристики (зависимость мощности в нагрузке от управляющего воздействия). К недостаткам способа может быть отнесено то обстоятельство, что форма кривой напряжения на нагрузке при изменении мощности даже в 1 % может существенно отличаться (рис. 5). Такая ситуация требует при переходе от одного значения мощности к другому обязательного выключения всех СК соответствующей нагрузки. Это, в свою очередь, вызывает кратковременные провалы мощности, что может привести к колебаниям температуры, однако только в малоинерционных системах. В печах электросопротивления пропадание питающего напряжения нагревателя на 20 миллисекунд не оказывает влияния на общую температуру и может не учитываться.

Анализ энергетических показателей ППН. При оптимизации коэффициента мощности (рис. 6, а и подробнее на рис. 3) было установлено, что среднее значение коэффициента мощности λ_4 на 80 % диапазона регулирования оказывается равным 0,94, что выше

по отношению ко всем рассмотренным ранее способам управления (кривая λ_3 соответствует изменению мощности при пятиэтапном способе регулирования мощности в нагрузке ППН). Кроме того, на рис. 6, а в функции относительного значения активной мощности в нагрузке показано изменение S^* – полной и Q^* – реактивной мощности.

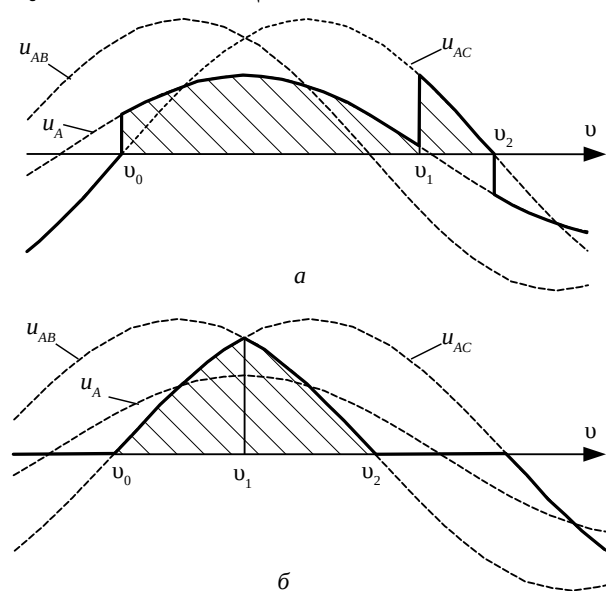


Рис. 5. Кривая тока в нагрузке при $P^* = 0,27$ (а) и $P^* = 0,28$ (б)

Для рассмотренного способа оптимального управления на рис. 6, б) в функции относительного значения активной мощности в нагрузке показано изменение K_c – коэффициента сдвига; $K_{ис}$ – коэффициента искажений; Γ_1^* – относительного значения тока первой гармоники; Q^* – реактивной мощности. Здесь и далее для расчёта переменных были использованы следующие выражения

$$\Lambda = P^*/S^*; \quad S^* = \sqrt{P^{*2} + Q_{\text{п}}^{*2}};$$

$$Q_{\text{п}}^* = \sqrt{Q^{*2} + D^{*2} + H^{*2}}; \quad K_C = \cos \varphi;$$

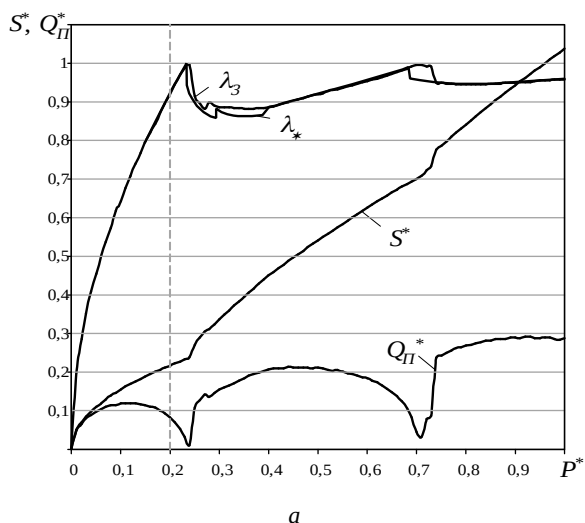
$$K_{\text{ис}} = \sqrt{P^{*2} + Q^{*2}} / \sqrt{P^{*2} + Q^{*2} + D^{*2}},$$

где D – мощность искажений;
 H – мощность несимметрии;
 φ – фазовый сдвиг основной гармоники тока относительно соответствующего фазного напряжения.

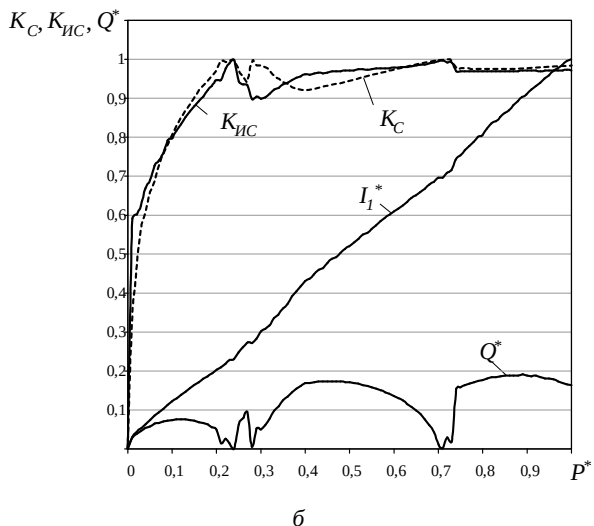
Относительные значения величин во всех случаях получали, принимая за базисное напряжение действующее напряжение питающей сети, а за базисную мощность – максимальную мощность в нагрузке.

Во **втором случае** в качестве критерия оптимальности был выбран коэффициента сдвига K_C . При этом его среднее значение составило 0,99 на 25 % диапазоне регулирования активной мощности в нагрузке (см. рис. 7, а). Здесь же в функции относительного значения активной мощности в нагрузке показано изменение коэффициента мощности λ , относительных значений полной S^* и пассивной мощности $Q_{\text{п}}^*$.

В **третьем случае** оптимизировали значение коэффициента искажения $K_{\text{ис}}$.

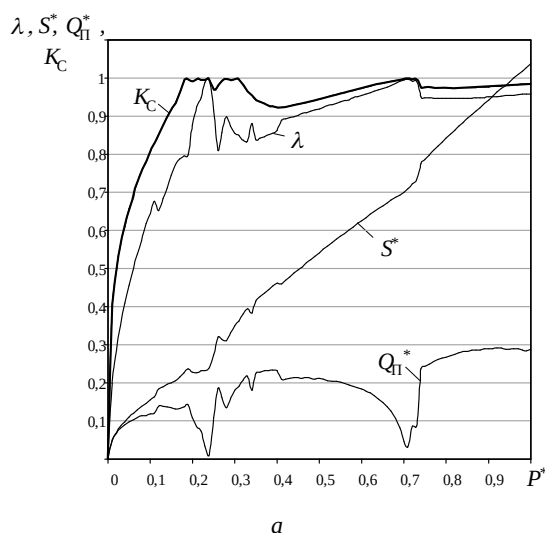


а

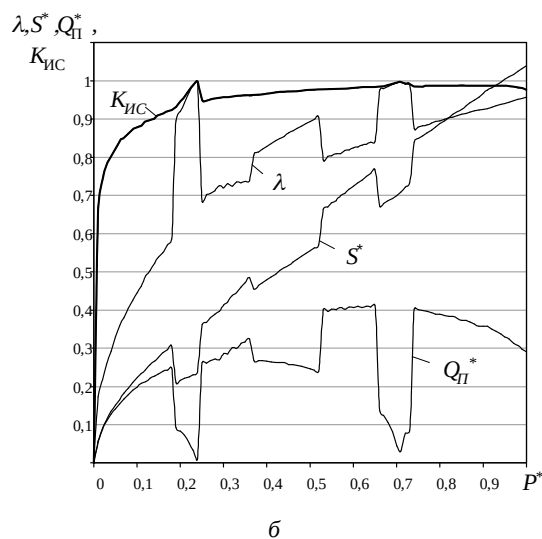


б

Рис. 6. Энергетические показатели ППН при оптимизации коэффициента мощности



а



б

Рис. 7. Энергетические характеристики ППН при оптимизации коэффициента сдвига (а) и коэффициента искажений (б)

При этом его среднее значение составило 0,99 на 45 % диапазоне регулирования активной мощности в нагрузке (см. рис. 7, б). На рисунке также в функции относительного значения активной мощности в нагрузке показано изменение коэффициента мощности λ , относительных значений полной S^* и пассивной мощности $Q_{\text{п}}^*$.

Выводы. Проведенные исследования позволяют утверждать следующее:

- способ оптимального управления трехфазным ППН позволяет обеспечить заданное значение мощности в нагрузке с наилучшим из возможных значений любого энергетического показателя;
- при оптимизации коэффициента мощности удалось обеспечить равенство его среднего значения 0,94 на 80 % диапазоне регулирования мощности в нагрузке, что выше по отношению ко всем рассмотренным способам управления;
- применение способа оптимального управления трехфазным ППН особенно целесообразно при высоких мощностях нагрузки с большой тепловой постоянной времени.

Список литературы

1. Гельман М. В., Дудкин М. М., Преображенский К. А. *Преобразовательная техника: учебное пособие*. Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. 42 с.
2. Жук А. К., Жук Д. А., Криворучко Д. В., Степенко С. А. Управляемое фильтрокомпенсирующее устройство для автономной электроэнергетической системы с мощными преобразователями. *Технічна електродинаміка*. Київ: ІЕД НАНУ. 2016, № 4. С. 32 – 34.
3. Синчук О. Н., Юрченко Ю. Н., Михайличенко Д. А., Дяченко В. С. О формировании способами широтно-импульсной модуляции выходных форм кривых тока и напряжения для питания электродвигателей переменного тока. *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. Тематический вып. Силовая электроника и энергоэффективность*. Харьков: НТУ «ХПИ». 2014, Спец. вып. Т. 2, № 9 (128). С. 107 - 113.
4. Архиреев И. П. *Устройство для регулирования напряжения на трехфазной нагрузке*. Авторское свидетельство СССР № 370600, 1973. URL: <http://patents.su/3-370600-ustrojstvo-dlya-regulirovaniya-napryazheniya-na-trekhfaznoj-nagruzke.html>.
5. Кипенский А. В., Архиреев И. П. *Способ регулирования напряжения на трехфазной нагрузке*. Авторское свидетельство СССР № 1778893, 1992. URL: <http://patents.su/11-1778893-sposob-regulirovaniya-napryazheniya-na-trekhfaznoj-nagruzke.html>.
6. Сокол Е. И., Архиреев И. П., Кипенский А. В., Король Е. И. Повышение коэффициента мощности бестрансформаторного трехфазного тиристорного преобразователя переменного напряжения с комбинированным управлением. *Технічна електродинаміка. Тематичний вип. Силова електроніка та енергоефективність*. Київ: ІЕД НАНУ. 2001, Ч. 2. С. 57 – 60.
7. Сокол Е. И., Архиреев И. П., Кипенский А. В., Король Е. И. Трехфазный тиристорный преобразователь переменного напряжения с повышенным коэффициентом мощности. *Технічна електродинаміка. Тематичний вип. Проблеми сучасної електротехніки*. Київ: ІЕД НАНУ. 2002, Ч. 1. С. 54 – 59.
3. Sinchuk O. N., YUrchenko YU. N., Mihajlichenko D. A., Dyachenko V. S. *O formirovanii sposobami shirotno-impul'snoj modulyacii vyhodnyh form krivyh toka i napryazheniya dlya pitaniya elektrodvigatelej peremennogo toka* [About formation of output forms of current and stress curve powering of alternating-current electric motors by technologies of pulse-width modulation]. *Energoberezhenie. Energetika. Energoaudit. Tematicheskij vyp. Silovaya elektronika i energoeffektivnost'* [Energy saving. Power engineering. Energy audit. Thematic issue Power Electronics and Energy Efficiency]. Har'kov: NTU «HPI». 2014, Spec. vyp. T. 2, № 9 (128). pp. 107 - 113.
4. Arhiereev I. P. *Ustrojstvo dlya regulirovaniya napryazheniya na trekhfaznoj nagruzke* [Device for regulating the voltage on a three-phase load]. Avtorskoe svidetel'stvo SSSR № 370600, 1973. URL: <http://patents.su/3-370600-ustrojstvo-dlya-regulirovaniya-napryazheniya-na-trekhfaznoj-nagruzke.html>.
5. Kipenskij A. V., Arhiereev I. P. *Sposob regulirovaniya napryazheniya na trekhfaznoj nagruzke* [Method for regulating voltage at a three-phase load]. Avtorskoe svidetel'stvo SSSR № 1778893, 1992. URL: <http://patents.su/11-1778893-sposob-regulirovaniya-napryazheniya-na-trekhfaznoj-nagruzke.html>.
6. Sokol E. I., Arhiereev I. P., Kipenskij A. V., Korol' E. I. *Povyshenie koefficienta moshchnosti bestransformatornogo trekhfaznogo tiristornogo preobrazovatelya peremennogo napryazheniya s kombinirovannym upravleniem* [Improving the power factor of a transformer-free three-phase thyristor AC voltage converter with combined control]. *Tekhnichna elektrodynamika. Tematichnyi vyp. Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist'* [Tekhnichna elektrodynamika. Thematic issue Power Electronics and Energy Efficiency]. Kyiv: IED NANU. 2001, Ch. 2. pp. 57 – 60.
7. Sokol E. I., Arhiereev I. P., Kipenskij A. V., Korol' E. I. *Trekhfaznyj tiristornyj preobrazovatel' peremennogo napryazheniya s povyshennym koefficientom moshchnosti* [Three-phase thyristor AC voltage converter with high power factor]. *Tekhnichna elektrodynamika. Tematichnyi vyp. Problemy suchasnoi elektrotekhniki* [Thematic issue Problems of modern electrical engineering]. Kyiv: IED NANU. 2002, Ch. 1. pp. 54 – 59.

References (transliterated)

Поступила 20.06.2019

1. Gel'man M. V., Dudkin M. M., Preobrazhenskij K. A. *Preobrazovatel'naya tekhnika: uchebnoe posobie* [Conversion Technology: teaching manual]. Chelyabinsk: Izdatel'skij centr YUUrGU, 2009. 42 p.
2. Zhuk A. K., Zhuk D. A., Krivoruchko D. V., Stepenko S. A. *Upravlyаемое fil'trokompensiruyushchee ustrojstvo dlya avtonomnoj elektroenergeticheskoy sistemy s moshchnymi preobrazovatelyami* [Controlled filter-compensating device for an autonomous electric power system with powerful converters]. *Tekhnichna elektrodynamika* [Tekhnichna elektrodynamika]. Kyiv: IED NANU. 2016, № 4. pp. 32 – 34.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Кипенський Андрій Володимирович (Кипенский Андрей Владимирович, Kipenskyi Andrii) – доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри промислової і біомедичної електроніки; м. Харків, Україна; ORCID: 0000-0002-4589-092X; e-mail: kavkri@ukr.net

Король Євген Ігорович (Король Евгений Игоревич, Korol Ievgen) – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри промислової і біомедичної електроніки; м. Харків, Україна; ORCID: 0000-0001-9010-8979; e-mail: korolei76@gmail.com

Горових Микола Іванович (Горовых Николай Иванович, Gorovykh Nikolay) – інженер-електромеханік; м. Харків, Україна; e-mail: mig195657@gmail.com

Ю. Н. КУТОВОЙ, Т. Ю. КУНЧЕНКО, И. В. ОБРУЧ, Я. А. КИРИЛЕНКО

ИССЛЕДОВАНИЕ ПУСКОВЫХ РЕЖИМОВ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА МАГИСТРАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОВОЗА ДСЗ

Составлена математическая модель частотно-регулируемого электропривода магистрального электровоза ДСЗ с учётом нелинейности характеристики сцепления и особенностей контура скорости имеющего регулятор, настроенный на модульный оптимум. На модели рассчитаны пусковые режимы работы электропривода для характерных условий работы электровоза. Выполнен анализ полученных диаграмм. Установлено, что значение движущего момента меньше максимально допустимого, время разгона груженного состава и его ускорение соответствуют принятым нормативам.

Ключевые слова: магистральный электровоз, ДСЗ, математическая модель, структурная схема, характеристика сцепления, пусковые диаграммы.

Ю. М. КУТОВОЙ, Т. Ю. КУНЧЕНКО, І. В. ОБРУЧ, Я. О. КИРИЛЕНКО

ДОСЛІДЖЕННЯ ПУСКОВИХ РЕЖИМІВ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ МАГІСТРАЛЬНОГО ЕЛЕКТРОВОЗА ДСЗ

Складена математична модель частотно-регульованого електроприводу магистрального електровоза ДСЗ з урахуванням нелінійності характеристики зчеплення і особливостей контуру швидкості, що має регулятор, налаштований на модульний оптимум. На моделі розраховані пускові режими роботи електроприводу для характерних умов роботи електровоза. Виконано аналіз отриманих діаграм. Встановлено, що значення рушійного моменту менше максимально допустимого, час розгону навантаженого складу і його прискорення відповідають прийнятним нормативам.

Ключові слова: магистральний електровоз, ДСЗ, математична модель, структурна схема, характеристика зчеплення, пускові діаграми.

YU. N. KUTOVOJ, T. YU. KUNCHENKO, I. V. OBRUCH, YA. A. KYRYLENKO

STUDY OF THE STARTING MODES OF THE FREQUENCY-CONTROLLED ELECTRIC DRIVE OF THE MAIN ELECTRIC LOCOMOTIVE DS3

A review of the existing mainline electric locomotives that are operated on the railway of Ukraine was conducted. Information was collected on the modern DS3 electric locomotive. A review of publications about this electric locomotive was made. The survey showed that this topic was not disclosed for research. Consequently, a mathematical model of an electrically controlled frequency converter DS3 was compiled. The mathematical model includes non-linear characteristics of adhesion and speed contour. In this mathematical model, a speed controller tuned to a modular optimum is implemented. Drive mode was modeled. To simulate operating modes, route maps of operated electric locomotives were taken on the Ukrainian railway. The analysis of the obtained transient processes during the acceleration of the electric locomotive DS3 is carried out. The transients obtained correspond to the generally accepted standards for the operation of trunk electric locomotives. In the diagrams, it is clear that the value of the driving moment is less than the maximum allowed, the time of acceleration of the load and its acceleration correspond to the accepted norms.

Key words: trunk electric locomotive, DS3, mathematical model, block diagram, coupling characteristic, starting diagrams.

Введение. Среди эксплуатируемых на железных дорогах Украины локомотивов электровоз ДСЗ имеет один из наиболее современных частотно-регулируемый электропривод с микропроцессорным управлением.

Функциональная схема электропривода электровоза ДСЗ показана на рис. 1. В качестве тягового используется асинхронный двигателя АД914У1 производства ГП «Электротяжмаш» (г. Харьков) технические характеристики, которого приведены в табл. 1.

Такой электропривод позволяет применять устройство автовождения (автопилот), устройство защиты движения локомотива (ограничения скорости на отдельных участках дороги), устройства автоматического торможения (рекуперативного торможения), устройство реализации максимальной силы тяги по условиям сцепления (защита от избыточного скольжения колес) и др.

Указанные устройства повышают безопасность движения и производительность, а также энергоэффективность перевозок [1 – 5].

Целью работы является создание и эффективное применение вышеперечисленных устройств автоматизации движением используя математическое моделирование, что предполагает наличие математической модели тягового электропривода.

Предлагаемая математическая модель электропривода, составлена при следующих допущениях:

- связи в механической передаче жёсткие;
- потери в тяговом трансформаторе не учитываются;
- двигатель и преобразователь частоты представлены апериодическими звеньями;
- характеристика сцепления содержит восходящий и падающий участок;
- регулятор скорости настроен на модульный оптимум;
- задатчик интенсивности обеспечивает линейный закон изменения управляющего напряжения.

С учётом этих допущений структурная схема электропривода имеет вид, показанный на рис. 2.

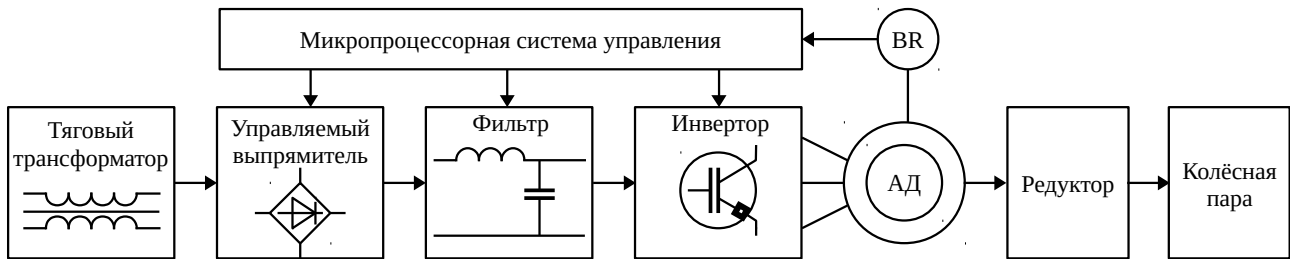


Рисунок 1 – Функциональная схема электропривода электровоза

Таблица 1 – Технические характеристики АД914У1

Наименование параметра	Значение параметра	
	Продолжительный	Максимальной скоростью
Режимы работы		
Мощность на валу, кВт	1200	1200
Напряжение линейное, В	1870	1870
Номинальный ток, А	450	415
Вращающий момент, Н·м	10360	3960
Скорость вращения, об/мин	1105	2900
Частота напряжения, Гц	56,0	146,8
КПД, %	95,5	95,1
Коэффициент мощности	0,88	0,92
Число пар полюсов, 2р	6	
Момент инерции двигателя, кг·м ²	150	

В данной структурной схеме передаточная функция разомкнутого контура скорости $W_{с.раз}$, настроенного на модульный оптимум, имеет вид:

$$W_{с.раз}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}} p \cdot (T_{\mu} p + 1) = W_{pc}(p) \cdot W_0(p), \quad (1)$$

где $W_{с.раз}(p)$ – передаточная функция разомкнутого контура, настроенного на модульный оптимум;

$W_{pc}(p)$ – передаточная функция регулятора скорости;

$W_0(p)$ – передаточная функция неизменяемой части системы:

$$W_0(p) = \frac{K_{пч}}{T_{\mu} p + 1} \times \left(\frac{\beta}{T_s p + 1} \cdot \frac{1}{Jp} \right) / \left(1 + \frac{\beta}{T_s p + 1} \cdot \frac{1}{Jp} \right) \times K_{ос}. \quad (2)$$

Таким образом, передаточная функция РС при настройке на модульный оптимум запишется как:

$$W_{pc}(p) = \frac{W_{с.раз}(p)}{W_0(p)}. \quad (3)$$

Имитационная модель электропривода (рис. 2) в MATLAB/Simulink приведена на рис. 3.

При проведении расчётов на модели изменялось количество вагонов и степень их загрузки, интенсивность пуска, вид характеристики сцепления и другие параметры. Некоторые расчётные пусковые диаграммы приведены на рис. 4 ÷ 9.

Выводы. Из полученных диаграмм видно, что максимальное значение момента двигателя не превышает значения критического момента – $M_k = 35200$ Н·м. Ускорение при разгоне не более $0,3$ м/с², в то время как максимально допустимое на железных дорогах имеет величину $0,7$ м/с². Время разгона грузового состава до курсовой скорости находится в пределах 2÷3 минуты, что соответствует принятым нормативам.

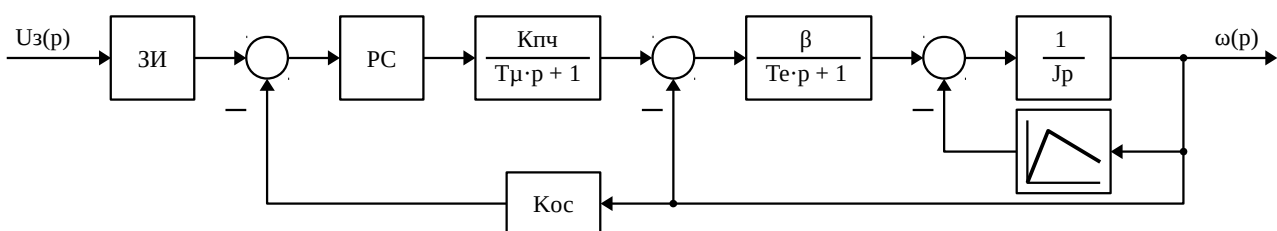


Рисунок 2 – Структурная схема электропривода, ЗИ – задатчик интенсивности, РС – регулятор скорости

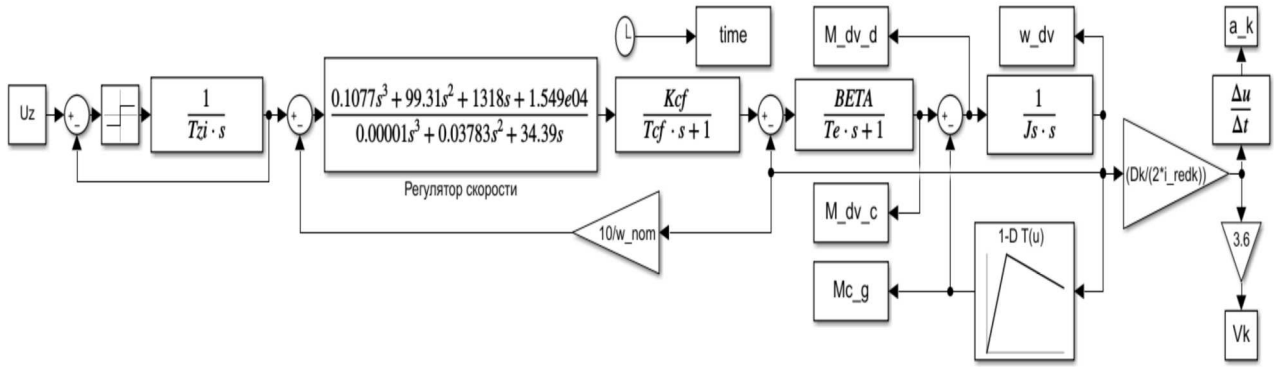


Рисунок 3 – Имитационная модель электропривода

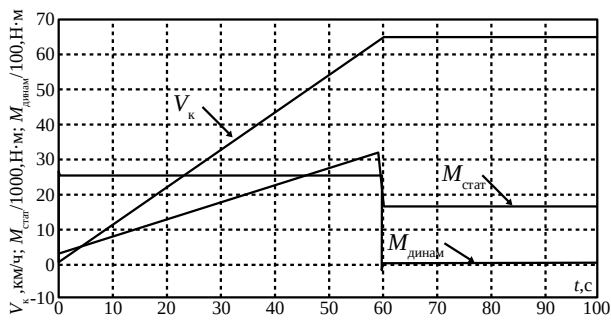


Рисунок 4 – Пусковая диаграмма при разгоне 1 минута, вес груза 10 тонн, количество вагонов 10

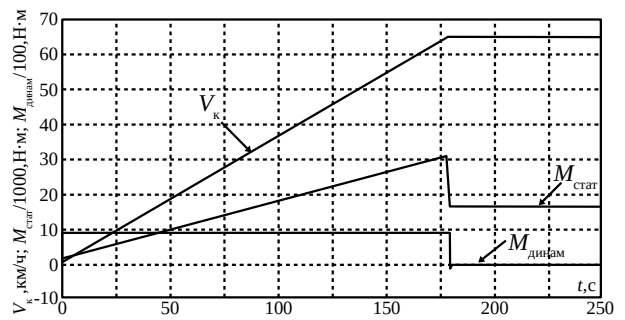


Рисунок 7 – Пусковая диаграмма при разгоне 3 минуты, вес груза 10 т., количество вагонов 10

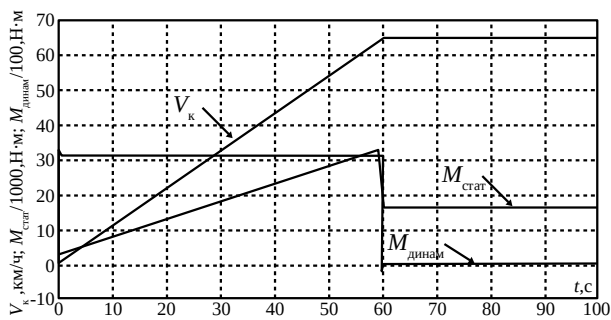


Рисунок 5 – Пусковая диаграмма при разгоне 1 минута, вес груза 15 т., количество вагонов 10

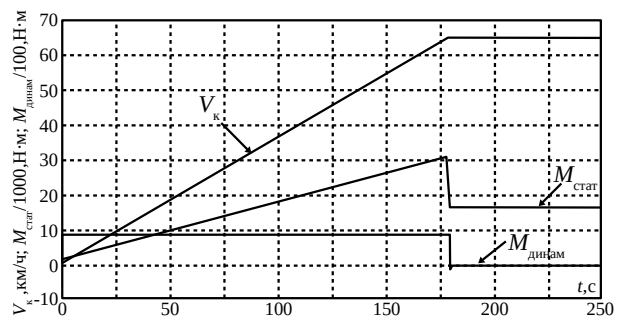


Рисунок 8 – Пусковая диаграмма при разгоне 3 минуты, вес груза 15 т., количество вагонов 10

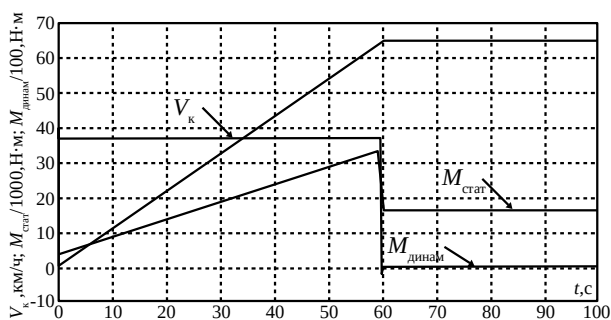


Рисунок 6 – Пусковая диаграмма при разгоне 1 минута, вес груза 10 т., количество вагонов 20

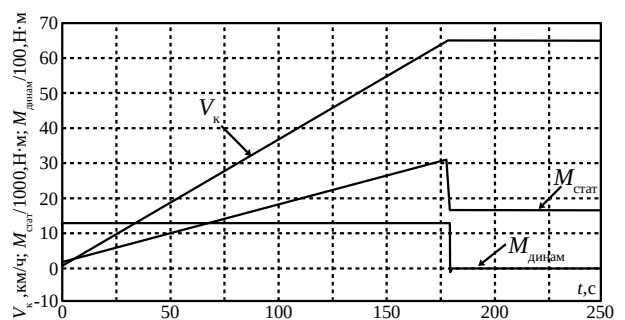


Рисунок 9 – Пусковая диаграмма при разгоне 3 минуты, вес груза 10 т., количество вагонов 20

Список литературы

1. Луков Н. М., Космодамианский А. С. *Автоматические системы управления локомотивов: учебник*. Москва: Учеб.-методический центр по образованию на ж.-д трансп., 2007. 427 с.
2. Ротанова Н. А., Курбасов А. С., Быков Ю. Г., Литовченко В. В. Электроподвижной состав с асинхронным тяговыми двигателями. URL: . <https://raillook.com/materialy/transport/jeleznodorojniy/tyagoviy-podvijnoi-sostav>. (дата обращения 19.06.2017).3. Захарченко Д. Д., Плакс А. В., Савоськин А. Н., Некрасов В. И., Феоктистов В. П. Автоматизация электрического подвижного состава. URL: <http://library.tashiit.uz/index.php/ru/kafedry/item/1402-avtomatizatsiya-elektricheskogo-podvizhnogo-sostava>. (дата обращения 12.05.2019).
4. Тулупов В.Д. Автоматическое регулирование сил тяги и торможения электроподвижного состава. URL:<https://www.twirpx.com/file/1656235/>. (дата обращения 21.04.2015).
5. Соколов Ю. Н. Конспект для локомотивных бригад. *Электровоз ДС3. Устройство, управление, обслуживание*. Киев: изд. Юго-Западной железной дороги, 2011. 299 с.
3. Zaharchenko D. D., Plaks A. V., Savos'kin A. N., Nekrasov V. I., Feoktistov V. P. *Avtomatizatsiya elektricheskogo podvizhnogo sostava* [Automation of electric rolling stock]. URL: <http://library.tashiit.uz/index.php/ru/kafedry/item/1402-avtomatizatsiya-elektricheskogo-podvizhnogo-sostava>. (accessed 12.05.2019).
4. Tulupov V.D. *Avtomaticheskoe regulirovanie sil tyagi i tormozheniya elektropodvizhnogo sostava* [Automatic control of traction and braking forces of electric rolling stock]. URL: <https://www.twirpx.com/file/1656235/>. (accessed 21.04.2015).
5. Sokolov YU. N. *Konspekt dlya lokomotivnyh brigad. Elektrovoz DS3. Ustrojstvo, upravlenie, obsluzhivanie* [Synopsis for locomotive crews. Electric locomotive DS3. Device management and maintenance]. Kiev: izd. YUgo-Zapadnoj zheleznoj dorogi, 2011. 299 p.

Поступила 15.06.2019

References (transliterated)

1. Lukov N. M., Kosmodamianskij A. S. *Avtomaticheskije sistemy upravleniya lokomotivov: uchebnyk* [Automatic Locomotive Control Systems: textbook]. Moskva: Ucheb.-metodicheskij centr po obrazovaniju na zh.-d transp., 2007. 427 p.
2. Rotanova N. A., Kurbasov A. S., Bykov YU. G., Litovchenko V. V. *Elektropodvizhnoj sostav s asinhronnym tyagovymi dvigatelyami* [Electric rolling stock with asynchronous traction motors]. URL: . <https://raillook.com/materialy/transport/jeleznodorojniy/tyagoviy-podvijnoi-sostav>. (accessed 19.06.2017).

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Кутовой Юрій Миколайович (Кутовой Юрий Николаевич, Kutovoj Yuriy Nikolaevich) – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: kutovoj.yurij@ukr.net

Кунченко Тетяна Юріївна (Кунченко Татьяна Юрьевна, Kunchenko Tatiana Yur'evna) – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: medvedeva_1412@ukr.net

Обруч Ігор Володимирович (Обруч Игорь Владимирович, Obruch Ihor Vladimirovich) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», старший викладач кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: obruch@kpi.kharkov.ua

Кириленко Ярослав Олександрович (Кириленко Ярослав Александрович, Kyrylenko Yaroslav Alexandrovich) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», аспірант кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: yakirilennko7@gmail.com

I. З. ЩУР**СИСТЕМА АКТИВНОГО РУЛЬОВОГО КЕРУВАННЯ В ЕЛЕКТРОННОМУ ДИФЕРЕНЦІАЛІ ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ З ІНДИВІДУАЛЬНИМ ПРИВОДОМ ДВОХ ПЕРЕДНІХ КОЛІС**

Розроблено систему керування індивідуальними приводами передніх ведучих коліс електромобіля (ЕМ), яка забезпечує потрібне тягове зусилля, а також виконує функцію електронного диференціала. Остання полягає в заданні в поворотах ЕМ крутних моментів ведучих коліс відповідно до геометрії рульового керування Акермана. Крім того, відповідне активне керування моментами коліс забезпечує задане підсилення керма, а також демпфування пружних коливань рульового механізму. Робота системи ілюструється результатами комп'ютерного симулювання.

Ключові слова: електромобіль, індивідуальний привід ведучих коліс, електронний диференціал, активне рульове керування.

И. З. ЩУР**СИСТЕМА АКТИВНОГО РУЛЕВОГО УПРАВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОННОМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЕ ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ С ИНДИВИДУАЛЬНЫМ ПРИВОДОМ ДВУХ ПЕРЕДНИХ КОЛЕС**

Разработана система управления индивидуальными приводами передних ведущих колес электромобиля (ЭМ), которая обеспечивает необходимое тяговое усилие, а также выполняет функцию электронного дифференциала. Последняя заключается в задании в поворотах ЭМ крутящих моментов ведущих колес в соответствии с геометрии рулевого управления Аккермана. Кроме того, соответствующее активное управление моментами колес обеспечивает заданное усиление руля, а также демпфирование упругих колебаний рулевого механизма. Работа системы иллюстрируется результатами компьютерного моделирования.

Ключевые слова: электромобиль, индивидуальный привод ведущих колес, электронный дифференциал, активное рулевое управление.

I. Z. SHCHUR**ACTIVE POWER STEERING SYSTEM IN ELECTRONIC DIFFERENTIAL OF ELECTRIC VEHICLE WITH INDIVIDUAL DRIVE OF TWO FRONT WHEELS**

In an electric vehicle (EV) with individual drives of the front driving wheels, an electronic differential can successfully perform the mechanical differential function. An electronic differential is a system for controlling the torques of the driving wheels in the turns of the EV according to Ackermann's steering geometry. This ensures such a difference in the angular velocities of the outer and inner wheels in relation to the direction of turn, which minimizes their slip. The control system of individual drives of the front driving wheels of EV is developed, which provides the required traction effort and performs the specified function of the electronic differential. In addition, the system carries out such additional active control of the wheels torques to provide a given steering wheel reinforcement in the steering column, as well as damping the elastic oscillations of the steering mechanism. The computer model of the conversion EV based on Audi A2 with an electronic differential and developed active steering system is created in the environment of Matlab/Simulink. Electric drives of the front wheels are realized based on brushless DC motors. The results of computer simulation, which confirm the effectiveness of the proposed solutions, are presented.

Keywords: electric vehicle, individual drive of driving wheels, electronic differential, active steering control.

Введення. На відміну від автомобіля, в електромобілі (ЕМ) підсистема тяги може будуватися за різними конфігураціями, які надають нові можливості щодо якості керування транспортним засобом, підвищення надійності його конструкції, спрощення конструювання [1]. Зокрема, перспективною щодо вказаного є конфігурація ЕМ з індивідуальним приводом двох передніх коліс. Проте така конфігурація є непростю щодо складності автоматичного керування, про що свідчить практична відсутність такого рішення в серійних ЕМ різних фірм, більшість із яких йдуть простим шляхом створення однодвигунного електропривода.

Аналіз стану питання. Механічний диференціал є необхідним елементом три- та чотириколісного засобу транспорту з двома ведучими колесами на одній осі і одним двигуном. Його функція полягає у розподілі обертового моменту двигуна на два колеса, які в повороті мають різні кутові швидкості. Наявність в ЕМ двох окремо керованих своїми двигунами ведучих коліс дає можливість максимально спростити та здешевити механічну трансмісію – крім коробки передач

та зчеплення, за такої конфігурації не потрібно також і механічного диференціала, що також знижує масу та підвищує надійність ЕМ. Функцію механічного диференціала виконує електронний диференціал (ЕД) – відповідне керування моментами та швидкостями кожного з ведучих коліс [2-7]. ЕД досить просто реалізувати у випадку задньопривідного ЕМ [3-7]. У такому випадку завдання на швидкості коліс в повороті обчислюються відповідно до геометрії рульового керування Акермана (Ackermann) [4-6]. У випадку передньопривідного ЕМ завдання ЕД та рульового керування припадають на ті ж колеса, що ускладнює задачу керування електроприводами передніх коліс. Тут застосовують такі концептуально різні вирішення:

«drive-by-wire control» (керування приводом по проводах) – керування лише обертовими моментами коліс без ручного керування їх кутом повороту відносно осі транспортного засобу [3÷5];

«steer-by-wire control» (керування рульовим механізмом по проводах) – керування кутом повороту коліс за допомогою спеціального електропривідного актуатора [8];

«power steering control» – спеціальне керування обертовими моментами коліс таким чином, щоб забезпечити потрібний рух, а також підсилення керування кермом, яким задається кут повороту коліс [9].

В усіх трьох випадках ЕМ обладнано рульовою колонкою, як і в автомобілі, проте її функції відмінні. У першому випадку кут повороту руля задає лише значення диференціального моменту обох коліс, а ручний вплив на кут повороту коліс відсутній. Це істотно знижує безпеку руху. У другому випадку рулем задається кут повороту коліс, проте відсутній зворотний вплив коліс на рульову колонку, що обмежує можливості водія у формуванні курсової стабільності ЕМ. У третьому випадку можна досягнути повної аналогії з уже звичним керуванням автомобілем, коли водій безпосередньо впливає на кут повороту та відчуває віддачу транспортного засобу на рульову колонку. Проте, на відміну від автомобіля, для полегшення керування кермом тут не потрібно додаткової досить складної та дорогої системи гідро- чи електропідсилення. Ця функція забезпечується відповідним керуванням електроприводами окремих ведучих коліс. Крім того, системою керування можна також забезпечити демпфування механічних коливань, що виникають через пружність елементів рульової системи.

Мета роботи. Розроблення системи активного рульового керування в електронному диференціалі за принципом «power steering control» та дослідження роботи ЕМ шляхом комп'ютерного симулювання.

Математичне моделювання та дослідження об'єкта керування. Диференціальне тягове зусилля, яке забезпечує поворот ведучих коліс, рівне [9]

$$F_n - F_l = \frac{1}{r_k} (M_n - M_l) - \frac{J_k}{r_k} (\dot{\omega}_n - \dot{\omega}_l), \quad (1)$$

де F_n та F_l – тягові зусилля, що створюються правим та лівим колесами;

M_n та M_l – крутні моменти правого та лівого коліс;

J_k та r_k – відповідно момент інерції та радіус колеса;

ω_n та ω_l – кутові швидкості правого та лівого коліс.

Диференціальне тягове зусилля (1) прикладається також і до рульового механізму та зумовлює його обертання. Динаміка руху рульової системи на рівні коліс у цьому процесі описується таким рівнянням:

$$J_p \ddot{\delta} + b_p \dot{\delta} + k_p \delta = (F_n - F_l) \frac{d}{2} + iM_b - M_c, \quad (2)$$

де J_p , b_p та k_p – відповідно момент інерції, коефіцієнт в'язкого тертя та коефіцієнт пружності рульової системи на рівні коліс;

δ – кут рульового керування (середній кут повороту коліс відносно поздовжньої осі ЕМ);

d – віддаль між передніми колесами ЕМ;

i – передавальне число рульового механізму, різне відношенню кута повороту рульової колонки до відповідного кута повороту коліс;

M_b – обертовий момент, який прикладає водій до

рульової колонки;

M_c – момент сухого тертя в рульовій системі.

Підставляючи (1) у (2), отримуємо рівняння динаміки рульової колонки у вигляді

$$J_p \ddot{\delta} + b_p \dot{\delta} + k_p \delta = \frac{d}{2r_k} \Delta M_{n-l} + iM_b - M_c - J_k \frac{d}{2r_k} (\dot{\omega}_n - \dot{\omega}_l), \quad (3)$$

де $\Delta M_{n-l} = M_n - M_l$ – диференціальний момент коліс.

З рівняння (3) видно, що диференціальний момент коліс разом з моментом, який прикладає водій до рульової колонки M_b , формують динаміку та усталене значення кута рульового керування δ . Враховуючи незначну різницю між кутовими прискореннями коліс, останнім доданком в (3) можна знехтувати.

У системі ЕД «steer-by-wire control» $M_b = 0$, і поворот забезпечується лише за рахунок потрібного завдання диференціального моменту коліс. У системі «power steering control» диференціальним моментом треба керувати так, щоб забезпечувати разом із потрібним кутом повороту також і потрібне підсилення керування кермом водієм, а також демпфування пружних коливань рульового механізму, що описуються рівнянням (3). Отож, закон керування диференціальним моментом коліс ЕМ можна сформулювати за аналогією [9] у вигляді

$$\Delta M_{n-l} = \frac{2r_k i}{d} (\gamma M_b - k_{ck} \alpha - b_{ck} \dot{\alpha}) \quad (4)$$

де γ – задане значення коефіцієнта підсилення керма;

k_{ck} та b_{ck} – параметри системи керування, які забезпечують демпфування пружних коливань рульової системи;

α – кут повороту рульової колонки.

Для реалізації закону керування (4) необхідні такі давачі: моменту M_b , який можна реалізувати, використовуючи тензометричний давач; кута повороту рульової колонки α , яким може служити потенціометричний давач чи спеціальний безконтактний абсолютний магнітний давач з цифровим виходом, який застосовується в рульовій системі автомобіля.

Підставляючи закон керування (4) в (3) та враховуючи, що $\alpha = i \cdot \delta$, отримуємо рівняння динаміки замкненої керованої динамічної рульової системи ЕМ:

$$J_p \ddot{\delta} + (b_p + i^2 b_{ck}) \dot{\delta} + (k_p + i^2 k_{ck}) \delta = (1 + \gamma) i M_b - M_c - J_k \frac{d}{2r_k} (\dot{\omega}_n - \dot{\omega}_l). \quad (5)$$

За рівнянням (5) можна дослідити динаміку роботи рульової системи ЕМ та вибрати відповідні параметри системи керування γ , k_{ck} та b_{ck} . Параметри об'єкта керування J_p , b_p , k_p , J_k та M_c отримуються експериментально.

Для дослідження вибрано конверсійний електромобіль, що проектується на базі автомобіля Audi A2. На підставі технічних характеристик цього автомобіля орієнтовно визначено параметри, необхідні для побудови математичної моделі роботи рульової системи відповідно до рівнянь (3) і (5): $J_p = 2,8 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $b_p = 7,5 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$, $k_p = 65 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $d = 1,462 \text{ м}$, $r_k = 0,294 \text{ м}$.

Якщо прийняти, що за два оберти руля колеса повертаються на 45°, то передавальне число рульового механізму рівне $i = 2 \cdot 360 / 45 = 16$.

На рис. 1, а показано перехідну характеристику 1 рульової системи як об'єкта керування за скачкоподібного прикладення водієм до рульового колеса моменту величиною $M_b = 5$ Нм. Ця характеристика отримана з передавальної функції об'єкта, що визначена з (3), за відсутності диференційного моменту $\Delta M_{п-л}$ та нехтування останніми двома доданками:

$$W_o(s) = \frac{\delta}{iM_b} = \frac{1/k_p}{J_p/k_p \cdot s^2 + b_p/k_p \cdot s + 1} \quad (6)$$

На рис. 1, а показано перехідну характеристику 2 керуваної рульової системи за скачкоподібного прикладення водієм до рульового колеса моменту величиною $M_b = 1$ Нм та підсилення цього моменту у 5 разів. Характеристика отримана з передавальної функції керуваної динамічної рульової системи ЕМ, що визначена з (5), за нехтування останніми двома доданками:

$$W_c(s) = \frac{\delta}{(1+\gamma)iM_b} = \frac{1/(k_p + i^2 k_{ck})}{\frac{J_p}{k_p + i^2 k_{ck}} \cdot s^2 + \frac{b_p + i^2 b_{ck}}{k_p + i^2 k_{ck}} \cdot s + 1} \quad (7)$$

Як видно з отриманих перехідних характеристик, шляхом підбору раціональних параметрів системи керування $k_{ck} = 0,051$ Н·м і $b_{ck} = 0,062$ Н·м·с забезпечено демпфування пружних коливань, що мають місце в рульовій системі ЕМ. При цьому диференціальний момент формується системою керування відповідно до виразу (4) і за вищенаведених умов вигляд, показаний на рис. 1, б.

Побудова комп'ютерної моделі роботи ЕМ з двома передніми ведучими колесами. Для побудови математичної моделі руху ЕМ, необхідно описати кінематичні закономірності, що мають місце під час його повороту.

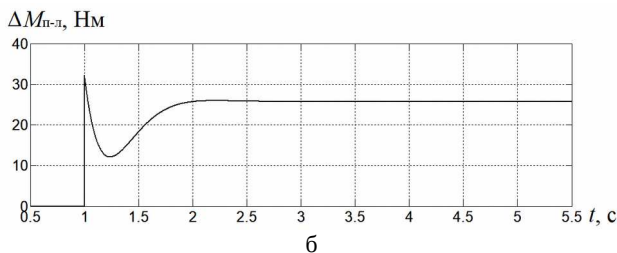
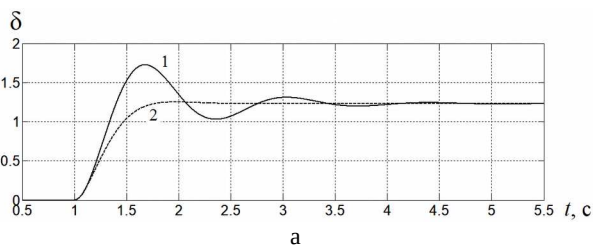


Рис. 1 – Перехідні процеси в системі рульового керування: а – кута керування в об'єкті (1) та замкненій системі (2), б – сформованого диференціального моменту коліс

Для цього використовуємо геометрію Ackermann-

Jeantaud [10], яка лежить в основі побудови систем рульового керування автомобілів. Якщо ЕМ рухається зі швидкістю V та здійснює при цьому поворот на середній кут δ – кут рульового керування, то радіуси по яких рухаються праве R_n і ліве R_l колеса, є різними (рис. 2).

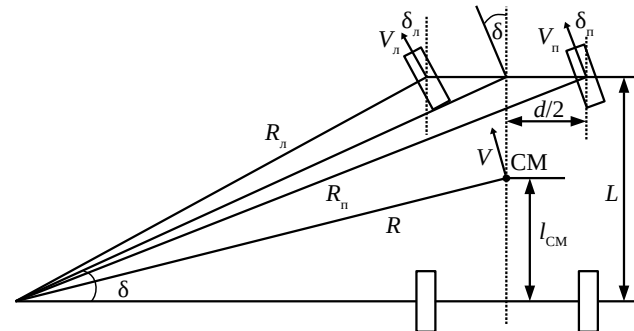


Рис. 2. Схема повороту ЕМ

З метою мінімізації ковзання шин, кути повороту коліс є теж різними – внутрішнє стосовно повороту колесо повертається на більший кут, ніж зовнішнє: $\delta_n > \delta_l$. Відповідно до рис. 2, значення цих кутів можна описати такими рівняннями:

$$\delta_n = \arctan \frac{L}{\frac{L}{\tan \delta} + \frac{d}{2}}; \delta_l = \arctan \frac{L}{\frac{L}{\tan \delta} - \frac{d}{2}} \quad (8)$$

де L – колісна база ЕМ.

Радіуси, по яких рухаються колеса, відповідно рівні

$$R_n = \frac{L}{\sin \delta_n}; R_l = \frac{L}{\sin \delta_l} \quad (9)$$

Співвідношення лінійних швидкостей коліс, відповідно V_n і V_l , є прямо пропорційним їх радіусам повороту:

$$\frac{V_n}{R_n} = \frac{V_l}{R_l} = \frac{V}{R} \quad (10)$$

де V – лінійна швидкість руху центра мас ЕМ, що знаходиться в точці СМ;

R – радіус центра мас.

Значення останнього відповідно до рис. 2 рівне

$$R = \sqrt{\left(\frac{L}{\tan \delta}\right)^2 + l_{CM}^2} = L \sqrt{\tan^{-2} \delta + (l'_{CM})^2} \quad (11)$$

де $l'_{CM} = l_{CM} / L$ – відносне розміщення центра мас ЕМ стосовно колісної бази.

З (10) можна легко визначити різницю між лінійними швидкостями коліс у вигляді

$$\Delta V_{п-л} = V_n - V_l = \frac{V}{R} (R_n - R_l) \quad (12)$$

Для досліджуваного ЕМ на базі Audi A2 $L = 2,405$ м, l'_{CM} залежатиме від розміщення акумуляторних батарей (прийємо $l'_{CM} = 0,45$).

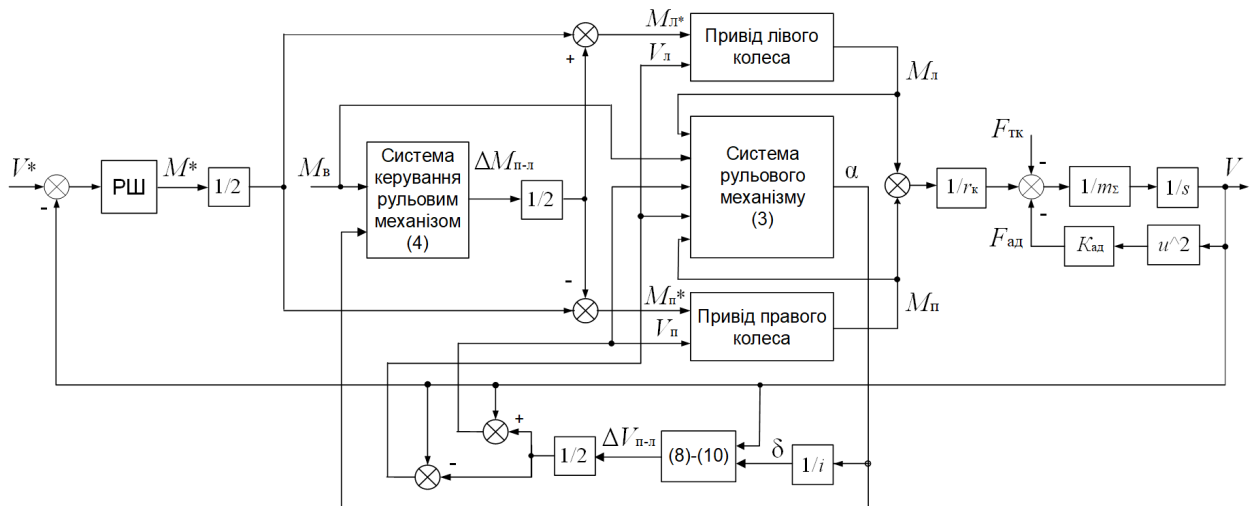


Рис. 3. Функціональна схема тягової системи ЕМ з електронним диференціалом

На рис. 3 приведено функціональну схему тягової системи разом із системою керування ЕД в ЕМ з індивідуальними приводами двох передніх ведучих коліс. Відповідно до цієї схеми в середовищі Matlab/Simulink побудована комп'ютерна модель.

Водій задає швидкість V^* , яка порівнюється з реальною швидкістю ЕМ V . На виході регулятора швидкості РШ формується завдання на момент M^* , яке рівномірно розподіляється між приводами лівого і правого коліс. До останніх додається чи віднімається половина диференціального моменту $\Delta M_{п-л}$, сформованого системою керування відповідно до виразу (4).

Завдання на електромагнітні моменти правого $M_{п}^*$ та лівого $M_{л}^*$ коліс поступають на відповідні системи приводів цих коліс. Обертові моменти приводних машин додаються і поступають на механічну частину електромобіля, де враховуються споряджена маса ЕМ m_{Σ} , а також сили опору тертя кочення $F_{тк}$ і аеродинамічного опору $F_{ад}$, які обчислюються відповідно до виразів

$$\begin{aligned} F_{тк} &= k_{тк} g m_{\Sigma}; \\ F_{ад} &= 0,5 \rho_{п} c_{ад} A_{ф} V^2, \end{aligned} \quad (13)$$

де $k_{тк}$ – коефіцієнт тертя кочення;

$\rho_{п}$ – густина повітря;

$c_{ад}$ – аеродинамічний коефіцієнт кузова ЕМ;

$A_{ф}$ – фронтальна площа ЕМ.

На схемі (рис. 3)

$$K_{ад} = 0,5 \rho_{п} c_{ад} A_{ф}.$$

Система рульового механізму, робота якої побудована на основі інтегрування диференціального рівняння (3), дає змогу визначати динаміку кута повороту рульової колонки α за відповідними вхідними сигналами. Отримане з нього значення кута рульового керування $\delta = \alpha / i$ використовується для обчислення різниці швидкостей коліс за виразами (8)÷(10) та формування системою керування завдання на диференціальний момент коліс.

Результати комп'ютерного симулювання роботи ЕМ. Параметри дослідного ЕМ, а також умови руху (по асфальту на горизонтальній ділянці дороги), необхідні для комп'ютерного симулювання, взято такими: $k_{тк} = 0,015$; $m_{\Sigma} = 1400$ кг; $c_{ад} = 0,3$; $A_{ф} = 2,1$ м²; $\rho_{п} = 1,24$ кг/м³.

Електроприводи коліс реалізовано на базі безщіткових двигунів постійного струму, які позиційно керуються за сигналами вмонтованих давачів Холла. Параметри двигунів з постійними магнітами: кількість пар полюсів 10, активний опір та індуктивність обмотки якоря відповідно 0,15 Ом та 8 мГн, потокозчеплення пари полюсів постійних магнітів з обмоткою якоря 0,2 Вб. Двигуни з'єднані з колесами через редуктори з передавальним числом 2,65.

Результати комп'ютерного симулювання представлено на рис. 4.

Дослідний транспортний цикл був сформований так (рис. 4, а-в). До моменту часу 4 с ЕМ розганяється під дією обертового моменту коліс M до швидкості $V = 15$ км/год. З цією швидкістю в інтервалі часу від 10 с до 18 с ЕМ здійснює лівий поворот з кутом рульового керування $\delta = 30^\circ$. На проміжку часу від 25 с до 29 с відбувається розгін ЕМ до швидкості 30 км/год. На цій швидкості протягом часу 37 ÷ 45 с ЕМ здійснює правий поворот з кутом рульового керування $\delta = -30^\circ$.

Під час повороту ЕМ система керування рульовим механізмом формує відповідно до (4) диференціальний момент ΔM (рис. 4, г), за яким змінюються сигнали завдання на моменти коліс $M_{п}^*$ та $M_{л}^*$ (рис. 4, д). Після відпрацювання системами електроприводів цих завдань (рис. 4, е) кутові швидкості коліс набувають різних значень (рис. 4, є), а різниця їх лінійних швидкостей (рис. 4, ж) забезпечує поворот на заданий кут.

Висновки. Дводвигунна передньопривідна конфігурація ЕМ дає змогу шляхом керування електроприводами ведучих коліс вирішити низку задач: забезпечити потрібне тягове зусилля, виконати в поворотах функцію електронного диференціала, створювати задане підсилення керма в рульовій колонці, а та-

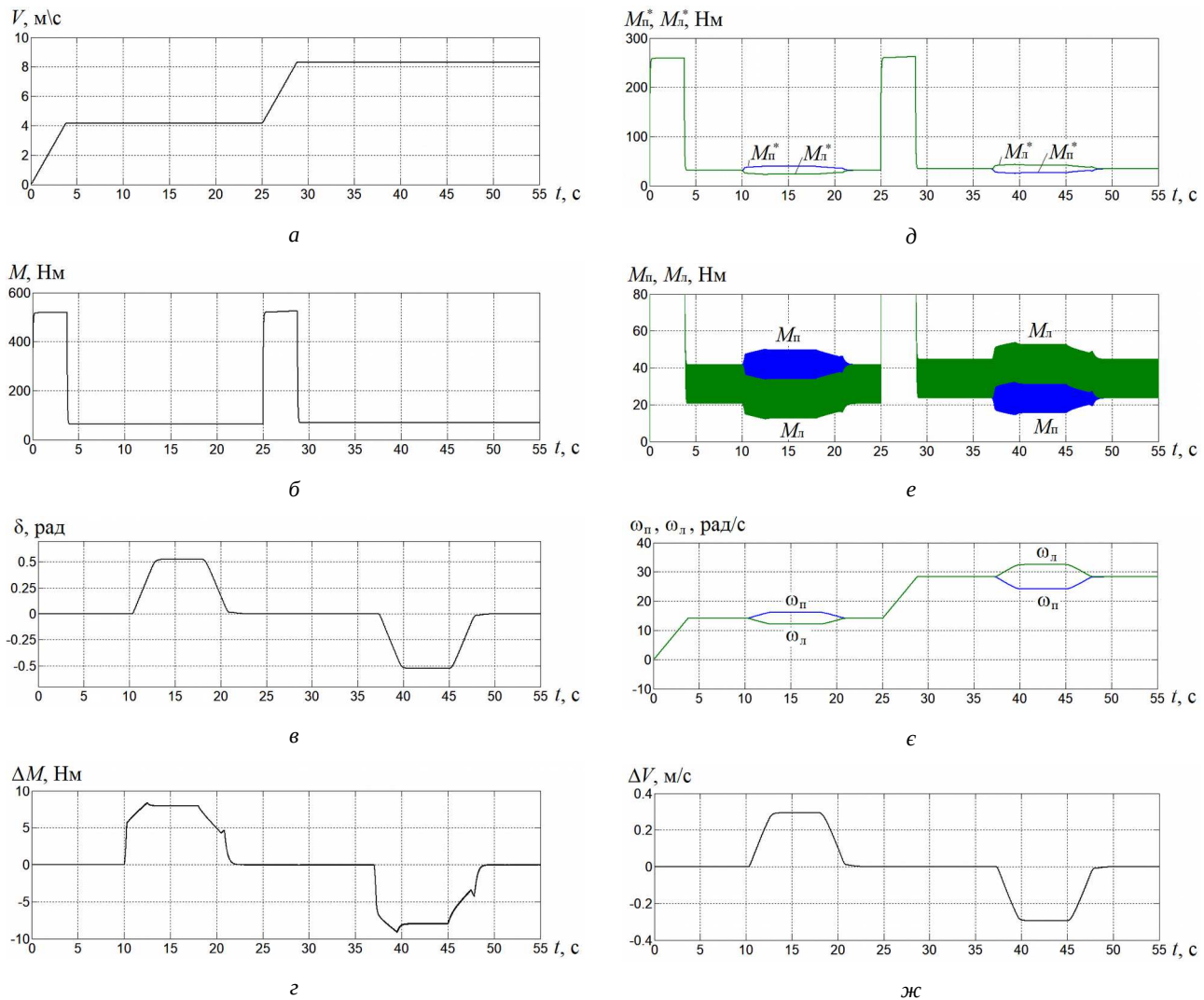


Рис. 4. Результати комп'ютерного симулювання

кож демпфувати пружні коливання рульового механізму. Це підтверджується результатами комп'ютерного симулювання роботи ЕМ з розробленою системою керування.

У подальших дослідженнях перелік вказаних задач доцільно розширити також у напрямку забезпечення курсової стабільності ЕМ подібно як в [11].

Список літератури

1. Yildirim M., Polat M., Kurum H. A survey on comparison of electric motor types and drives used for electric vehicles. *Proceedings of the 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*. Antalya, 2014. pp. 218 – 223.
2. Draou A. A simplified sliding mode controlled electronic differential for an electric vehicle with two independent wheel drives. *Energy and Power Engineering*. 2013. Vol. 5. pp. 416 – 421.
3. Gou Y., Tao X. The simulation research of electronic differential system for rear-wheel motor drive electric vehicle. *Proceedings of the 2nd International Conference on Electrical, Computer Engineering and Electronics*. Jinan, 2015. pp. 1576 – 1579.
4. Голубчик Т. В., Феофанова Л. С., Феофанов С. А., Лазарев Д. Б., Насибулов И. Р. Разработка алгоритмов работы электрического дифференциала с микропроцессорным управлением с использованием интеллектуальных ключей. *Электронный научный журнал. Современные проблемы науки и образования*. 2014, № 2. URL: <http://www.science-education.ru/ru/article/view?id=12366>. (дата обращения: 26.07.2019).

роботи ЕМ з електронним диференціалом

5. Uysal A., Emel Soylu E. Embedded system design and implementation of an intelligent electronic differential system for electric vehicles. *Advanced Computer Science and Applications*. 2017. Vol. 8, issue 9. pp. 129 – 134.
6. Yin D., Shan D., Hu J.-S. A study on the control performance of electronic differential system for four-wheel drive electric vehicles. *Applied Sciences*. 2017, Vol. 7, issue 74. 11 p. DOI: 10.3390/app7010074.
7. Clavero-Ordóñez L., Fernández-Ramos J., Gago-Calderón A. Electronic differential system for light electric vehicles with two inwheel motors. *Renewable Energy and Power Quality Journal*. 2018, Vol. 1, issue 16. pp. 325 – 329. DOI: <https://doi.org/10.24084/repqj.16.300>.
8. Tumari M. Z. M., Saealal M. S., Rashid W. N. A., Saat S., Nasir M. A. M. The Vehicle Steer by Wire Control System by Implementing PID Controller. *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*. 2017. Vol. 9, № 3-2. pp. 43 – 47.
9. Wu F.-K., Yeh T.-J., Huang C.-F. Motor control and torque coordination of an electric vehicle actuated by two in-wheel motors. *Mechatronics*. 2013. Vol. 23, № 1. pp. 46 – 60.
10. Yildirim M., Oksuztepe E., Tanyeri B., Kurum H. Electronic differential system for an electric vehicle with in-wheel motor. *Proceedings of the 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*. Bursa, 2015. pp. 1048 – 1052. DOI: 10.1109/ELECO.2015.7394567.
11. Tabbache B., Kheloui A., Benbouzid M. E. H. An adaptive electric differential for electric vehicles motion stabilization. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2011. Vol. 60, № 1. pp. 104 – 110.

References (transliterated)

1. Yildirim M., Polat M., Kurum H. A survey on comparison of electric motor types and drives used for electric vehicles. *Proceedings of the 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*. Antalya, 2014. pp. 218 – 223.
2. Draou A. A simplified sliding mode controlled electronic differential for an electric vehicle with two independent wheel drives. *Energy and Power Engineering*. 2013, vol. 5. pp. 416 – 421.
3. Gou Y., Tao X. The simulation research of electronic differential system for rear-wheel motor drive electric vehicle. *Proceedings of the 2nd International Conference on Electrical, Computer Engineering and Electronics*. Jinan, 2015. pp. 1576 – 1579.
4. Golubchik T. V., Feofanova L. S., Feofanov S. A., Lazarev D. B., Nasibulov I. R. Razrabotka algoritmov raboty elektriche-skogo differenciala s mikroprocessornym upravleniem s is-pol'zovaniem intellektual'nyh klyuchej [Development of algorithms for the operation of an electric differential with microprocessor control using intelligent switches]. *Elektronnyj nauchnyj zhurnal. Sovremennye problemy nauki i obrazovaniya* [Electronic scientific journal. Modern problems of science and education]. 2014, № 2. URL: <http://www.science-education.ru/ru/article/view?id=12366>. (accessed 26.07.2019).
5. Uysal A., Emel Soylu E. Embedded system design and implementation of an intelligent electronic differential system for electric vehicles. *Advanced Computer Science and Applications*. 2017, vol. 8, issue 9. pp. 129 – 134.
6. Yin D., Shan D., Hu J.-S. A study on the control performance of electronic differential system for four-wheel drive electric vehicles. *Applied Sciences*. 2017, Vol. 7, issue 74. 11 p. DOI: 10.3390/app7010074.
7. Clavero-Ordóñez L., Fernández-Ramos J., Gago-Calderón A. Electronic differential system for light electric vehicles with two inwheel motors. *Renewable Energy and Power Quality Journal*. 2018, Vol. 1, issue 16. pp. 325 – 329. DOI: <https://doi.org/10.24084/repqj16.300>.
8. Tumari M. Z. M., Saealal M. S., Rashid W. N. A., Saat S., Nasir M. A. M. The Vehicle Steer by Wire Control System by Implementing PID Controller. *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*. 2017, vol. 9, № 3-2. pp. 43 - 47.
9. Wu F.-K., Yeh T.-J., Huang C.-F. Motor control and torque coordination of an electric vehicle actuated by two in-wheel motors. *Mechatronics*. 2013, vol. 23, № 1. pp. 46 - 60.
10. Yildirim M., Oksuztepe E., Tanyeri B., Kurum H. Electronic differential system for an electric vehicle with in-wheel motor. *Proceedings of the 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*. Bursa, 2015. pp. 1048 - 1052. DOI: 10.1109/ELECO.2015.7394567.
11. Tabbache B., Kheloui A., Benbouzid M. E. H. An adaptive electric differential for electric vehicles motion stabilization. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2011, vol. 60, № 1. pp. 104 – 110.

Надійшла 10.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Щур Ігор Зенонович (Щур Игорь Зенонович, Shchur Ihor Zenonovych) – доктор технічних наук, професор, Національний університет «Львівська політехніка», в.о. завідувача кафедри електромехатроніки і комп'ютеризованих електромеханічних систем; м. Львів, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7346-1463>; e-mail: i_shchur@meta.ua

З М І С Т

НАУКА ТА ОСВІТА

М. В. Аніщенко, С. О. Альохін Створення кишенькових лабораторій на кафедрі «Автоматизовані електромеханічні системи НТУ «ХПІ».....	4
О. П. Чорний, С. А. Сергієнко, О. М. Кравець, А. Л. Юдіна Оцінка ефективності відпрацювання студентами завдань на комп'ютерних тренажерних системах з електромеханіки.....	8
М. Ю. Воронцова, В. О. Котляров Застосування засобів проектування мехатронних пристроїв для складання програм навчальних курсів.....	13

ТЕОРЕТИЧНІ ПИТАННЯ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

Р. С. Волянський, О. В. Садовой, Ю. Ю. Шрамко, Ю. В. Сохіна, Н. В. Волянська Синтез цифрової системи керування лінійним електромеханічним об'єктом у канонічному фазовому просторі.....	18
М. Я. Острроверхов, М. П. Бурик Робастне керування кутовою швидкістю ротора синхронного двигуна з постійними магнітами.....	24
В. В. Бушер Метод розрахунку дробових інтегралів з динамічною корекцією похибки для мікропроцесорних систем керування.....	28
Д. Й. Родькін, Т. В. Коренькова, В. Г. Ковальчук До теорії ідентифікації електромеханічних систем електромеханічних систем енергетичним методом.....	32
А. С. Казурова Порівняння динамічних характеристик спостережників вектора стану та невизначеності.....	43
В. В. Осадчий, Е. С. Назарова, Н. А. Олейников Дослідження позиційного електропривода двомасової системи з внутрішнім слідкуючим контуром.....	47
М. А. Руденко, Ю. В. Зачена Ідентифікація нелінійних параметрів асинхронного двигуна у пусковому режимі з живленням від електромеханічного накопичувача енергії.....	55

КОМПОНЕНТИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

Ю. П. Самчелеєв, Г. С. Белоха Однофазні джерела напруги і потужності з релейним керуванням.....	60
О. С. Назарова, В. В. Осадчий, І. А. Мелешко, М. О. Олейников Ідентифікація кутової швидкості при завадах в оптичній системі енкодера.....	65

ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ

В. С. Петрушин, Ю. Р. Плоткін, Р. М. Єноктаєв, Бендахман Бухалфа Розробка енергоефективного асинхронного електроприводу для перемежованого режиму роботи.....	70
О. В. Набока, П. Д. Андриєнко Підвищення енергоефективності живлення допоміжних електроприводів електропотягів ЕД9м.....	80
С. С. Михайков, Н. И. Муха, А. О. Дранкова Підвищення якості електроенергії в експлуатаційних режимах судової системи охолодження.....	85
А. В. Кипенський, Є. І. Король, М. І. Горових Поліпшення енергетичних показників трифазного тиристорного перетворювача для пристроїв електронагріву.....	90

СУЧАСНІ СИСТЕМИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

Ю. М. Кутовой, Т. Ю. Кунченко, І. В. Обруч, Я. О. Кириленко Дослідження пускових режимів частотно-регульованого електроприводу магістрального електровоза ДСЗ.....	95
І. З. Щур Система активного рульового керування в електронному диференціалі електромобіля з індивідуальним приводом двох передніх коліс.....	99

СОДЕРЖАНИЕ

НАУКА И ОБРАЗОВАНИЕ

- Н. В. Анищенко, С. А. Алехин** Создание карманных лабораторий на кафедре «Автоматизированные электромеханические системы» НТУ «ХПИ».....4
- А. П. Черный, С. А. Сергиенко, А. М. Кравец, А. Л. Юдина** Оценка эффективности выполнения студентами заданий на компьютерных тренажерных системах по электромеханике.....8
- М. Ю. Воронцова, В. О. Котляров** Применение средств проектирования мехатронных устройств для составления программ учебных курсов.....13

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

- Р. С. Волянский, А. В. Садовой, Ю. Ю. Шрамко, Ю. В. Сохина, Н. В. Волянская** Синтез цифровой системы управления линейным электромеханическим объектом в каноническом фазовом пространстве.....18
- Н. Я. Островерхов, Н. П. Бурик** Робастное управление угловой скоростью ротора синхронного двигателя с постоянными магнитами.....24
- В. В. Бушер** Метод расчета дробных интегралов с динамической коррекцией ошибки для микропроцессорных систем управления.....28
- Д. И. Родькин, Т. В. Коренькова, В. Г. Ковальчук** К теории идентификации электромеханических систем энергетическим методом.....32
- А. Е. Казурова** Сравнение динамических характеристик наблюдателей вектора состояния и неопределённости.....43
- В. В. Осадчий, Е. С. Назарова, Н. А. Олейников** Исследование позиционного электропривода двухмассовой системы с внутренним следящим контуром.....47
- Н. А. Руденко, Ю. В. Зачена** Идентификация нелинейных параметров асинхронных двигателей в пусковом режиме с питанием от электромеханического накопителя энергии.....55

КОМПОНЕНТЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

- Ю. П. Самчелев, Г. С. Белоха** Однофазные источники напряжения и мощности с релейным управлением.....60
- Е. С. Назарова, В. В. Осадчий, И. А. Мелешко, Н. А. Олейников** Идентификация угловой скорости при помехах в оптической системе энкодера.....65

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

- В. С. Петрушин, Ю. Р. Плоткин, Р. Н. Еноктаев, Бендахман Бухалфа** Разработка энергоэффективного асинхронного электропривода для перемежающегося режима работы.....70
- О. В. Набока, П. Д. Андриенко** Повышение энергоэффективности питания вспомогательных электроприводов электропоездов ЭД9м.....80
- С. С. Михайков, Н. И. Муха, А. О. Дранкова** Повышение качества электроэнергии в эксплуатационных режимах судовой системы охлаждения.....85
- А. В. Кипенский, Е. И. Король, Н. И. Горовых** Повышение энергетических показателей трехфазного тиристорного преобразователя для устройств электронагрева.....90

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

- Ю. Н. Кутовой, Т. Ю. Кунченко, И. В. Обруч, Я. А. Кириленко** Исследование пусковых режимов частотно-регулируемого электропривода магистрального электровоза ДСЗ.....95
- И. З. Щур** Система активного рулевого управления в электронном дифференциале электромобиля с индивидуальным приводом двух передних колес.....99

C O N T E N T

SCIENCE AND EDUCATION

M. V. Anishchenko, S. O. Alokhin Creation the pocket labs on the department of «Automated electromechanical systems» NTU «KhPI».....	4
O. Chorny, S. Serhienko, O. Kravets, A. Yudina Evaluation of the efficiency of the execute of students tasks on computer training systems in the subject «Electromechanics».....	8
M. Yu. Vorontsova, V. O. Kotlyarov The use of mechatronic devices design tools for compiling programs of training courses.....	13

THEORETICAL ISSUES OF AUTOMATED ELECTRIC DRIVE

R. S. Voliansky, A. V. Sadovoy, Yu. Yu. Shramko, Yu. V. Sokhina, N. V. Volianskaya Synthesis of a digital control system for a linear electromechanical object in canonical phase space.....	18
M. Ostroverkhov, M. Buryk Robust control the rotor mechanical angular speed of surface mounted permanent magnet synchronous motor.....	24
V. Buser The method of calculating the fractional integral with the dynamic error correction for microcontrollers.....	28
D. Rodkin, T. Korenkova, V. Kovalchuk To the theory of electromechanical systems identification by the energy method.....	32
A. Y. Kazurova A comparison of the dynamic characteristics of the state vector and uncertainty observers.....	43
V. V. Osadchyy, O. S. Nazarova, M. O. Oleinikov Research of positional electrical drive of the two-mass system with internal following contour.....	47
N. A. Rudenko, Y. V. Zachepa Identification of nonlinear parameters of induction motor in the start-up powered supplied from electromechanical energy storage device.....	55

COMPONENTS OF AN AUTOMATED ELECTRIC DRIVE

Yu. P. Samchelev, H. S. Bielokha Single-phase voltage and power sources with relay control.....	60
O. S. Nazarova, V. V. Osadchyy, I. A. Meleshko, M. O. Oleinikov Identification of angular velocity at interferences in the optical encoder system.....	65

ENERGY EFFICIENCY OF ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

V. S. Petrushyn, J. R. Plotkin, R. N. Yenoktaiev, Bendahmane Boukhalfa Development of energy-efficient asynchronous electric drive for intermittent operation.....	70
O. V. Naboka, P. D. Andrienko Improving the energy efficiency of the power supply of auxiliary electric drives of ED9m electric trains.....	80
S. Mikhaykov, M. Mukha, A. Drankova Improving the electric energy quality in operation modes of ship's cooling system.....	85
A. Kipenskyi, I. Korol, N. Gorovykh Improvement the energy performance of a three-phase thyristor converter for electric heating devices.....	90

MODERN SYSTEMS OF AUTOMATED ELECTRIC DRIVE

Yu. N. Kutovoj, T. Yu. Kunchenko, I. V. Obruch, Ya. A. Kyrylenko Study of the starting modes of the frequency-controlled electric drive of the main electric locomotive DS3.....	95
I. Z. Shchur Active power steering system in electronic differential of electric vehicle with individual drive of two front wheels.....	99

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

**ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ».
СЕРІЯ: ПРОБЛЕМИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА.
ТЕОРІЯ І ПРАКТИКА**

Збірник наукових праць

№ 16 (1341) 2019

Науковий редактор: В. Б. Клепиков, д-р техн. наук, професор, НТУ «ХПІ», Україна
Відповідальний редактор: Шамардіна В. М., канд. техн. наук, професор, НТУ «ХПІ», Україна
Технічний редактор: Л. В. Асмолова, канд. техн. наук, доцент, НТУ «ХПІ», Україна

Верстка: О. А. Крохмальов, НТУ «ХПІ», Україна
Для верстки використано вільно розповсюджені пакети LibreOffice та Scribus

Відповідальний за випуск Шайда В.П., канд. техн. наук

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ: 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2, НТУ «ХПІ».
Кафедра «Автоматизовані електромеханічні системи»
Тел.: +38 (057) 707-62-26, 707-69-74, 707-64-45; E-Mail: eeau@ukr.net

Обл.-вид. № 10-19.

Підп. до друку 27.08.2019 р. Формат 60×84 1/8. Папір офсетний.
Друк цифровий. Гарнітура Liberation. Умов. друк. арк. 10,25. Облік.-вид. арк. 13,75.
Тираж 100 пр. Зам. № 10/08. Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ «ХПІ».
Свідоцтво про державну реєстрацію суб'єкта видавничої справи ДК № 5478 від 21.08.2017 р.
61002, Харків, вул Кирпичова, 2

Виготовлювач: ФОП Панов А. М.
Свідоцтво серії ДК № 4847 від 06.05.2015 р.
61002, м. Харків, вул. Жон Мироносиць, 10, оф. 6,
Тел. +38 (057) 714-06-74, E-Mail: copy@vlavke.com