

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**

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

№ 9 (1334) 2019

No. 9 (1334) 2019

Збірник наукових праць

Collection of Scientific papers

Видання засноване у 1961 р.

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, № 9 (1334). — 106 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 електропривода 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

Editor-in-chief

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

Заступник головного редактора

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

Deputy editor-in-chief

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

Секретар

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

Secretary

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

Редакційна колегія серії

Відповідальний редактор:

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

Editorial staff

Associate editor:

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

Deputy Associate editor:

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

Заступник відповідального редактора:

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

Executive secretary:

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

Відповідальний секретар:

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

Editorial staff members:

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

Члени редколегії:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Лисевський С., проф., Рочестерський ін-т технологій, США;

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

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

Ukraine;

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

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

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

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

ІЕД НАН України, Україна;

IED NAS of Ukraine, Ukraine;

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

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

наук, Польща;

Poland;

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

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

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

"KPI", Ukraine;

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

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

ДУ «ІТПМ» НАН України, Україна;

Ukraine;

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

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

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

SI "ITPM" NAS of Ukraine, Ukraine;

Грузія;

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

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

"KPI", Ukraine;

академія, Україна;

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

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

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.



75 РОКІВ ВИЩІЙ ІНЖЕНЕРНІЙ ОСВІТИ МОРЯКІВ В УКРАЇНІ

7 червня 2019 р. виповнилося 75 років славетному навчальному закладу – Національному університету «Одеська морська академія» і нам дуже приємно, що в його стінах у

вересні цього року буде проходити XXIV Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика», присвячена цьому ювілею.

Протягом всієї історії навчального закладу з 1944 року в ньому було забезпечено високий професіоналізм науково-педагогічного персоналу, стандарти освіти і практичної підготовки курсантів, які відповідають міжнародним і національним вимогам. Національний університет «Одеська морська академія» є провідним навчальним, науковим і методичним центром, який визначає стратегію і шляхи розвитку морської освіти в Україні. Завдяки випускникам академії сьогодні Україна входить до п'ятірки лідерів за кількістю офіцерів на судах світового торговельного флоту.

За роки незалежності України Національний університет «Одеська морська академія» відкрив нові спеціальності, створив мережу відокремлених структурних підрозділів, яка включає: Азовський морський інститут (Маріуполь), Дунайський інститут (Ізмаїл), Морехідний коледж технічного флоту, Морехідне училище ім. О. І. Марінеско та Інститут Військово-Морських Сил. Контингент курсантів та студентів академії з урахуванням структурних підрозділів складає біля 10500 осіб, крім того, підвищення кваліфікації в академії щорічно проходять тисячі моряків.

Значний вклад у високоякісну підготовку моряків вносять викладачі і вчені-електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, які надають знання з автоматизації судових енергетичних установок, автоматизованого електроприводу, експлуатації та ремонту судового електрообладнання.

В НУ «ОМА» створені унікальні умови для отримання якісної вищої технічної освіти та проведення наукових досліджень в галузі керування суднами, навігації, енергетики, електромеханіки та автоматики суден, морського радіозв'язку та інших спеціальностей. Результати наукових досліджень публікуються у п'яти тематичних збірниках, що видаються в академії.

Завдяки інтеграційним зв'язкам з провідними судноплавними компаніями світу університет щорічно поновлює лабораторну та тренажерну базу, придбає сучасне обладнання.

НУ «ОМА» є активним членом Міжнародної асоціації морських університетів (IAMU), Чорноморської асоціації морських інститутів (BSAMI). Представники академії регулярно беруть участь у роботі асамблей, комітетів та підкомітетів Міжнародної морської організації (IMO) у складі офіційних делегацій України та

Міжнародної асоціації морських університетів.

НУ «ОМА» має все необхідне обладнання, методичне забезпечення та кадровий потенціал для підготовки випускників відповідно до вимог Міжнародної конвенції про підготовку і дипломування моряків та несення вахти.

Програми підготовки академії акредитовані Морським інститутом Великобританії (NI) та Інститутом морської техніки, науки і технологій (IMarEST). Система підготовки та дипломування моряків в Україні схвалена Міжнародною морською організацією (IMO) та Європейською агенцією з безпеки на морі (EMSA), що дозволяє випускникам академії працювати в різних іноземних компаніях, у тому числі, на судах під прапорами країн Європейського Союзу. Наявність наукових шкіл, аспірантури та докторантури, спеціалізованої вченої ради з захисту дисертацій, випуск збірників наукових праць академії забезпечують можливість ефективної підготовки кадрів вищої кваліфікації: докторів філософії і докторів наук. Система управління (менеджменту якості) академії сертифікована на відповідність міжнародному стандарту ISO 9001:2015 Bureau Veritas Certification. Сфера сертифікації: освітня діяльність за різними освітніми і науковими рівнями; методична, наукова, науково-технічна та інноваційна діяльність; практична підготовка моряків та сприяння працевлаштуванню.

В 2018 році 822 курсанти академії (без урахування відокремлених структурних підрозділів і студентів заочної форми навчання) пройшли плавальну практику на судах 132 іноземних компаній. З кожним роком все більше судноплавних компаній світу віддають перевагу випускникам нашої академії. Всього академією за 2018 рік видано 3100 дипломів різних рівнів від молодшого спеціаліста до магістра. Диплом випускника НУ «ОМА» надає широкі перспективи кар'єрного росту, як на флоті, так і на березі, на підприємствах та в компаніях морської індустрії.

Ми впевнено рухаємось вперед і не маємо сумніву, що й у подальшому Національний університет «Одеська морська академія» чекають славетні досягнення. Визнанням авторитету нашого ВУЗу є проведення міжнародної конференції, яка відбудеться у вересні цього року.

Бажаю учасникам конференції плідної роботи, доброго настрою та нових творчих досягнень!

*Ректор Національного університету
«Одеська морська академія»*

*доктор технічних наук, професор
М. В. Міусов*



А. К. СОЛОДЕНКО, В. П. ПОГРЕБНЯК, О. В. ДАШКОВСЬКА

НАЦІОНАЛЬНЕ АГЕНТСТВО ІЗ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЯКОСТІ ВИЩОЇ ОСВІТИ – ДОВГІЙ ШЛЯХ СТВОРЕННЯ

Досліджується процес створення Національного агентства із забезпечення якості вищої освіти (далі НАЗЯВО) як важливої складової механізму формування і надійного функціонування системи забезпечення якості вищої освіти (Система якості), трьох її підсистем: внутрішнього і зовнішнього забезпечення якості освітньої діяльності і якості вищої освіти та якісної діяльності НАЗЯВО. Окреслена роль Нацагентства у Системі якості, визначені негативні наслідки і ризики, що виникли через затримку з його створенням. Аналізуються кроки щодо відновлення Агентства і організації його діяльності.

Ключові слова: агентство, система, якість, освіта, програма, стандарт, акредитація.

А. К. СОЛОДЕНКО, В. П. ПОГРЕБНЯК, Е. В. ДАШКОВСКАЯ

НАЦИОНАЛЬНОЕ АГЕНСТВО ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ КАЧЕСТВА ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ – ДЛИННЫЙ ПУТЬ СОЗДАНИЯ

Исследуется процесс создания Национального агентства по обеспечению качества высшего образования (далее НАОКВО) как важной составляющей механизма формирования и надежного функционирования системы обеспечения качества высшего образования (Система качества), трех ее подсистем: внутреннего и внешнего обеспечения качества образовательной деятельности и качества высшего образования, а также качественной деятельности НАОКВО. Обозначена роль Нацагентства в Системе качества, определены негативные последствия и риски, возникшие из-за задержки с его созданием. Анализируются шаги по возобновлению Агентства и организации его деятельности.

Ключевые слова: агентство, система, качество, образование, программа, стандарт, аккредитация.

A. K. SOLODENKO, V. P. POGREBNIYAK, E. V. DASHKOVSKAYA

NATIONAL AGENCY FOR THE QUALITY ASSURANCE OF HIGHER EDUCATION – THE LONG WAY TO CREATE

The main characteristic of the results of the fierce social and economic activity, including the educational, is their quality. It applies to the quality of higher education, based on its exclusive role in shaping the intellectual potential of the nation, ensuring the preemptive economic development of the State. Ukraine, having joined the Bologna process and signing Association with the European Union, has committed to reforming higher education, improving its quality. It is defined by the Law of Ukraine "On Higher Education" in 2014 (hereinafter - the Law), which complies with European quality standards and is accentuated by the integration of the national High School into the European educational space.

The Creation of a National Agency for the quality assurance of higher education (hereinafter - the Agency) is a critical step in building quality Systems. European Standards and recommendations it is assumed that for the effective functioning of the system of higher education in each state there should be a system of internal quality assurance and the system of external quality assurance of educational activity and quality of education, which provide higher education institutions and control national quality centers. It was established that in Ukraine the establishment of the Agency took place unreasonably long, during 2015-2019, by inhibiting the development of Quality Systems and limiting the development of the competitive market of educational services at a domestic higher education institution. One reason was the unpreparedness of the national authorities and pedagogical community to change, and the proposed procedures for election and adoption of the Agency members became the subject of manipulation. The second reason was the ambiguity of the status of the Agency, which, on the one hand, had the power of authority and functions inherent to the government, and on the other, its activity, was based on the decision of collegial decisions as a representative public authority. The Beginning of the Agency's work in 2019 allows approving standards of higher education legitimately, to perform accreditation of educational programs, to complete formation of Quality System. The Agency can become an influential state body of management in the field of higher education and science. In this context it is very important to ensure its systemic independence, gain confidence and support of the scientific and pedagogical community.

Keywords: agency, system, quality, education, program, standard, accreditation.

Актуальність теми. Проблема забезпечення якості вищої освіти є важливою і актуальною, оскільки саме вища школа дає глибокі знання та фахові компетентності, формує сучасний світогляд фахівця. Це засвідчують закони України "Про вищу освіту" і "Про освіту", в яких вперше з'явилися окремі розділи, присвячені проблемам забезпечення якості вищої освіти.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Проблеми розбудови у вітчизняній вищій школі Системи якості, створення і організації діяльності НАЗЯВО активно досліджуються науковцями, організаторами вищої освіти, широко обговорюються у педагогічній пресі. Серед дослідників і авторів публікацій Юрій Рашкевич, Олександр Співаковський, Ірина Суслова, Надія Швидчак, науковці Інституту модернізації змісту освіти.

На думку дослідників важливими аспектами проблеми, які потребують додаткового і практичного розв'язання є: невідкладне розгортання практичної роботи Агентства з виконанням покладених на нього функцій і завдань, у тому числі організація системи зовнішнього забезпечення якості; забезпечення ефективної взаємодії з МОН, НМК, науковими структурами; незалежність у прийнятті рішень, їх відкритість; отримання довіри науково-педагогічної громадськості.

Мета. Дослідження стану виконання положень чинного законодавства у сфері вищої освіти щодо формування у вітчизняній вищій школі системи забезпечення якості вищої освіти, створення умов та механізмів ефективного і надійного її функціонування.

Виклад основного матеріалу. Якість – визначальна характеристика результатів будь-якої соціально-економічної діяльності, у тому числі освітньої. В першу чергу це стосується якості вищої освіти, враховуючи її виключну роль у формуванні інтелектуального потенціалу суспільства, забезпеченні випереджувального економічного розвитку держави.

В об'єднаній Європі важливим кроком у підвищенні рівня вищої освіти в регіоні було впровадження програми ERASMUS (1987 рік), метою якої було розширення академічної мобільності та міжуніверситетської кооперації, поглиблення співпраці між закладами вищої освіти та підприємствами, поширення ефективних освітніх технологій, в тому числі, запровадження Європейської кредитно-трансферної системи (ЕКТС). Створення єдиного Європейського простору вищої освіти (ЄПВО, European Higher Education Area), ініційоване Сорбонською [1] та Болонською деклараціями [2], загострило проблему підвищення якості та конкурентоздатності європейської освіти на основі поглиблення міжнародної кооперації, інтенсифікації студентської і викладацької мобільності, розвитку загальноєвропейської системи забезпечення якості. Були розроблені та впроваджені ефективні інструменти: європейські стандарти та рекомендації щодо забезпечення якості в ЄПВО, Європейська мережа забезпечення якості вищої освіти (ENQA), Європейська мережа національних інформаційних центрів з академічного визнання і мобільності (ENIC), Мережа національних центрів академічного визнання (NARIC), Європейський реєстр забезпечення якості (EQAR), міждержавні дослідницькі проекти тощо.

Україна взяла на себе зобов'язання реформувати вищу школу і підвищити якість освіти, приєднавшись у 2005 році до Болонської декларації та підписавши Асоціацію з Євросоюзом. Основним законодавчим актом, який в основному відповідає європейським стандартам якості і акцентований на євроінтеграцію, є Закон України “Про вищу освіту” 2014 року (далі Закон) [3]. Він спрямований на модернізацію вітчизняної вищої школи, її інтеграцію у європейський і міжнародний освітній простір. Основні його положення направлені на підвищення рівня освітньої діяльності університетів через надання їм академічної та фінансової автономії, модернізацію освітнього процесу шляхом впровадження нових стандартів вищої освіти (надалі СВО), розроблення на їх основі освітніх програм і в кінцевому результаті – на підвищення якості вищої освіти.

Вперше на законодавчому рівні визначені поняття якості вищої освіти як рівня здобутих особою знань, умінь, навичок, інших компетентностей та якості освітньої діяльності як рівня організації освітнього процесу у закладах вищої освіти (далі ЗВО), що забезпечить здобуття особами якісної вищої освіти на основі нових знань. Передбачено створення Системи якості, Національного агентства із забезпечення якості вищої освіти (далі НАЗЯВО) та відповідних механізмів реалізації (технологічних, економічних, етичних тощо).

Створення НАЗЯВО – критично важливий крок в розбудові Системи якості. Річ у тім, що європейськими стандартами та рекомендаціями щодо забезпечення якості вищої освіти, остання редакція яких була прийнята на конференції міністрів освіти країн – членів Болонського процесу в Єревані у 2015 році, передбачається, що для ефективного функціонування системи вищої освіти в кожній державі повинна існувати система внутрішнього забезпечення якості. Одночасно має існувати й система зовнішнього забезпечення якості освітньої діяльності та якості освіти, яку забезпечують національні центри якості.

Законом визначено, що вітчизняна Система якості має три складові:

- 1) внутрішнє забезпечення якості освітньої діяльності та якості вищої освіти;
- 2) зовнішнє забезпечення якості освітньої діяльності навчальних закладів та якості вищої освіти;
- 3) забезпечення якості діяльності НАЗЯВО та акредитованих ним незалежних установ оцінювання якості.

Внутрішнє забезпечення якості організують ЗВО через:

- створення необхідного кадрового потенціалу, навчально-методичного, матеріально-технічного та інформаційного забезпечення, інших ресурсів для організації освітнього процесу;
- здійснення щорічного моніторингу результатів діяльності учасників освітнього процесу та їх регулярне оприлюднення, періодичний перегляд освітніх програм;
- підвищення кваліфікації педагогічних, наукових і науково-педагогічних працівників;
- створення інформаційно-комунікаційних систем для ефективного управління освітнім процесом, інформування про освітні програми, ступені вищої освіти та кваліфікації;
- систему академічної та наукової доброчесності.

Його ефективність оцінює НАЗЯВО чи інший незалежний акредитований орган.

Зовнішнє забезпечення якості освітньої діяльності ЗВО та якості наданої ними вищої освіти має базуватися на періодичних перевірках і оцінюванні ефективності внутрішнього забезпечення якості за розробленими НАЗЯВО критеріями та рекомендаціями, доступному і прозорому звітуванні. До утворення Агентства акредитацію спеціальностей, освітніх програм, інші функції забезпечення якості освіти здійснювало Міністерство, що за європейськими стандартами означає відсутність реального зовнішнього забезпечення якості. Якісна діяльність НАЗЯВО та акредитованих ним установ забезпечується розробленням ефективних критеріїв і процедур контролю якості, наявністю необхідних ресурсів, незалежністю діяльності, відкритістю рішень і підзвітністю. Очевидно, що НАЗЯВО як новий орган управління у сфері вищої освіти повинен відігравати визначальну роль у створенні ефективної Системи якості, розвитку ринку якісних освітніх послуг, впровадженні механізму здорової конкуренції у вищій школі.

Про це свідчать такі його повноваження:

- надання пропозицій МОН щодо переліку спеціальностей, за якими здійснюється підготовка здобувачів вищої освіти;
- проведення ліцензійної експертизи;
- розроблення Положення про акредитацію освітніх програм;
- розроблення критеріїв та оцінка якості освітньої діяльності ЗВО;
- участь у розробленні методології та методики створення СВО і СОД, їх погодження;
- акредитація освітніх програм;
- інституційна акредитація закладів освіти;
- атестація наукових кадрів;
- акредитація спеціалізованих вчених рад;
- впровадження доброчесності в освітній та науковій діяльності.

Законом, який набув чинності з 1 вересня 2014 року, встановлювалось, що члени НАЗЯВО обираються з'їздами представників закладів вищої освіти різних форм власності, органів студентського самоврядування, Національною та галузевими академіями наук і роботодавцями, а його персональний склад і Секретаріат затверджує Уряд.

Кабінет Міністрів України на засіданні 15 квітня 2015 року прийняв рішення про утворення НАЗЯВО, затвердив його Статут. Постанова набрала чинності 1 вересня 2015 року [4].

Відповідно до прийнятих процедур, у травні-червні 2015 року відбулися всеукраїнські з'їзди представників вищих навчальних закладів державної форми власності (675 делегатів), комунальної форми власності (117 делегатів), приватної форми власності (118 делегатів), органів студентського самоврядування (147 делегатів), загальні збори і засідання президій Національної та п'яти галузевих академій наук, засідання Спільного представницького органу об'єднань організацій роботодавців, на яких було обрано більшість членів Агентства. Кабінетом Міністрів України 27 липня 2016 року затверджено персональний склад НАЗЯВО, визначено граничну чисельність працівників та штатний розпис [5], а 31 серпня 2016 року Сергій Храпатий призначений керівником Секретаріату.

9 вересня 2016 року на II Всеукраїнському з'їзді вищих навчальних закладів державної форми власності відбулися довибори двох членів Національного агентства із забезпечення якості освіти, замість тих, повноваження яких були припинені згідно із Законом України від 14 червня 2014 року № 1415-VIII "Про внесення змін до Закону України "Про вищу освіту" щодо Національного агентства із забезпечення якості освіти" [6]. 18 жовтня 2016 року було проведено перше засідання НАЗЯВО, а 21 жовтня на черговому засіданні, яке виявилось останнім в обраному складі, відбулися вибори Голови Нацагенства.

НАЗЯВО доручалось протягом шести місяців від дня утворення сформулювати та подати на затвердження МОН єдиний перелік спеціальностей на засадах поєднання чинного переліку спеціальностей, за якими здійснюється підготовка фахівців у вищих навчальних

зкладах, з чинним переліком спеціальностей, за якими проводиться захист дисертацій на здобуття наукових ступенів кандидата наук і доктора наук, присудження наукових ступенів і присвоєння вчених звань, взявши за основу останній. Проте це доручення, як і багато інших реалізовані не були у зв'язку з тим, що створення та організація роботи НАЗЯВО постійно гальмувались. Стало очевидним, що вітчизняні органи управління і педагогічна громадськість не були підготовлені до змін. У результаті запропоновані процедури обрання членів НАЗЯВО, їх затвердження стали об'єктом маніпуляцій.

Другою причиною був неоднозначний статус НАЗЯВО, яке, з одного боку, наділялось владними повноваженнями та функціями, притаманними органу влади, а з іншого, його діяльність ґрунтувалась на прийнятті колегіальних рішень як представницького громадського органу. Тобто, реалізація окремих повноважень МОН ставилась у залежність від діяльності фактично консультативно-громадського органу. Частково зазначена вище неоднозначність була усунута прийнятим Верховною Радою Законом України "Про внесення змін до Закону України "Про вищу освіту" щодо Національного агентства із забезпечення якості вищої освіти", який висуває додаткові вимоги до членів НАЗЯВО та передбачає їх затвердження КМУ [7]. Цим Законом фактично розблоковано процес запуску діяльності НАЗЯВО. Крім означених вище причин на затримку зі створенням Агентства вплинули також чисельні скандали, пов'язані з обвинуваченнями окремих його членів у корупції, плагіаті, такими, що підлягають люстрації тощо. Колишній міністр Сергій Квіт публічно засудив процедуру виборів при формуванні складу НАЗЯВО та вимоги до кандидатів. Слід зазначити, що і в самому Законі закладена "прихована необов'язковість" створення Нацагенства: пунктом 5 (абзац 3) статті 13 "Повноваження центрального органу виконавчої влади у сфері освіти та науки" зазначається право МОН самостійно розв'язувати питання, які потребують погодження з НАЗЯВО, якщо воно у встановлений термін не виконало свої повноваження.

Таким чином, процес створення НАЗЯВО затягнувся більше ніж на чотири з половиною роки. За цей час стало зрозуміло, що корінь проблеми в системі формування його складу через систему з'їздів, яка створювала можливість для маніпуляцій цими представницькими органами з боку чиновників міністерства. Останнє доклало максимум зусиль для утримання Нацагенства в орбіті свого впливу через введення слухняних виконавців своєї волі. Такий підхід докорінно суперечив усталеній світовій практиці, коли структури подібні до НАЗЯВО створювалися як незалежні й рівновіддалені від усіх бюрократичних та політичних впливів [8].

Як результат, НАЗЯВО стало одним із найскладніших в реалізації нововведень модернізації вищої освіти, найслабшою ланкою у розбудові Системи якості. Воно не розпочало свою діяльність повною мірою, як було передбачено Законом, і перестало існувати з набуттям чинності Законом України "Про освіту" [9].

Проблемами забезпечення якості вищої освіти опікуються, як і раніше, кілька підпорядкованих МОН установ: Український центр оцінювання якості освіти, Акредитаційна комісія, Державна служба якості освіти. Закон України “Про освіту” змінив норми та процедури формування Нацагентства і надав шанс реанімувати його. В основу був покладений принцип обрання членів НАЗЯВО конкурсною комісією на експертній основі. 31 січня 2018 року Уряд затвердив персональний склад Конкурсної комісії з відбору нових членів НАЗЯВО. Серед 9 її членів 4 – представники європейських організацій та 5 представників асоціації студентів, роботодавців, МОН України, національних академій наук. Комісія розробила Положення про конкурс, сформулювала кваліфікаційні вимоги до кандидатів. З 1 по 31 жовтня 2018 року проводилась реєстрація документів для участі у конкурсі до складу НАЗЯВО. До Конкурсної комісії загалом надійшло 119 заявок які планувалось розглянути на її засіданні у грудні.

В грудні 2018 року було обрано та затверджено персональний склад НАЗЯВО [10]. Серед 23 його членів: 8 – представники державних ЗВО, 1 – приватних ЗВО; 1 – комунальних ЗВО, 2 – студентства, 3 – роботодавців; 2 – Національної академії наук, по 1 – Національних академій наук: педагогічних, аграрних, мистецтв, правничих, медичних. Передбачається, що після оперативного і відкритого проведення всіх необхідних процедур, Агентство уже у 2019 році візьме на себе виконання регуляторних і контрольних функцій у сфері забезпечення якості вищої освіти таких, як акредитація ЗВО, спеціалізованих вчених рад та освітніх програм, реалізацію інших завдань, визначених законодавством [11].

21 січня 2019 року відбулося перше засідання НАЗЯВО, на якому було обрано голову – Сергія Квіта, директора Центру забезпечення якості освіти Національного університету “Києво-Могилянська академія”. Хронологія утворення в Україні НАЗЯВО приведена в таблиці 1. На черговому засіданні 28 березня 2019 року [12] було обговорено проект Положення про акредитацію освітніх програм, затверджено структуру і штатний розпис Секретаріату, Порядок надання і підтвердження статусу національного ЗВО, Концепцію стратегії Нацагентства, Порядок оскарження рішень спеціалізованої вченої ради про присудження наукового ступеня. На цьому ж засіданні були затверджені склад комітетів Нацагентства і їх голови: Апеляційний комітет (Іван Назаров); Комітет з питань етики (Сергій Квіт); Комітет з питань акредитації освітніх програм, незалежних установ оцінювання якості та інституційної акредитації (Богдан Моркляник); Комітет з питань оцінювання якості вищої освіти (Микита Євстіфеев); Комітет з питань діяльності та акредитації спеціалізованих вчених рад (Андрій Бутенко); Комітет з питань стандартів та економіки вищої освіти (Олена Колесникова).

Висновки.

1) Початок роботи НАЗЯВО у 2019 році дає можливість легітимно затвердити СВО, провести акре-

Таблиця 1. Хронологія утворення НАЗЯВО

21.01.2019	2 засідання НАЗЯВО “другого скликання”
27.12.2018	розпорядження КМУ “Про затвердження персонального складу НАЗЯВО”, № 1063
05.12.2018	обрано 22 членів НАЗЯВО
13.10.2018	проведення конкурсу з відбору
18.09.2018	оголошено конкурс з відбору членів НАЗЯВО
31.08.2018	затверджена процедура проведення конкурсу
31.01.2018	затверджено персональний склад Конкурсної комісії з відбору членів НАЗЯВО
25.09.2017	Закон України “Про освіту”, №2145-VIII
21.10.2016	засідання НАЗЯВО з обрання Голови (не було затвердження КМУ)
18.10.2016	1 засідання НАЗЯВО “першого скликання”
09.09.2016	II Всеукраїнський з’їзд представників вищих навчальних закладів державної форми власності з довиборів двох членів НАЗЯВО
31.08.2016	Сергій Храпатий призначений керівником Секретаріату (розпорядженням КМУ від 31. 08.2016 №636)
21.06.2016	наказ Міністерства освіти і науки “Деякі питання діяльності НАЗЯВО”, №700
14.06.2016	Закон України “Про внесення змін до Закону України “Про вищу освіту” щодо НАЗЯВО”, №1415-VIII
05.-06.2015	вибори членів НАЗЯВО
15.04.2015	Пост. КМУ “Про утворення НАЗЯВО”, №244
01.07.2014	Закон України “Про вищу освіту”, №1556- VII

дитацію освітніх програм, завершити формування в Україні Системи якості. Важливо, щоб подальша його робота була спрямована в першу чергу на виконання завдань і функцій, передбачених чинним законодавством. Адже багаторічна затримка діяльності Нацагентства стала ключовим фактором, що гальмував формування Системи якості, розвиток конкурентного ринку освітніх послуг у вітчизняній вищій школі. **2) Виходячи** із аналізу функцій і повноважень, покладених на Агентство, воно може стати впливовим державним органом управління у сфері вищої освіти і науки. У цьому контексті дуже важливо забезпечити його системну незалежність, отримати довіру і підтримку науково-педагогічної спільноти. **3) Враховуючи**, що термін чинності новоствореного складу НАЗЯВО становить три роки (2019-2021рр.), часу для виконання визначених Законом завдань і функцій залишається небагато. Адже 2019 рік, очевидно, піде на розбудову структури, ресурсної бази, створення нових методик. Необхідно як найшвидше перейти від вирішення процедурних питань і розробки методик до реальної роботи з погодження СВО, акредитації освітніх програм, ліцензійної експертизи та інституційної акредитації, виконання інших важливих завдань.

Список літератури

1. *Harmonization of the architecture of the European higher education system* (Sorbonne Declaration). URL: <http://www.ehea.info/cid100203/sorbonne-declaration-1998.html> [in Paris, Sorbonne]. (1998, May, 25).
2. *The European Higher Education Area* (Joint Declaration of the European Ministers of Education). URL: https://www.eurashe.eu/library/bologna_1999_bologna-declaration-pdf/ [in Bologna, Italy]. (1999, June, 19).
3. Закон України Про вищу освіту: прийнятий 1 липня 2014 року №1556 (Верховна Рада України). Відомості Верховної Ради України, 2014, № 37-38, ст.2004.
4. Постанова Кабінету Міністрів України Про утворення Національного агентства із забезпечення якості вищої освіти: прийнятий 15 квітня 2015 року № 244 (Кабінет Міністрів України). Офіційний вісник України, 2015, № 36, С. 23, ст. 1070, код акта 76729/2015.
5. Постанова Кабінету Міністрів України Деякі питання діяльності Національного агентства із забезпечення якості вищої освіти: прийнятий 27 липня 2016 року № 567 (Кабінет Міністрів України). Офіційний вісник України, 2016, № 70, С. 7, ст. 2352, код акта 83025/2016.
6. Закон України Про внесення змін до Закону України «Про вищу освіту» щодо Національного агентства із забезпечення якості вищої освіти: прийнятий 14 червня 2016 року № 1415-VIII (Верховна Рада України). Офіційний вісник України, 2016, № 54, С. 12, ст. 1880, код акта 82400/2016.
7. Погребняк В.П., Дашковська О.В., Солоденко А.К. Якість вітчизняної вищої освіти: система і механізми забезпечення. Проблеми освіти. Київ: ІМЗО. 2018, вип. 89. С. 195 - 206.
8. Ірина Суслова Що змінить новий закон «Про освіту» в роботі НАЗЯВО. URL: <https://blog.liga.net/user/isuslova/article/28056> (дата звернення 07.09.2017).
9. Закон України Про освіту: прийнятий 25 вересня 2017 №2145-VIII (Верховна Рада України). Офіційний вісник України, 2017, № 78, С. 7, ст. 2392, код акта 87438/2017.
10. Розпорядження Кабінету Міністрів України Про затвердження персонального складу НАЗЯВО: прийнятий 27 грудня 2018 р. №1063-р (КМУ). Урядовий кур'єр, 2019, № 7.
11. Юрий Рашкевич НАЗЯВО починає роботу – Уряд затвердив склад Агентства, що забезпечуватиме якість вищої освіти в Україні. URL: <https://mon.gov.ua/ua/news/nazyavo-pochinaye-robotu-uryad-zatverdiv-sklad-agentstva-sho-zabezpechuvatime-yakist-vishoyi-osviti-v-ukrayini> (дата звернення 27.12.2018).
12. Третє засідання Національного агентства із забезпечення якості вищої освіти 28.03.2019 року. URL: <https://www.facebook.com/nazyavo> (дата звернення 28.03.2019).
4. *Postanova Kabinetu Ministriv Ukrainy Pro utvorennia Natsionalnoho agentstva iz zabezpechennia yakosti vyshchoi osvity: pryiniaty 15 kvitnia 2015 roku № 244* (Kabinet Ministriv Ukrainy). [Resolution of Cabinet of Ministers of Ukraine about formation of the National agency from providing of quality of higher education activity from April 15 2015, № 244 (Cabinet of Ministers of Ukraine)]. *Ofitsiyni visnyk Ukrainy* [Official Bulletin of Ukraine], 2015, № 36, p. 23, st. 1070, kod akta 76729/2015.
5. *Postanova Kabinetu Ministriv Ukrainy Deiaki pytannia diialnosti Natsionalnoho agentstva iz zabezpechennia yakosti vyshchoi osvity: pryiniaty 27 lypnia 2016 roku № 567* (Kabinet Ministriv Ukrainy). [Resolution of Cabinet of Ministers of Ukraine is Some questions of activity of the National agency from roviding of quality of higher education activity from July 27 2016, № 567 (Cabinet of Ministers of Ukraine)]. *Ofitsiyni visnyk Ukrainy* [Official Bulletin of Ukraine], 2016, № 70, p. 7, st. 2352, kod akta 83025/2016.
6. *Zakon Ukrainy Pro vnesennia zmin do Zakonu Ukrainy «Pro vyshchu osvitu» shchodo Natsionalnoho agentstva iz zabezpechennia yakosti vyshchoi osvity: pryiniaty 14 chervnia 2016 roku № 1415-VIII* (Verkhovna Rada Ukrainy). [Law of Ukraine on making alteration in Law of Ukraine «Onhigher education» in relation to the National agency from providing of quality of higher education activity from June 14 2016, № 1415 – VIII (Verkhovna Rada of Ukraine)]. *Ofitsiyni visnyk Ukrainy* [Official Bulletin of Ukraine], 2016, № 54, p. 12, st. 1880, kod akta 82400/2016.
7. Pogrebnyak V.P., Dashkovska O.V., Solodenko A.K. *Jakist' vitchyznjanoi vyschoji osvity: sistema i mehanizmy zabezpechennja* [The quality of native higher education: the system and mechanisms of provision]. *Problemy osvity* [Education problems]. Kyiv: IMZO. 2018, issue 89. pp. 195-206.
8. Iryna Suslova *Scho zminyit' novyj zakon «Pro osvitu» v roboti NAZ-JaVO* [What will change the new law «On Education» in the work of the NAQA]. URL: <https://blog.liga.net/user/isuslova/article/28056>. (accessed 07.09.2017).
9. *Zakon Ukrainy Pro osvitu: pryiniaty 25 veresnia 2017 №2145- VIII* (Verkhovna Rada Ukrainy). [Law of Ukraine on education activity from September 25 2017, №2145 – VIII (Verkhovna Rada of Ukraine)]. *Ofitsiyni visnyk Ukrainy* [Official Bulletin of Ukraine], 2017, № 78, p. 7, st. 2392, kod akta 87438/2017.
10. *Rozporiadzhennia Kabinetu Ministriv Ukrainy Pro zatverdzhennia personalnoho skladu NAZJaVO: pryiniaty 27 hrudnia 2018 r. №1063-r* (KMU). [Order of Cabinet of Ministers of Ukraine about claim of thepersonal composition of HAZЯVO activity from December 27 2018, №1063-p (Cabinet of Ministers of Ukraine)]. *Uriadovyi kurier* [Governmental courier], 2019, № 7.
11. Jurij Rashkevych *NAZJaVO pochnaje robotu – Urjad zatverdyv sklad Agentstva, scho zabezpechuvatyme jakist' vyschoji osvity v Ukraini* [NAQA starts work - The Government has approved the composition of the Agency, which will ensure the quality of higher education in Ukraine]. URL: <https://mon.gov.ua/ua/news/nazyavo-pochinaye-robotu-uryad-zatverdiv-sklad-agentstva-sho-zabezpechuvatime-yakist-vishoyi-osviti-v-ukrayini> (accessed 27.12.2018).
12. *Tretye zasidannja Nacional'nogo agentstva iz zabezpechennja yakosti vyschoji osvity 28.03.2019 roku* [Third meeting of the National Agency for the Quality Assurance of Higher Education 28.03.2019]. URL: <https://www.facebook.com/nazyavo> (accessed 28.03.2019).

References (transliterated)

Надійшла 28.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Солоденко Алла Костянтинівна (Солоденко Алла Константиновна, Solodenko Alla Kostyantynivna) – магістр менеджменту освіти, методист вищої категорії, Державна наукова установа «Інститут модернізації змісту освіти»; м. Київ, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7103-1862>; e-mail: sallusika@gmail.com

Погребняк Віталій Петрович (Погребняк Виталий Петрович, Pogrebnyak Vitaly Petrovich) – кандидат технічних наук, професор, старший науковий співробітник, Державна наукова установа «Інститут модернізації змісту освіти»; м. Київ, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3315-7122>; e-mail: v.osvita@imzo.gov.ua

Дашковська Олена (Дашковская Елена Владимировна, Dashkovskaya Olena Volodimirivna) – кандидат хімічних наук, доцент, старший науковий співробітник, Державна наукова установа «Інститут модернізації змісту освіти»; м. Київ, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3289-8858>; e-mail: v.osvita@imzo.gov.ua

Вісник Національного технічного університету «ХПІ».

Н. В. АНИЩЕНКО, И. Н. ПАЛЬЧИК, В. Н. ШАМАРДИНА

**РАЗВИТИЕ УДАЛЁННОЙ ЛАБОРАТОРИИ КАФЕДРЫ
«АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ» НТУ «ХПИ»**

Рассматривается развитие лаборатории с удаленным управлением динамическими процессами при исследованиях следящего электропривода. Приведены результаты синтеза пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора положения и его возможных вариаций. Определены желаемые показатели качества регулирования (технические условия управления) и диапазон их изменения для исследования динамики электропривода. Разработана модель виртуального прибора для удалённого доступа при управлении положением вала двигателя постоянного тока. Приведены результаты экспериментов для некоторых технических условий управления положением вала двигателя.

Ключевые слова: удалённая лаборатория, удалённый доступ, виртуальный прибор, двигатель постоянного тока, управление углом поворота вала, ПИД-регулятор, характеристический полином.

М. В. АНИЩЕНКО, І. М. ПАЛЬЧИК, В. М. ШАМАРДИНА

**РОЗВИТОК ВІДДАЛЕНОЇ ЛАБОРАТОРІЇ КАФЕДРИ
«АВТОМАТИЗОВАНІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ СИСТЕМИ» НТУ «ХПІ»**

Розглядається розвиток лабораторії з віддаленим керуванням динамічними процесами при дослідженнях слідкувального електропривода. Представлено результати синтезу пропорційно-інтегрально-диференціального регулятора положення та його можливих варіацій. Визначено бажані показники якості регулювання (технічні умови керування) та діапазон їх змін для дослідження динаміки електропривода. Розроблена модель віртуального приладу для віддаленого доступу при керуванні положенням валу двигуна постійного струму. Наведено результати експериментів для деяких технічних умов керування положенням валу двигуна.

Ключові слова: віддалена лабораторія, віддалений доступ, віртуальний прилад, двигун постійного струму, керування кутом повороту вала, ПІД-регулятор, характеристичний поліном.

M. V. ANISHCHENKO, I. M. PALCHYK, V. M. SHAMARDINA

**DEVELOPMENT REMOTE LABORATORY OF THE
«AUTOMATED ELECTROMECHANICAL SYSTEMS» DEPARTMENT NTU «KHPI»**

Familiarization of Ukrainian universities' teachers and students with the capabilities of the remote control laboratory. The laboratory is designed to study the electric servo drive when controlling the angle of rotation of the shaft of a DC motor. The components of Quanser QNET DC Motor Control Board are used in the laboratory. When performing laboratory work on the board, various procedures can be implemented using LabView virtual instruments. The synthesis principles of proportional-integral-differential position regulator of the servo drive are presented. The desired indicators of the regulation quality (technical control conditions) and the range of their changes to study the dynamics of the electric drive have been determined. A virtual instrument model has been developed for remote access when controlling the position of a DC motor shaft. In the course of laboratory studies, an analysis was made of the system response to the input signal at various values of the gains of the proportional-integral-differential, proportional-integral, proportional-differential, and proportional regulators. The results of experiments for some technical conditions of position control are given. The introduction of the laboratory in the educational process increases the ability of students to study electric drives with a DC motor. Thanks to remote access, you can perform research at a convenient time and place.

Keywords: remote lab, remote access, virtual instrument, direct current motor, rotation angle control of shaft, PID-regulator, characteristic polynomial.

Введение. В период с 2013 по 2016 годы кафедра "Автоматизированные электромеханические системы" Национального технического университета «ХПИ» принимала участие в международном межвузовском проекте 530278-TEMPUS-1-DE-TEMPUS-JPHES «iCo-op: – Промышленная кооперация и креативная инженерия на основе удалённой инженерии и виртуального инструментария». В ходе выполнения проекта для организации лаборатории удалённого доступа кафедра приобрела оборудование компании National Instruments и среду графического программирования LabVIEW [1], а также программное обеспечение для удалённого доступа к оборудованию (расширение для LabVIEW – Labsocket-Basic) [2]. Лабораторный практикум базируется на использовании компонентов платы «Система управления двигателем постоянного тока» – Quanser QNET DC Motor Control Board (DCMCT).

На плате DC Motor Control с помощью виртуальных приборов (ВП) LabView при выполнении лабораторных работ могут быть реализованы четыре проце-

дуры: моделирование динамических режимов, регулирование частоты вращения вала двигателя, обеспечение робастности системы и управление положением вала двигателя постоянного тока (ДПТ). Во время выполнения проекта были реализованы две лабораторные работы с применением технологии удалённого доступа для проведения исследований [1,3,4]:

- получение передаточной функции двигателя постоянного тока (по процедуре: моделирование QNET DCMCT);

- автоматическое регулирование частоты вращения вала двигателя в замкнутой системе управления (в процедуре: управление скоростью QNET DCMCT).

Цель работы. Ознакомление преподавателей и студентов университетов Украины с возможностями удалённого доступа к лабораторным работам кафедры и использования в учебном процессе уже имеющихся разработок для исследования следящих систем при управлении углом поворота вала двигателя постоянного тока (процедура управления положением).

© Н. В. Анищенко, И. Н. Пальчик, В. Н. Шамардина, 2019

Описание компонентов платы QNET DCMST.

Напряжение питания обмотки якоря ДПТ $U_a = 12$ В, номинальный ток $I_a = 1$ А. Для управления двигателем используется усилитель мощности сигнала с ШИМ. На вход усилителя подаётся сигнал с выхода ЦАП. Максимальное выходное напряжение усилителя равно 24 В, номинальный ток – 4 А. Измерение тока выполняется резисторным шунтом с сопротивлением 0,1 Ом, включённым последовательно с ШИМ, его чувствительность равна 1,0 В/А. Выходной сигнал измерительной схемы подается на канал АЦП. Измерение положения вала осуществляется встроенным в корпус двигателя квадратурным оптическим энкодером, имеющим высокое разрешение (1024 имп/об). Сигнал обратной связи по частоте вращения вала двигателя вычисляется путём обработки сигнала энкодера.

Изложение основного (теоретического) материала. В простейшем случае систему регулирования положения вала двигателя можно представить в виде одноконтурной структурной схемы (рис. 1).

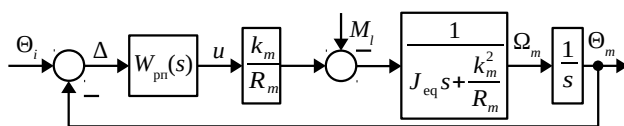


Рисунок 1 – Структурная схема следящей системы управления с обратной связью по положению вала

Угол поворота вала измеряется датчиком обратной связи по положению с коэффициентом передачи $K_{дп} = 1$. Регулятор положения с передаточной функцией $W_{пр}(s)$ призван обеспечить заданные показатели качества регулирования положения вала двигателя. В следящей системе важно обеспечить минимальную погрешность положения вала по отношению к заданному (ошибку регулирования замкнутой системы, определяемую как разность между заданным Θ_i и измеренным Θ_m значением угла поворота вала $\Delta = \Theta_i - \Theta_m$) [5].

На плате DC Motor Control управление положением вала ДПТ осуществляется в соответствии со структурной схемой (рис.1), в которой регулятор положения $W_{пр}(s)$ в общем случае может быть представлен пропорционально-интегрально-дифференциальным (ПИД) звеном [6]. Параметры модели двигателя: k_m – измеренное значение коэффициента внутренней обратной связи по ЭДС двигателя; R_m – измеренное значение сопротивления обмотки якоря электро-двигателя; J_{eq} – эквивалентный момент инерции вала двигателя. Момент статической нагрузки M_l задается механическим воздействием, приложенным к инерционному колесу.

Соотношение между входом и выходом ПИД-регулятора равно [6]:

$$u = k_p(b_{sp}\Theta_i - \Theta_m) + \frac{k_i(\Theta_i - \Theta_m)}{s} + k_d s(b_{sd}\Theta_i - \Theta_m), \quad (1)$$

где k_p , k_i , k_d – соответственно коэффициенты усиления пропорционального, интегрального, дифференциального звеньев ПИД-регулятора;

b_{sp} , b_{sd} – весовые коэффициенты по уставкам заданного положения и скорости изменения положения вала Θ_i соответственно.

При условии, что $b_{sp} = 1$ и $b_{sd} = 1$, передаточная функция ПИД-регулятора равна:

$$W_{пид}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s. \quad (2)$$

Передаточная функция объекта управления в контуре регулирования положения:

$$W_{опн}(s) = \Theta_m \frac{(s)}{u}(s) = \frac{K}{s(\tau s + 1)}, \quad (3)$$

где K – коэффициент передачи двигателя;

τ – электро-механическая постоянная времени двигателя.

Характеристический полином системы регулирования положения вала ДПТ с ПИД-регулятором:

$$s^3 + \left(\frac{Kk_d}{\tau} + \frac{1}{\tau} \right) s^2 + \frac{Kk_p s}{\tau} + \frac{Kk_i}{\tau}. \quad (4)$$

При формировании управления с ПИД-регулятором предполагается использование стандартного характеристического полинома третьего порядка [6]. Его удобно представить произведением полинома 2-го порядка, определяемого задаваемыми значениями частоты собственных колебаний ω_0 и коэффициента демпфирования ζ , и полинома 1-го порядка с варьируемым полюсом p_0 . Значения ω_0 и ζ определяют показатели качества регулирования системы. Добавляемый дополнительный полюс p_0 должен находиться в левой полуплоскости. Изменение положения полюса p_0 влияет на время реакции замкнутой системы на возмущающее воздействие.

Характеристическое уравнение замкнутой системы в этом случае имеет вид:

$$(s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2) \cdot (s + p_0) = s^3 + (2\zeta\omega_0 + p_0) \cdot s^2 + (\omega_0^2 + 2\zeta\omega_0 p_0) \cdot s + \omega_0^2 p_0. \quad (5)$$

Стандартному характеристическому уравнению третьего порядка (5) соответствуют коэффициенты усиления ПИД-регулятора:

$$\begin{cases} k_p = \frac{\omega_0 \tau (\omega_0 + 2\zeta p_0)}{K} \\ k_i = \frac{\omega_0^2 p_0 \tau}{K} \\ k_d = \frac{-1 + 2\zeta\omega_0 \tau + p_0 \tau}{K} \end{cases} \quad (6)$$

При выполнении исследований следящей системы с ПИ-регулятором в (2) принимаем $k_d = 0$ и получаем передаточную функцию ПИ-регулятора:

$$W_{пи}(s) = k_p + (k_i/s). \quad (7)$$

Характеристическое уравнение системы регулирования положения вала с ПИ-регулятором:

$$s^3 + \frac{1}{\tau} s^2 + \frac{Kk_p s}{\tau} + \frac{Kk_i}{\tau}. \quad (8)$$

Характеристическое уравнение системы регулирования (8) будет соответствовать стандартному характеристическому уравнению третьего порядка (5) при таких значениях коэффициентов усиления ПИ-регулятора:

$$\begin{cases} k_p = \frac{\omega_0 \tau (\omega_0 + 2\xi p_0)}{K}; \\ k_i = \frac{\omega_0^2 p_0 \tau}{K}. \end{cases} \quad (9)$$

При использовании в следящей системе ПД-регулятора в (2) принимаем $k_i = 0$. Передаточная функция ПД-регулятора:

$$W_{\text{пд}}(s) = k_p + k_d s. \quad (10)$$

Характеристическое уравнение системы регулирования положения вала с ПД-регулятором будет иметь 2-й порядок:

$$s^2 + \left(\frac{Kk_d}{\tau} + \frac{1}{\tau} \right) s + \frac{Kk_p}{\tau}. \quad (11)$$

Полином (11) соответствует стандартному полиному 2-го порядка в (5) при следующих значениях коэффициентов усиления ПД-регулятора:

$$\begin{cases} k_p = \frac{\omega_0^2 \tau}{K}; \\ k_d = \frac{-1 + 2\xi \omega_0 \tau}{K}. \end{cases} \quad (12)$$

При использовании П-регулятора положения в (2) принимаем $k_i = 0$ и $k_d = 0$. Получим передаточную функцию П-регулятора

$$W_{\text{п}}(s) = k_p. \quad (13)$$

Характеристическое уравнение системы регулирования положения вала с П-регулятором:

$$s^2 + \frac{1}{\tau} s + \frac{Kk_p}{\tau}. \quad (14)$$

Характеристический полином (14) будет соответствовать стандартному полиному 2-го порядка в (5) при коэффициенте усиления П-регулятора

$$k_p = \frac{\omega_0^2 \tau}{K}. \quad (15)$$

Очевидно, что увеличение задаваемого значения ω_0 требует больших величин коэффициентов усиления ПИД-регулятора.

Обсуждение результатов. В лабораторной работе необходимо выполнить синтез параметров ПИД-регулятора для параметров двигателя и желаемых показателей качества регулирования (технических условий управления), приведенных в табл. 1.

Динамические режимы работы следящей системы предлагается рассмотреть при изменении технических условий управления в диапазонах:

$$\zeta = 0,5-1, \omega_0 = 15-35 \text{ c}^{-1}, p_0 = 1-3.$$

Таблица 1 – Технические условия управления

Наименование	Значение
Статический коэффициент передачи двигателя	$K = 35 \frac{\text{рад}}{\text{В} \cdot \text{с}}$
Электромех-я постоянная времени двигателя	$\tau = 0,1 \text{ с}$
Коэффициент демпфирования	$\zeta = 0,5$
Частота собственных колебаний	$\omega_0 = 35 \text{ c}^{-1}$
Требуемое положение полюса замкнутой системы	
ПИД и ПИ-регулятор	$p_0 = 1$
ПД и П-регулятор	$p_0 = 0$

Для выполнения лабораторных работ в режиме удалённого управления в блок-схему виртуального прибора управления положением были внесены необходимые изменения [1,4]. В ходе лабораторных исследований выполнен анализ реакции системы на входной сигнал прямоугольной формы при различных значениях коэффициентов усиления ПИД, ПИ, ПД и П-регуляторов. Результаты экспериментов для некоторых технических условий управления положением вала ДПТ приведены на рис. 2 ÷ рис. 6.

Выводы. Использование лаборатории в учебном процессе расширяет возможности для исследований студентами динамических свойств электроприводов постоянного тока при вариации параметров отдельных элементов, создаёт условия для самостоятельной работы студентов с оборудованием, а также мотивирует их на анализ результатов исследований и принятие обоснованных самостоятельных решений. Благодаря удалённому доступу студенты могут выполнять исследования в удобное время и в удобном месте.

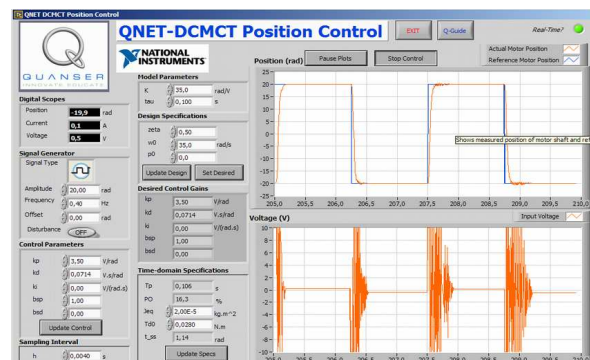
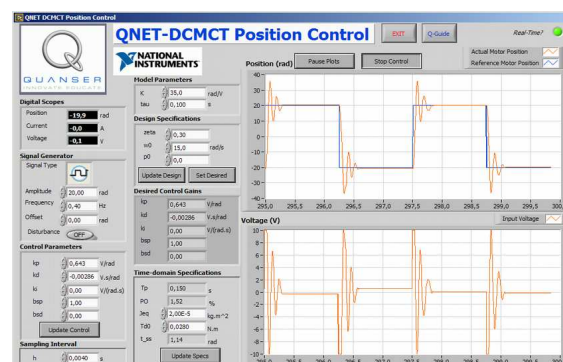


Рисунок 2 – Виртуальный прибор LabVIEW для управления положением вала с ПД-регулятором

Рисунок 3 – Виртуальный прибор LabVIEW для управления положением вала при $\omega_0 = 15 \text{ рад/с}$

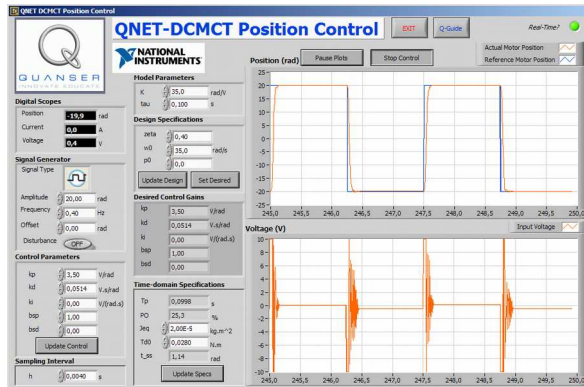


Рисунок 4 – Виртуальний прибор LabVIEW для управління положенням вала при $z_{\text{eta}} = 0,4$

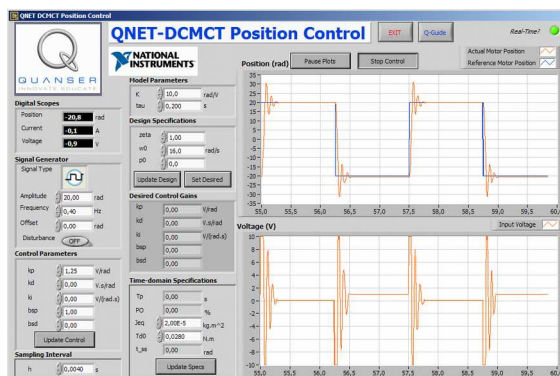


Рисунок 5 – Виртуальний прибор LabVIEW для управління положенням вала з П-регулятором

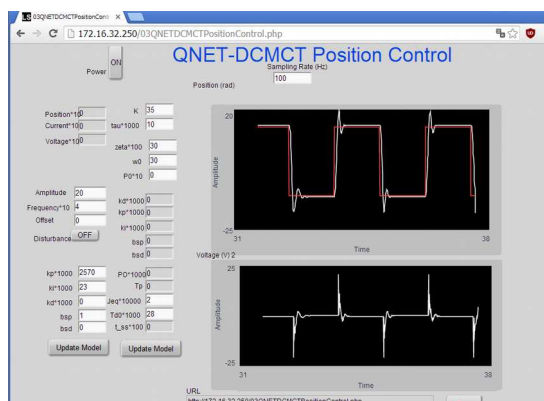


Рисунок 6 – Скриншот окна браузера при управлении положением вала в режиме удалённого доступа

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 «Харківський політехнічний інститут»*. Харків: НТУ «ХПИ», 2015. Вип. 112 (1121). С. 33-38.
2. LabSocket-Basic User Manual. URL: http://labsocket.com/Download/LabSocket_User_Guide.pdf. (дата обращения 15.04.2015)
3. Анищенко М. В., Осичев О. В., Шамардіна В. М., Тимошенко А. В., Ткаченко А. О. *Електромеханіка: дистанційне навчання та віддалені лабораторії: навчальний посібник*. Харків: «Планета принт», 2016. 120 с.
4. Анищенко Н. В., Тимошенко А. В. Создание удаленной лаборатории по курсу «Теория электропривода» в НТУ «ХПИ». *Инженерные и научные приложения на базе технологий NI NIDays: Сб. тр. XIV междунар. научн. практ. конф. 27 ноября 2015*. Москва: ДМК-пресс, 2015. С. 410-412.
5. Терехов В. М., Осипов О. И. *Системы управления электроприводов: учебник для студ. высш. учеб. завед.* / Под ред. В. М. Терехова. Москва: Издательский центр «Академия», 2006. 304 с.
6. *Управление двигателем постоянного тока QNET-DCMCT – обучающее руководство* URL: <http://russia.ni.com>. (дата обращения 20.05.2014).

References (transliterated)

1. Anishchenko N. V., Timoshchenko A. V., Tkachenko A. A. Sozdanie na kafedre "Avtomatizirovannye elektromekhanicheskie sistemy" NTU "HPI" udalenoj laboratorii [Creation on the department "Automated electromechanical systems" NTU "KhPI" the remote lab]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu "Kharkivskiy politekhnichnyi instytut"*. [Bulletin of the National Technical University "KhPI"]. Kharkiv: NTU "KhPI" 2015, Vyp. 112 (1121). pp. 33-38.
2. LabSocket-Basic User Manual. URL : http://labsocket.com/Download/LabSocket_User_Guide.pdf. (accessed 15.04.2015).
3. Anishchenko M. V., Osychev O. V., Shamardina V. M., Tymoshchenko A. V., Tkachenko A. O. *Elektromekhanika: dystantsiine navchannia ta viddaleni laboratorii: navchalnyi posibnyk* [Electromechanics: distance learning and remote labs]. Kharkiv: "Planeta print", 2016. 120 p.
4. Anishchenko N. V., Timoshchenko A. V. Sozdanie udalenoj laboratorii po kursu "Teoriya elektroprivoda" v NTU "HPI" [Creation the remote lab on the course "Theory of electric drive" in NTU "KhPI"]. *Inzhenernye i nauchnye prilozheniya na baze tekhnologij NI NIDays: Sb. tr. HIV mezhdunar. nauchn. prakt. konf. 27 noyabrya 2015 r., Moskva* [Engineering and scientific applications based on technology NI NIDays - 2015: Collection of works of the XIV International Scientific and Practical Conference]. Moskva: DMC-press, 2015. pp. 410-412.
5. Terekhov V. M., Osipov O. I. *Sistemy upravleniya elektroprivodov: uchebnik dlya stud. vyssh. ucheb. Zaved* [Control systems of electric drives: textbook for university students] / red. V. M. Terekhova. Moskva: Izdatel'skiy centr "Akademiya", 2006. 304 p.
6. *Upravlenie dvigatelem postoyannogo toka QNET-DCMCT – obuchayushchee rukovodstvo* [DC motor control QNET-DCMCT – Manual Guide]. URL: <http://russia.ni.com>. (accessed 20.05.2014).

Поступила 08.04.2019

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

Пальчик Іван Миколайович (Пальчик Иван Николаевич, Palchuk Ivan Mykolayovych) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», магістрант кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: palchuk.i.m@gmail.com

Шамардіна Віра Миколаївна (Шамардина Вера Николаевна, Shamardina Vira Mykolayivna) – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: verascha@i.ua

О. І. ШЕРЕМЕТ**АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТРАДИЦІЙНИХ ТА СУЧАСНИХ МЕТОДІВ СИНТЕЗУ
АВТОМАТИЗОВАНИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ**

Розглянуто передумови виникнення та особливості сучасних підходів щодо синтезу автоматизованих електромеханічних систем. Встановлено, що сучасний етап розвитку автоматизованих електромеханічних систем характеризується постановкою складних задач керування. Деякі із сучасних задач керування повинні розв'язуватись за умов неточної або неповної інформації про об'єкт. Виконано критичний аналіз і класифікацію традиційних та сучасних методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем та зроблено відповідні висновки.

Ключові слова: синтез, автоматизована електромеханічна система, регулятор, штучний інтелект, нейронна мережа, нечітка логіка.

А. И. ШЕРЕМЕТ**АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР ТРАДИЦИОННЫХ И СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ СИНТЕЗА
АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ**

Рассмотрены предпосылки возникновения и особенности современных подходов к синтезу автоматизированных электромеханических систем. Установлено, что современный этап развития автоматизированных электромеханических систем характеризуется постановкой сложных задач управления. Некоторые из современных задач управления должны решаться в условиях неточной или неполной информации об объекте. Выполнен критический анализ и классификация традиционных и современных методов синтеза автоматизированных электромеханических систем и сделаны соответствующие выводы.

Ключевые слова: синтез, автоматизированная электромеханическая система, регулятор, искусственный интеллект, нейронная сеть, нечёткая логика.

О. I. SHEREMET**ANALYTICAL REVIEW OF TRADITIONAL AND MODERN METHODS OF
AUTOMATED ELECTROMECHANICAL SYSTEMS SYNTHESIS**

The preconditions of occurrence and features of modern approaches to the synthesis of automated electromechanical systems are considered. It is established that the present stage of development of automated electromechanical systems is characterized by the formulation of complex control problems. Some of the modern control problems should be solved in the face of inaccurate or incomplete information about the object. The critical analysis and classification of traditional and modern methods of synthesis of automated electromechanical systems was carried out. In order to solve common problems of electric drive management, which often arise in engineering practice, universal methods of synthesis are used, which means binding to standard forms of characteristic polynomials. A more convenient and illustrative option to provide the system of desired properties in static and dynamic regimes is the task of the desired transitive function, which is not selected by the designer from a certain list of standard forms at the stage of synthesis of regulators of the automated electromechanical system, and is given solely on the basis of on technological requirements and possibilities of technical realization on this type of equipment. Such a transition function may change in the process of functioning of a machine, mechanism or technological complex, quantitatively and qualitatively providing new properties to an automated electromechanical system. The discrete time equalizer method has considerable prospects in this sense.

Keywords: synthesis, automated electromechanical system, regulator, artificial intelligence, neural network, fuzzy logic.

Вступ. Історично склалося так, що більшість методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем теоретично сформувалися та отримали подальший розвиток у другій половині ХХ сторіччя. Обчислювальні можливості комп'ютерної техніки в той час були у сотні тисяч разів нижчими, ніж зараз. У відповідності до закону Мура швидкодія мікропроцесорів за останні 30 років зросла у 3500 разів, а модифікації архітектури призвели до збільшення продуктивності у 50 разів. Крім того, особливо актуальною є ідея виконання багатопотокових процесів, що реалізуються шляхом розпаралелення обчислень та операцій вводу-виводу. Цьому сприяє розвиток багатоядерних процесорних архітектур та технологій, що реалізують віртуальну багатоядерність.

Саме завдяки багатопроцесорності та багатоядерності кожного процесора сучасні суперкомп'ютери є надпотужними та мають здатність виконувати десятки квадрильйонів операцій з плаваючою точкою на секунду. Звісно, що такі обчислювальні потужності не потрібні для більшості автоматизованих електромеханічних систем, але й сучасні промислові комп'ютери та мікроконтролери зазнали суттєвих змін і пропонують користувачеві принципово нові можливості для програмної реалізації алгоритмів керування. Завдяки бурхливому розвитку комп'ютерної техніки та вдосконаленню програмних засобів на початку 80-х років ХХ сторіччя, у різних областях науки та техніки починають використовуватись системи керування з ознаками штучного інтелекту.

Метою роботи є виконання критичного аналізу традиційних та сучасних методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем, а також здійснення їх умовної класифікації за призначенням.

Критичний аналіз традиційних методів синтезу. Методи синтезу електромеханічних систем не виникали з нічого. Кожен з них ґрунтується на технічних вимогах щодо експлуатації об'єктів керування, залежить від рівня автоматизації технологічних процесів, обмежується можливостями силових перетворювачів та електричних двигунів. Деякі з традиційних методів синтезу вочевидь розроблялися з розрахунку на зна-

чно нижчий рівень розвитку комп'ютерів та силової електроніки, для окремих у минулому були сформовані засадничі аспекти, а повноцінної реалізації вони здобули вже у сучасності. Так чи інакше, будь-який з методів синтезу вирішує поставлені перед ним задачі та має як позитивні сторони, так і негативні. Проаналізуємо переваги та недоліки наявних методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем.

Недоліки методів синтезу, що базуються на логарифмічних частотних характеристиках:

- потребують графічного побудування логарифмічних частотних характеристик як бажаної, так і вихідної системи, внаслідок чого проєктанту доводиться або користуватись спеціалізованими комп'ютерними графічними редакторами, або виконувати креслення на папері;

- низька придатність до програмної реалізації алгоритму синтезу;

- відсутність простого та наочного зв'язку між частотною характеристикою бажаної системи та її перехідною функцією;

- передбачається синтез регулятора з незмінною структурою та параметрами;

- для виконання синтезу потрібно користуватись спеціальними таблицями типових бажаних логарифмічних частотних характеристик;

- побудування логарифмічних частотних характеристик та операції над ними завжди виконуються наближено.

Загалом, синтез за частотними характеристиками є морально застарілим і в наш час не може вважатись корисним для розв'язання широкого кола практичних задач, проте частотні методи все ще застосовують для експериментального визначення реакції системи на синусоїдальні впливи різної частоти та амплітуди.

Дещо краще із сучасної позиції виглядає метод розширених частотних характеристик, що дозволяє розраховувати параметри налаштування регуляторів з різними законами регулювання для будь-якого ступеня затухання. Він є більш універсальним та наочним, проте більшість зазначених вище недоліків синтезу за частотними характеристиками йому теж притаманна.

Недоліком кореневого методу синтезу є необхідність опосередкованого пов'язання домінуючих полюсів (найбільш впливових) з бажаною формою перехідної функції. Крім того потрібно заздалегідь задавати структури регуляторів та варіювати їх параметри під час синтезу, що значно обмежує можливості проєктанта. Вже при порядку характеристичного рівняння вище третього процес синтезу значно ускладнюється. Таким чином, кореневий метод синтезу не є перспективним і вже відіграв свою історичну роль.

Логічним розвитком корневих методів став метод корневих годографів, що має наступні переваги:

- траєкторія коренів при змінненні одного з параметрів системи (кореневий годограф) легко визначається за допомогою програмних засобів, причому в більшості випадків потрібні функції вже вбудовані до спеціалізованих програмних пакетів (наприклад, функція `rlocusplot` зі складу MATLAB);

- дозволяє одержувати необхідну інформацію про стійкість та динамічні показники системи;

- надає можливість визначення того, яким чином потрібно варіювати змінюваний параметр системи, коли положення коренів характеристичного рівняння не задовольняють висунутим технічним вимогам.

Проте, попри всі свої позитивні риси, метод кореневого годографа має й суттєві недоліки:

- обмеженість кількості параметрів, які можна варіювати при синтезі: зазвичай можна змінювати один-два параметри, при більшій кількості параметрів задача стає багатовимірною та значно ускладнюється;

- можливість використання лише для лінійних систем;

- в більшості випадків доступність до варіації лише коефіцієнта підсилення регулятора, структура якого передбачається відомою проєктанту та не може бути визначеною у результаті синтезу.

В цілому, метод кореневого годографа не має претензій на універсальність та гнучкість. В більшості випадків він є придатним лише для налаштування одного-двох параметрів регулятора із заздалегідь відомою структурою, тому в інженерній практиці виконує лише допоміжні функції.

Безумовною перевагою методу стандартних коефіцієнтів є його простота: він не потребує ні складних розрахунків, ні графічних побудов. Потрібні параметри регуляторів знаходяться шляхом прирівнювання коефіцієнтів при відповідних степенях операторів Лапласа наявної та еталонної передатних функцій, що породжує наступні недоліки:

- відсутність універсальності: пошук розв'язків задачі синтезу ведеться лише серед так званих «еталонних» передатних функцій, множина яких може й не мати потрібного екземпляра;

- неможливість у деяких випадках розв'язати систему рівнянь, за допомогою якої визначають шукані параметри регуляторів;

- обмеженість можливостей структурного синтезу;

- придатність до використання лише у лінійних електромеханічних системах.

Вдосконаленим варіантом методу стандартних коефіцієнтів є метод стандартних характеристичних поліномів або стандартних форм. Цей метод широко використовується для синтезу регуляторів у системах з підпорядкованим регулюванням координат та у системах з модальним керуванням.

Зазвичай системи з підпорядкованим регулюванням координат синтезуються згідно з розподілом коренів характеристичного рівняння за модульним або симетричним оптимумом. Масове застосування систем підпорядкованого регулювання координат у інженерній практиці обумовлене наступними перевагами:

- простота налаштування регуляторів на деякий оптимум;

- незалежність в обмеженні кожної з регульованих координат;

- можливості використання уніфікованих пристроїв керування.

Негативним фактором при використанні систем з підпорядкованим регулюванням координат є зниження швидкодії системи з причини послідовної передачі керуючого впливу через контури, а не одразу на об'єкт керування.

Коли автоматизована електромеханічна система описується у просторі станів, то виникає можливість розташувати її полюси потрібним чином, створивши лінійні зворотні зв'язки за вектором станів або так званий «регулятор станів» [1]. Саме регулятори станів стали основою для створення систем модального керування зі спостерігачами, що використовуються для оцінювання координат, вимірювання яких є складним або взагалі неможливим [2].

Одним з підходів, орієнтованих на синтез регуляторів станів є метод розташування полюсів для замкнених систем автоматичного керування з повним зворотним зв'язком за станами, заснований на використанні формули Аккермана [3]. Цей метод дозволяє визначити матрицю коефіцієнтів зворотних зв'язків, виходячи з математичного опису системи автоматичного керування у просторі станів та бажаного розташування коренів характеристичного рівняння. Теоретично такий підхід дозволяє нескінченно збільшити швидкодію системи без погіршення показників якості, проте на практиці швидкодія обмежується максимально допустимими значеннями коефіцієнтів зворотних зв'язків за станами. Крім того, всі координати вектора станів при такому підході повинні бути доступними для вимірювання.

Безумовно, модальне керування електромеханічними системами має свої переваги:

- синтезована система з модальним керуванням не потребує перевірки на стійкість;
- немає необхідності в додатковому застосуванні якихось коректуючих пристроїв, оскільки показники якості визначаються використаним під час синтезу бажаним стандартним характеристичним поліномом;
- введення безінерційних зворотних зв'язків не підвищує порядку об'єкта керування.

В якості недоліків систем з модальним керуванням можна зазначити наступні:

- існує можливість отримання у результаті синтезу системи з високою параметричною чутливістю;
- відсутність структурних можливостей щодо обмеження змінних стану у деякому діапазоні;
- складніше, ніж у системах з підпорядкованим регулюванням, виконується налаштування та діагностика;
- при наявності у складі об'єкта керування суттєвих нелінійностей можливо синтезувати модальний регулятор лише за умови їх лінеаризації у деякому діапазоні значень.

Відносно методів синтезу, які використовуються для створення оптимальних автоматизованих електромеханічних систем, можна зазначити, що більшість з них так чи інакше базується на класичних оптимізаційних алгоритмах: варіаційному обчисленні, принципі максимуму Л. С. Понтрягіна, динамічному програмуванні Р. Беллмана, аналітичному конструюванні

регуляторів. При цьому одержуваний регулятор частіше за все описується рівняннями у просторі станів.

Доволі складно порівнювати позитивні та негативні сторони методів синтезу оптимальних регуляторів, оскільки вони мають різномірну направленість і залежать від особливостей електромеханічних об'єктів, проте можна стверджувати, що їм узагальнено притаманні наступні особливості:

- складність процесу синтезу, відсутність наочності деяких стверджень, проблеми фізичної реалізації оптимальних регуляторів;
- відсутність універсальних підходів щодо синтезу;
- виконання радше доповнюючої оптимальної функції керування, ніж основної, визначеної вимогами до технологічного процесу.

Сучасні перспективні підходи щодо синтезу автоматизованих електромеханічних систем. Сучасний етап розвитку автоматизованих електромеханічних систем характеризується постановкою складних задач керування, при цьому деякі з них повинні розв'язуватись за умов неточної або неповної інформації про об'єкт керування. Як правило, такі системи включають до свого складу об'єкт керування у вигляді незмінної частини та регулятор або коректуючий пристрій, що реалізується програмно та має можливість динамічно змінювати свою структуру та параметри в залежності від технологічних вимог.

Першою теоретичною засадою, на яку спиралися системи керування з ознаками штучного інтелекту, стали роботи Л. А. Заде, який у 1965 році запропонував теорію нечітких множин [4]. Створені на базі цієї теорії концепції представлення інформації суттєво розширили можливості алгоритмів, що реалізуються програмним шляхом. Одна з таких концепцій знаходить відображення у нечіткому керуванні або фазі-керуванні.

Фазі-регулятори дозволяють реалізовувати як лінійні, так і нелінійні залежності сигналів керування від множини вхідних сигналів. В окремих публікаціях стверджується, що нечітка логіка дозволяє забезпечити більшу робастність систем автоматичного керування, ніж традиційне керування, проте ніяких спеціальних досліджень цього питання не виконувалося [5]. Фактично, ступінь робастності системи буде залежати від тих фазі-правил, які були закладені в нечіткому регуляторі під час його проектування.

Стосовно електромеханічних систем розрізняють нижній та верхній рівні фазі-керування. На нижньому рівні фазі-керування виконується безпосередньо електроприводом та може бути як основним, так і допоміжним засобом керування, що покращує роботу регуляторів, синтезованих одним з традиційних методів синтезу. На верхньому рівні фазі-регулятор виконує керування технологічним процесом, впливаючи на взаємозв'язану систему електроприводів.

Фазі-регулятори використовують для створення адаптивних робастних електромеханічних систем [6], оптимальних електроприводів [7], нелінійних та багатомасових систем, що містять обмеження регулюва-

них координат [8].

Окремі можливості для синтезу систем керування з ознаками штучного інтелекту надають сучасним дослідникам нейронні мережі, які являють собою обчислювальні структури, що будуються за нейробіологічними принципами.

У сучасному розумінні під штучною нейронною мережею розуміють певним чином поєднану сукупність нейронів, що взаємодіє із зовнішнім середовищем та реалізується програмним шляхом. Кожен з нейронів, що входить до складу мережі, утворює з іншими нейронами так звані синаптичні зв'язки, які можуть підсилювати сигнал керування чи навпаки – зменшувати.

Перед використанням будь-якої штучної нейронної мережі у робочому режимі потрібно виконати її навчання. Завдяки можливості навчання, штучні нейронні мережі мають здатність адаптуватись до змінних умов зовнішнього середовища.

Широкого розповсюдження для навчання нейронних мереж набув алгоритм зворотного поширення помилки, який за своєю сутністю є локальною оптимізаційною процедурою, внаслідок чого у складних завданнях навчання буде тривалим або взагалі може не відбутись.

Останнім часом дослідники пов'язують майбутнє штучних нейронних мереж з генетичним алгоритмом навчання, який є методом глобальної оптимізації та виконує послідовний підбір, комбінування та варіювання невідомих параметрів, забезпечуючи адаптаційні змінення за механізмами, подібними до біологічної еволюції [9].

Нейронні мережі використовують для усунення фрикційних автоколивань у одномасових та двомасових електромеханічних системах з нелінійним навантаженням або від'ємним в'язким тертям [10, 11], для параметричної ідентифікації об'єктів керування [12, 13] та виконання оптимального налаштування поліноміальних регуляторів [14].

Якщо фазі-регулятор розглядати як систему паралельних обчислень, то її можна представити у вигляді нейронної мережі, кожен вузол якої виконує специфічну операцію нечіткої обробки інформації. В цьому разі для налаштування фазі-регулятора можна використовувати стандартні методи навчання штучних нейронних мереж, а одержувані в результаті такого підходу обчислювальні структури прийнято називати гібридними нейронними мережами [15, 16].

Окрім розвитку методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем з ознаками штучного інтелекту, продовжують розвиватись й інші напрямки, які орієнтовані на забезпечення потрібних показників якості керування при нечутливості до зовнішніх збурень та параметричних змінень у об'єкті керування.

В цьому сенсі перспективним напрямком залишається розривне нелінійне керування [17]. Першими електромеханічними системами з розривним керуванням стали релейні системи, які передбачають використання двопозиційних регуляторів («увімкнено/вимкнено»). Особливості синтезу релейних регуляторів

для автоматизованих електромеханічних систем, у тому числі оптимальних, ілюструють роботи [18–20].

Зазвичай синтез систем з розривним керуванням зводиться до побудування поверхонь перемикання у фазовому просторі, на яких функції керування мають розриви [21]. На поверхнях перемикання при деяких параметричних співвідношеннях виникають ковзні режими. В таких режимах перемикання між структурами регуляторів виконується теоретично з нескінченно великою частотою, яка практично обмежується можливостями перетворювальної техніки та апаратної реалізації алгоритму керування. У ковзному режимі утворюється своєрідна динамічна рівновага: точка, що відображає параметри системи у фазовому просторі, при попаданні на поверхню розриву вже не може з неї зійти, оскільки всі фазові траєкторії так чи інакше ведуть до цієї поверхні. Ковзні режими можуть виникати як у релейних системах, так і у системах зі змінною структурою.

Можливостям практичного застосування ковзних режимів керування у електромеханічних системах в значній мірі сприяли успіхи у розвитку силових електроніки, що знайшли початок наприкінці ХХ сторіччя та продовжуються до сьогодення. Перш за все, завдяки покращенню параметрів потужних польових транзисторів (MOSFET) та транзисторів з ізольованим затвором (IGBT) з'явилися сучасні високочастотні силові перетворювачі, які є основою для реалізації автоматизованих електромеханічних систем з розривним керуванням.

Впродовж останніх двох-трьох десятиріч зусилля багатьох дослідників сконцентровані на оптимальному та багатовимірному релейному керуванні, яке також називають керуванням у ковзних режимах або розривним керуванням [22]. У англійській літературі релейне керування називають «bang-bang control», «on-off control» або «hysteresis control» [23]. Деяка невизначеність у термінології вказує на інтенсивний розвиток цього напрямку та відсутність єдиного канонічного підходу до синтезу електромеханічних систем з регуляторами, що забезпечують ковзні режими роботи.

Доцільність використання сучасних методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем. Синтез автоматизованих електромеханічних систем з фазі-регуляторами або штучними нейронними мережами є доцільним у випадку наявності суттєво неточної або неповної інформації про об'єкт керування. Коли ж формальний опис об'єкта керування не становить проблеми, то при побудованні регулятора в більшості випадків краще користуватись детермінованими алгоритмами, враховуючи наступні факти:

- суперечливість правил, за якими працює фазі-регулятор, оскільки вони формуються експертним шляхом, що вносить деякий суб'єктивізм в алгоритм керування;

- цілкова залежність алгоритмів роботи штучних нейронних мереж від якості виконання навчання: від об'єму та характеру наповнення бази знань, кількості епох навчання, похибки навчання тощо.

Системи з розривним керуванням описуються диференціальними рівняннями із розривами функцій у правих частинах, внаслідок чого утворююча точка, що характеризує миттєві значення координат, буде рухатись за частинами фазових траєкторій, а при певному співвідношенні параметрів цей рух відбувається у ковзному режимі. Такий математичний сенс якнайкраще підходить для побудовання оптимальних систем за швидкістю та точністю. Внаслідок діючих обмежень, навіть класичні підходи щодо синтезу оптимальних систем дають кусково-монотонні керуючі функції, тому природніше одразу використовувати алгоритми, орієнтовані на дискретний характер керуючих впливів.

Безумовно, автоматизовані електромеханічні системи з розривним керуванням, а зокрема системи з релейними регуляторами, що працюють у ковзних режимах, мають великий потенціал щодо реалізації оптимальних законів керування. Проте їм бракує універсальності та гнучкості у розв'язанні тривіальних задач керування електроприводами. З цієї причини в інженерній практиці найчастіше користуються системами з підпорядкованим регулюванням або системами з модальним керуванням (у тому числі зі спостережачими станів), які ґрунтуються на теорії стандартних характеристичних поліномів.

Умовна класифікація методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем. Не дивлячись на велику кількість різноманітних методів синтезу регуляторів для керування автоматизованими електромеханічними системами, можна умовно виділити п'ять груп методів за призначенням (за такою логікою окремі методи можна віднести одразу до двох груп):

1. Неактуальні методи синтезу, які мали практичний сенс у минулому, проте, в більшості випадків, дали підґрунтя для розвитку сучасних підходів щодо створення регуляторів;

2. Вузькоспеціалізовані методи синтезу, направлені на створення автоматизованих електромеханічних систем, нечутливих до параметричних збурень, багатоканальних прецизійних систем, взаємозв'язаних електроприводів тощо;

3. Методи синтезу для систем з об'єктом керування, формалізація якого ускладнюється відсутністю всієї необхідної інформації про нього або наявністю лише спотворених даних;

4. Методи синтезу, призначені для забезпечення найкращих показників якості керування, у деякому сенсі – методи синтезу оптимальних систем, найбільш перспективними серед яких є ті, що забезпечують розривні закони змінення керуючої дії;

5. Універсальні методи синтезу, широко використовувані в інженерній практиці для розв'язання найбільш загальних задач керування електроприводами.

Звісно, що в даному випадку термін «універсальний метод синтезу» використовується лише в умовному значенні для відокремлення найбільш поширених автоматизованих електромеханічних систем, синтез та налаштування регуляторів яких виконується за стандартними характеристичними поліномами.

Висновки. Виходячи із зазначеного вище, можна зробити висновок, що для розв'язання загальних задач керування електроприводами, які найчастіше постають у інженерній практиці, використовуються універсальні методи синтезу, а це означає прив'язку до стандартних форм характеристичних поліномів. Стандартні поліноми дозволяють досить грубо задавати потрібні динамічні властивості системи: при різних способах розташування полюсів можна одержати майже ідентичні перехідні процеси.

В загальному випадку, під час синтезу системи автоматичного керування на базі стандартного характеристичного полінома динамічні властивості системи визначаються його коефіцієнтами, які не змінюються в процесі функціонування. Стандартні поліноми не можуть врахувати динамічні особливості реальних систем автоматичного керування, оскільки їх поведінка є заздалегідь заданою розподілом полюсів, тобто коефіцієнтами полінома.

Більш зручним та наочним варіантом надання системи бажаних властивостей у статичних та динамічних режимах (при відмові від використання стандартних характеристичних поліномів) є завдання бажаної перехідної функції, яка не обирається проектантом з деякого переліку стандартних форм на етапі синтезу регуляторів автоматизованої електромеханічної системи, а задається виключно виходячи з технологічних вимог і можливостей технічної реалізації на даному типі обладнання. Така перехідна функція може змінюватись у процесі функціонування машини, механізму або технологічного комплексу, кількісно та якісно надаючи нових властивостей автоматизованій електромеханічній системі. Значні перспективи в цьому сенсі має метод дискретного часового еквалайзера [24].

Список літератури

1. Дорф Р., Бишоп Р. *Современные системы управления*. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. 832 с.
2. Толочко О. І., Чекавський Г. С., Бухта Н. О. та ін. Варіант спостережача потокозчеплення для систем векторного керування асинхронним електроприводом. *Наукові праці Донецького національного технічного університету. Сер.: Електротехніка і енергетика*. Донецьк: ДонНТУ, 2007, вип. 7 (128). С. 14–18.
3. Шеремет О. І. Синтез систем автоматичного керування розташуванням полюсів та компенсацією нулів передаточної функції *Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету. Технічні науки*. Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2007, Тематичний вип. С. 458–459.
4. Zadeh L. A. Fuzzy sets, *Information and Control*. 1965. №8. pp. 338–353.
5. Jager R. J., Krugsnian A. J., Verbruggen H. B. et al. *Direct real-time control using knowledge-based techniques*. SCS, 1990. pp. 61–65.
6. Ha Q. P., Negnevitsky M. A robust modal controller with fuzzy tuning for multi-mass electromechanical systems. *Proceedings of the Australian and New Zealand Conference on Intelligent Information Systems*, 1995. pp. 214–219.
7. Банев Е. Ф. Моделирование энергосберегающего электропривода эскалатора метрополитена с фаззи-управлением. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Сер.: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика*. Кременчук: КрНУ, 2012, вип. 3/2012 (19). С. 533–536.
8. Усольцев А. А., Смирнов Н. А. Нечеткий регулятор в системе управления следящим электроприводом с ограничением по скорости. *Вестник Ивановского государственного энергетического университета*. Иваново: ИГЭУ, 2011. – вып. 3. С. 27–32.
9. Haupt R. L., Haupt S. E. *Practical genetic algorithms*. New York: Wiley-Interscience, 2004. 272 p.

10. Клепиков В. Б., Махотило К. В., Обруч И. В. и др. Нейросетевая система управления электромеханической системой с отрицательным вязким трением. *Вісник Харківського державного політехнічного університету. Сер.: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика*. Харків: ХДПУ, 1998, Спеціальний вип. С. 378–380.
11. Клепиков В. Б., Асмолова Л. В., Обруч И. В. Влияние параметров электромеханической системы с нейрорегулированием, предотвращающим срывные фрикционные автоколебания, на ее динамические показатели. *Електромашинобудування та електрообладнання. Сер.: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика*. Київ: Техніка, 2006, вип. 66. С. 374–377.
12. Андриенко П. Д., Орловский И. А., Метельский В. П. Синтез базовой математической модели в виде модифицированной рекуррентной нейронной сети электромеханической системы с не полностью известной структурой. *Електротехніка та електроенергетика*. Запорожье: ЗНТУ, 2011, №1. С. 50–55.
13. Анисимов А. А., Горячев М. Н. Идентификация электромеханических систем с использованием искусственной нейронной сети. *Вестник Ивановского государственного энергетического университета*. Иваново: ИГЭУ, 2008, вып. 3. С. 55–58.
14. Анисимов А. А., Анисимов А. А., Тарарыкин С. В. Методы параметрической оптимизации полиномиальных регуляторов электромеханических систем. *Електричество*. 2008, № 3. С. 52–58.
15. Клепиков В. Б., Палис Ф., Цепковский Ю. А. Гибридные нейронные сети в управлении нелинейными электромеханическими системами. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. Сер.: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Харків: НТУ «ХПИ», 2003, № 10, Т. 1. С. 29–33.
16. Цепковский Ю. А., Палис Ф. Синтез скользящего нейро-фаззи регулятора для управления магнитным подвесом. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. Сер.: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Харків: НТУ «ХПИ», 2005, № 45. С. 493–497.
17. Мещанов А. С. Методы построения разрывных управлений и поверхностей переключения в многомерных системах. *Известие вузов. Авиационная техника*. Казань: КГТУ-КАИ им. А.Н. Туполева, 1981, № 2. С. 39–44.
18. Зеленов А. Б. Релейная система векторного керування асинхронним двигуном за ротором з можливістю регулювання реактивної енергії. *Електроінформ*. Львів: ЕКОінформ, 2006, № 4. С. 20–22.
19. Зеленов А. Б., Шевченко І. С., Морозов А. І. Синтез алгоритмів релейних керувань електроприводами механізмів з випадковим характером навантаження. *Електроінформ*. Львів: ЕКОінформ, 2007, № 2. С. 9–11.
20. Садовой А. В., Дереза А. Л. Параметрический синтез релейной системы подчиненного регулирования скорости электропривода с упругой связью. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету*. Кременчук: КДПУ, 2008, вип. 3/2008 (50), ч. 1. С. 83–87.
21. Фалдин Н. В., Руднев С. А. Синтез релейных систем методом фазового годографа. *Известие Вузов. Приборостроение*. Санкт-Петербург: Университет ИТМО, 1982, № 7. С. 32–36.
22. Рывкин С. Е., Изосимов Д. Б., Байда С. В. Регуляризация переключений компонент многомерного разрывного управления в реальном скользящем режиме. *Проблемы управления*. Москва: ООО «Сенсидат-Плюс», 2006, №1. С. 54–60.
23. Osmolovskii N. P., Maurer H. *Applications to regular and bang-bang control: second-order necessary and sufficient optimality conditions in calculus of variations and optimal control (advances in design and control)*. Philadelphia: Society for industrial and applied mathematics, 2012. 400 p.
24. Шеремет О. І., Садовой О. В., Сохіна Ю. В. Поняття дискретного часового еквайзера. *Сборник научных трудов Донбасского государственного технического университета*. Алчевск: ДонГТУ, 2014, вып. 1(42). С. 147–151.

References (transliterated)

1. Dorf R., Bishop R. *Sovremennye sistemy upravleniya* [Modern control systems]. Moscow: Laboratoriya Bazovykh Znaniy, 2002. 832 p.
2. Tolochko O. I., Chekavskiy H. S., Bukhta N. O. et al. Variant sposterihacha potokozheplennya dlya system vektornoho keruvannya asynkhronnym elektropryvodom [Option of the observer of the flow coupling for the systems of vector control asynchronous electric drive]. *Naukovi pratsi Donetskoho natsionalnoho tekhnichnoho universytetu. Ser.: Elektrotehnika i enerhetyka* [Scientific works of Donetsk National Technical University. Series: Electrical engineering and power engineering]. Donetsk: DonNTU, 2007, issue 7 (128). pp. 14–18.
3. Sheremet O. I. Syntez system avtomatychnoho keruvannya roz-tashuvannam polyusiv ta kompensatsiyeyu nuliv peredatochnoyi funktsiyi [Synthesis of systems for automatic control of the position of the poles and compensation of zeros of the transfer function]. *Zbirnyk naukovykh prats' Dniprodzerzhynskoho derzhavnoho tekhnichnoho universytetu. Tekhnichni nauky* [Collection of scientific works of Dneprodzerzhinsk State Technical University. Technical sciences]. Dniprodzerzhynsk: DDTU, 2007. pp. 458–459.
4. Zadeh L. A. Fuzzy sets, *Information and Control*. 1965, №8. pp. 338–353.
5. Jager R. J., Krugsnian A. J., Verbruggen H. B. et al. Direct real-time control using knowledge-based techniques, SCS. 1990. pp. 61–65.
6. Ha Q. P., Negnevitsky M. A robust modal controller with fuzzy tuning for multi-mass electromechanical systems. *Proceedings of the Australian and New Zealand Conference on Intelligent Information Systems*, 1995. pp. 214–219.
7. Banev E. F. Modelirovanie energosberegayushchego elektropivoda eskalatora metropolitena s fazzi-upravleniem [Simulation of energy-saving electric drive for metro escalator with fuzzy-control]. *Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy. Ser.: Problemy avtomatyzovanoho elektropivoda. Teoriya i praktyka* [Electromechanical and energy saving systems. Series: Problems of automated electrodrives. Theory and practice]. Kremenichuk: KmU, 2012, issue 3/2012 (19). pp. 533–536.
8. Usol'tsev A. A., Smirnov N. A. Nechetkiy regulyator v sisteme upravleniya sledyashchim elektropivodom s ogranicheniem po skorsti [Fuzzy controller in the control system of the tracking drive with speed limit]. *Vestnik Ivanovskogo gosudarstvennogo energeticheskogo universiteta* [Bulletin of Ivanovo State Power Engineering University]. Ivanovo: IGEU, 2011, issue 3. pp. 27–32.
9. Haupt R. L., Haupt S. E. *Practical genetic algorithms*. New York: Wiley-Interscience, 2004. 272 p.
10. Klepikov V. B., Mahotilo K. V., Obruch I. V. et al. Nejrosetevaya sistema upravleniya elektromekhanicheskoy sistemoj s otricatel'nyim vyazkim treniem. [Neural network control system of negative viscous friction electromechanical system]. *Visnyk Kharkivskoho derzhavnoho politekhnichnoho unyversytetu. Ser.: Problemy avtomatyzovanoho elektropivoda. Teoriia i praktyka* [Bulletin of Kharkiv State Polytechnic University. Series: Problems of automated electrodrives. Theory and practice]. Kharkiv: KhDPU, 1998. pp. 378–380.
11. Klepikov V. B., Asmolova L. V., Obruch I. V. Vliyanie parametrov elektromekhanicheskoy sistemy s neyroupravleniem, predotvrashchayushchim sryvnye friktsionnye avtokolebaniya, na ee dinamicheskie pokazateli [Influence of the parameters of an electromechanical system with neuromanagement, preventing shear frictional self-oscillations, on its dynamic performance]. *Elektromashynobuduvannya ta elektroobladnannya. Ser.: Problemy avtomatyzovanoho elektropivoda. Teoriia i praktyka* [Electrical engineering and electrical equipment. Series: Problems of automated electric drive. Theory and practice]. Kyiv: Tekhnika, 2006, issue 66. pp. 374–377.
12. Andrienko P. D., Orlovskiy I. A., Metel'skiy V. P. Sintez bazovoy matematicheskoy modeli v vide modifitsirovannoy rekurrentnoy neyronnoy seti elektromekhanicheskoy sistemy s ne polnost'yu izvestnoy strukturoj [Synthesis of a basic mathematical model in the form of a modified recurrent neural network of an electromechanical system with a not completely known structure]. *Elektrotehnika ta elektroenerhetyka* [Electrical engineering and power engineering]. Zaporozhye: ZNTU, 2011, № 1. pp. 50–55.

13. Anisimov A. A., Goryachev M. N. Identifikatsiya elektromekhanicheskikh sistem s ispol'zovaniem iskusstvennoy neyronnoy seti [Identification of electromechanical systems using an artificial neural network]. *Vestnik Ivanovskogo gosudarstvennogo energeticheskogo universiteta* [Bulletin of Ivanovo State Power Engineering University]. Ivanovo: IGEU, 2008, issue 3. pp. 55–58.
14. Anisimov A. A., Tararykin S. V. Metody parametricheskoy optimizatsii polinomial'nykh regulyatorov elektromekhanicheskikh sistem [Parametric optimization methods for polynomial regulators of electromechanical systems]. *Elektrichestvo* [Electricity]. 2008, № 3. pp. 52–58.
15. Klepikov V. B., Palis F., Tsepkovskiy Yu. A. Gibrindnye neyronnye seti v upravlenii nelineynymi elektromekhanicheskimi sistemami [Hybrid neural networks in the management of nonlinear electromechanical systems]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu "Kharkivskiy politekhnichnyi instytut". Ser.: Problemy avtomatyzovanoho elektroprivoda. Teoriia i praktyka* [Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: Problems of automated electrodrives. Theory and practice]. Kharkiv: NTU "KhPI", 2003, № 10, vol. 1. pp. 29–33.
16. Tsepkovskiy Yu. A., Palis F. Sintez skol'zyashchego neyro-fazzi regulatora dlya upravleniya magnitnym podvesom [Synthesis of a sliding neuro-fuzzy regulator to control the magnetic suspension]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu "Kharkivskiy politekhnichnyi instytut". Ser.: Problemy avtomatyzovanoho elektroprivoda. Teoriia i praktyka* [Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: Problems of automated electrodrives. Theory and practice]. Kharkiv: NTU "KhPI", 2005, № 45. pp. 493–497.
17. Meshchanov A. S. Metody postroeniya razryvnykh upravleniy i poverkhnostey pereklyucheniya v mnogomernykh sistemakh [Methods for constructing discontinuous controls and switching surfaces in multidimensional systems]. *Izvestie vuzov. Aviacionnaya tekhnika* [News of universities. Aviation technology]. Kazan: KGTU-KAI im. A.N. Tupoleva, 1981, № 2. pp. 39–44.
18. Zelenov A. B. Releyna sistema vektornoho keruvannya asynkronnym dyuhunom za rotorom z mozhlyvystyu rehulyuvannya reaktivnoyi enerhiyi [Relay system of vector control of an asynchronous motor behind a rotor with the ability to regulate reactive energy]. *Elektroinform* [Electroinform]. Lviv: EKOinform, 2006, № 4. pp. 20–22.
19. Zelenov A. B., Shevchenko I. S., Morozov A. I. Syntez alhorytmiv releynykh keruvan' elektroprivodamy mekhanizmiv z vypadkovym kharakterom navantazheniya [Synthesis of algorithms of relay control of electric drives of mechanisms with random loading]. *Elektroinform* [Electroinform]. Lviv: EKOinform, 2007, № 2. pp. 9–11.
20. Sadovoy A. V., Derets A. L. Parametricheskyy sintez releynoy sistemy podchinennoho regulirovaniya skorosti elektroprivoda s uprugoy svyaz'yu [Parametric synthesis of the relay system of the subordinate speed control of the electric drive with elastic coupling]. *Visnyk Kremenchuts'koho derzhavnoho politekhnichnoho universytetu* [Bulletin of Kremenchuk Mykhaylo Ostrogradskiy State Polytechnic University]. Kremenchuk: KDP, 2008, issue 3/2008 (50), vol. 1. pp. 83–87.
21. Faldin N. V., Rudnev S. A. Sintez releynykh sistem metodom fazovogo godografa [Synthesis of relay systems by the phase hodograph method]. *Izvestie Vuzov. Priborostroenie* [News of universities. Instrument making]. Saint Petersburg: University ITMO, 1982, № 7. pp. 32–36.
22. Ryvkin S. E., Izosimov D. B., Bayda S. V. Regularizatsiya pereklyucheniya komponent mnogomernogo razryvnogo upravleniya v real'nom skol'zyashchem rezhime [Regularization of switching of components of multidimensional discontinuous control in real sliding mode]. *Problemy upravleniya* [Control sciences]. Moscow: Sentsidat Plus Ltd, 2006, № 1. pp. 54–60.
23. Osmolovskii N. P., Maurer H. *Applications to regular and bang-bang control: second-order necessary and sufficient optimality conditions in calculus of variations and optimal control (advances in design and control)*. Philadelphia: Society for industrial and applied mathematics, 2012. 400 p.
24. Sheremet O. I., Sadovoy O. V., Sokhina Yu. V. Ponyattya diskretnoho chasovoho ekvalayzera [Concept of discrete time equalizer]. *Sbornik nauchnykh trudov Donbasskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of scientific works of Donbas State Technical University]. Alchevsk: DonGTU, 2014, issue 1(42). pp. 147–151.

Надійшла 30.04.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Шеремет Олексій Іванович (Шеремет Алексей Иванович, Sheremet Oleksii Ivanovych) – доктор технічних наук, доцент, Донбаська державна машинобудівна академія, завідувач кафедри електромеханічних систем автоматизації; м. Краматорськ, Україна; e-mail: sheremet-oleksii@ukr.net

А. Л. ДЕРЕЦЬ, А. В. САДОВОЙ

КОРРЕКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ РЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА, СИНТЕЗИРОВАННЫХ МЕТОДОМ N-I ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ

Методом $N-i$ переключений осуществлён синтез параметров каскада релейных регуляторов при варьировании расчётной амплитуды управляющего воздействия. Выполнено исследование переходных процессов систем третьего порядка для случаев управления нейтрально-устойчивым объектом и позиционным электроприводом. Анализ семейств переходных функций позволил выявить устойчивую зависимость времени регулирования от расчётной амплитуды управления. Экстремальный характер такой зависимости позволил обосновать методику коррекции параметров, обеспечивающую приближение быстродействия системы к оптимальному.

Ключевые слова: метод $N-i$ переключений, релейный регулятор, скользящий режим, позиционный электропривод, оптимизация по быстродействию.

О. Л. ДЕРЕЦЬ, О. В. САДОВОЙ

КОРЕКЦІЯ ПАРАМЕТРІВ КВАЗІОПТИМАЛЬНИХ ЗА ШВИДКОДІЄЮ РЕЛЕЙНИХ СИСТЕМ ТРЕТЬОГО ПОРЯДКУ, СИНТЕЗОВАНИХ МЕТОДОМ N-I ПЕРЕМІКАНЬ

Методом $N-i$ перемикач здійснений синтез параметрів каскаду релейних регуляторів при варіюванні розрахункової амплітуди керуючого впливу. Виконано дослідження перехідних процесів систем третього порядку для випадків управління нейтрально-стійким об'єктом і позиційним електроприводом. Аналіз сімейств перехідних функцій дозволив виявити стійку залежність часу регулювання від розрахункової амплітуди управління. Екстремальний характер такої залежності дозволив обґрунтувати методику корекції параметрів, що забезпечує наближення швидкодії системи до оптимального.

Ключові слова: метод $N-i$ перемикач, релейний регулятор, ковзний режим, позиційний електропривод, оптимізація за швидкодією.

O. L. DERETS, O. V. SADOVOY

PARAMETERS CORRECTION OF QUASI-OPTIMAL IN SPEED THIRD ORDER SLIDING MODE CONTROL SYSTEMS, SYNTHESIZED BY N-I SWITCHING METHOD

Electric servo drives are characterized by the restriction of intermediate coordinates in transient modes. Such restrictions are implemented by a system with cascade controllers. The $N-i$ switching method, which has a relatively simple mathematical apparatus, provides optimization for the speed of cascade sliding mode control systems. In this paper, the $N-i$ switching method was used to synthesize the parameters of the cascade of relay regulators by varying the calculated amplitude of the control action. A comparative study of transients of third-order systems for the cases of controlling a neutral-stable dynamic object and a positional electric drive has been performed. It has been established that at optimal settings of regulators, the duration of transients of the electric drive control system exceeds the optimum one, unlike systems with a neutral object. The analysis of the obtained families of transition functions allowed us to reveal a stable dependence of the regulation time on the calculated control amplitude. The extreme nature of such dependence allowed us to substantiate the method for correcting parameters, ensuring that the speed of the electric drive control system is close to optimal. The technique contains empirical elements and is relevant only in the context of the $N-i$ switching method.

Keywords: $N-i$ switching method, relay controller, sliding mode, position drive, speed optimization.

Введение. Оптимальные по быстродействию переходные траектории систем управления электроприводами в условиях ограничения канонических координат являются существенно нелинейными [1]. Сравнительно простым структурным решением, обеспечивающим реализацию таких траекторий, являются релейные системы подчинённого регулирования с линейными функциями переключения [1,2]. Наряду с предельным быстродействием, их структурными свойствами являются оптимальность по точности и низкая чувствительность к возмущающим воздействиям [2]. Параметрический синтез методом $N-i$ переключений [3] обеспечивает совместную реализацию перечисленных свойств при управлении нейтрально-устойчивым динамическим объектом, которым заменяются реальные электромеханические системы (ЭМС) с целью унификации расчётных траекторий [1,4]. Результатом идеализации объекта управления является незначительное увеличение длительности переходных процессов, что вынуждает классифицировать такие системы как квазиоптимальные. Одной из мер, влияющих на быстродействие систем, синтезированных методом $N-i$ пере-

ключений, является варьирование соотношения реальных и расчётных управляющих воздействий [1,5]. Потенциально данный методологический приём способен стать одним из эффективных способов коррекции динамических характеристик квазиоптимальных по быстродействию систем [5].

Постановка задачи. Согласно методу $N-i$ переключений для оптимального управления динамическим объектом третьего порядка

$$\left. \begin{aligned} p\varphi &= \omega \\ p\omega &= \varepsilon \\ p\varepsilon &= a \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

применяется каскад релейных регуляторов

$$\left. \begin{aligned} u_{R1} &= u_{R\varphi} = \omega^* = \omega_{\max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \varphi - K_{\varphi\omega} \cdot \omega - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R2} &= u_{R\omega} = \varepsilon^* = \varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R3} &= u_{R\varepsilon} = \varepsilon^* = a_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon) \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где $p=d/dt$ – символ дифференцирования по времени

$\varphi, \omega, \varepsilon, \alpha$ – координаты состояния, символы которых соответствуют обозначениям координат позиционного электропривода, принятым в [3–7];

$\omega_{\max}, \varepsilon_{\max}, \alpha_{\max}$ – уровни ограничения скорости, ускорения и рывка;

K – коэффициенты обратных связей;

символ $*$ – заданные значения соответствующих переменных, как входное, так и формируемые регуляторами для подчинённых им контуров.

Двойственная индексация регуляторов $R_1 = R\varphi$, $R_2 = R\omega$, $R_3 = R\varepsilon$ указывает на их положение в иерархии каскада (2) или на регулируемую величину в зависимости от контекста. В такой системе выходная величина регулятора $R\varphi$ является задающим воздействием для контура регулирования ω . В свою очередь, выходной сигнал $R\omega$ имеет смысл заданного значения координаты ε . На выходе $R\varepsilon$ формируется управляющее воздействие, прикладываемое к объекту управления (1).

Коэффициенты обратных связей в общем виде получены в статье [3]

$$K_{\varphi\omega} = \frac{\omega_{\max}}{2\varepsilon_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}}{2a_{\max}}, K_{\varphi\varepsilon} = \frac{\omega_{\max}}{4a_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}^2}{12a_{\max}^2}, K_{\varphi\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{\max}}{2a_{\max}} \quad (3)$$

Они являются функциями уровней ограничения канонических координат $\omega_{\max}, \varepsilon_{\max}, \alpha_{\max}$.

Аналитические выражения коэффициентов обратных связей оптимальных регуляторов могут быть представлены как функции постоянных времени

$$T_a = \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}}, T_\varepsilon = \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}}, T_\omega = \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}}, \quad (4)$$

после чего приобретают вид [4,6]

$$K_{\omega\varepsilon} = \frac{1}{2}T_a, K_{\varphi\omega} = \frac{1}{2}(T_a + T_\varepsilon), K_{\varphi\varepsilon} = \frac{1}{4}T_aT_\varepsilon + \frac{1}{12}T_a^2. \quad (5)$$

Рассмотрим в качестве реального объекта управления третьего порядка позиционный электропривод, описываемый системой дифференциальных уравнений

$$\left. \begin{aligned} p\varphi &= \omega = k_r \cdot \omega_m \\ p\omega &= \varepsilon = \frac{k_r \cdot c}{J} \cdot (i - i_s) \\ p\varepsilon &= a = \frac{k_r \cdot c}{J} \cdot \frac{u - R \cdot i - c \cdot \omega}{L} \end{aligned} \right\}, \quad (6)$$

где $\varphi, \omega, \varepsilon, \alpha$ – соответственно угловые положение, скорость, ускорение и рывок исполнительного вала;

u – напряжение преобразователя;

i, i_s – ток якоря и статический, соответственно;

ω_m – угловая скорость вала машины;

k_r – коэффициент редуктора;

R, L, J – сопротивление, индуктивность и момент инерции машины;

$c = k\Phi$, где k – конструктивный коэффициент, Φ – номинальный магнитный поток машины.

Параметры каскада регуляторов (2), синтезированного для управления объектом (6), определяются

на основании уровней ограничения его скорости, ускорения и рывка, а сигнал $R\varepsilon$ имеет амплитуду, равную максимально допустимому напряжению U_{\max} .

Как показано в работе [1], при превышении амплитуды управляющего воздействия над расчётным значением синтезированной методом $N-i$ переключений квазиоптимальная по быстродействию релейная система склонна к раннему вхождению в скользящий режим, а при недостаточном уровне сигнала к позднему. Вместе с тем, влияние внутренних обратных связей делает системы с реальным объектом управления (6) склонными к дотягиванию [5,7] вследствие действия внутренних обратных связей ЭМС. Задача настоящей работы состоит в разработке мер по коррекции динамических характеристик таких систем, которые основаны на учёте амплитуды сигнала управления.

Материалы исследования. Скользящий режим формируется благодаря запасу по амплитуде управляющего воздействия, которая должна превышать его номинальное значение [1,2]. Однако, в отличие от идеального объекта (1), толерантного к варьированию a_{\max} , в реальных электромеханических системах (6) предельное напряжение заложено в их конструктивных характеристиках. Следовательно, диапазон изменений U_{\max} , допустимых в экспериментальном исследовании, сравнительно невелик. Поскольку на характер переходного процесса влияет не сама амплитуда управляющего сигнала, а её соотношение с величиной, принятой при синтезе, выполним варьирование расчётной амплитуды a_{\max} . В результате определим ряд значений параметров каскада (2), задействовав которые построим семейства переходных характеристик выходной координаты $\varphi(t)$. При этом a_{\max} для объекта (1) и U_{\max} для объекта (6) в ходе экспериментов останутся неизменными.

Выполним синтез параметров каскада регуляторов (2) для объекта (1) при уровнях ограничений

$$\omega_{\max} = 100 \text{ с}^{-1}, \varepsilon_{\max} = 800 \text{ с}^{-2}, a_{\max} = 143000 \text{ с}^{-3}. \quad (7)$$

которые соответствуют параметрам электромеханической системы (1)

$$\begin{aligned} R &= 1 \text{ Ом}, c = 2 \text{ В} \cdot \text{с}, J = 0.1 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, k_r = 1, L = 0.1 \text{ Гн} \\ I_n &= 20 \text{ А}, \omega_n = 100 \text{ с}^{-1}, U_n = 220 \text{ В}, U_{\max} = 1.3 U_n. \end{aligned} \quad (8)$$

Тогда параметры оптимальных регуляторов каскада (2), определённые по формулам (5), равны

$$K_{\omega\varepsilon} = 0.007 \text{ с}, K_{\varphi\omega} = 0.069 \text{ с}, K_{\varphi\varepsilon} = 0.0004534 \text{ с}^2. \quad (9)$$

Значение максимума старшей производной из (7) является базовым: $a_{\max 0} = 143000 \text{ с}^{-3}$. Задаваясь последовательностью относительных значений максимума старшей производной $a_{\max} / a_{\max 0}$

$$1) 0.4; 2) 0.7; 3) 1.5; 4) 2.0; 5) 2.5$$

получим ряд параметров системы управления

$$1) K_{\omega\varepsilon} = 0.0017 \text{ с}, K_{\varphi\omega} = 0.080 \text{ с}, K_{\varphi\varepsilon} = 0.001194 \text{ с}^2, \quad (10)$$

$$2) K_{\omega\varepsilon} = 0.010 \text{ с}, K_{\varphi\omega} = 0.073 \text{ с}, K_{\varphi\varepsilon} = 0.00065 \text{ с}^2, \quad (11)$$

$$3) K_{\omega\varepsilon} = 0.0047 \text{ с}, K_{\varphi\omega} = 0.067 \text{ с}, K_{\varphi\varepsilon} = 0.0003 \text{ с}^2, \quad (12)$$

$$4) \quad K_{\omega\epsilon} = 0.0035 \text{ с}, K_{\varphi\omega} = 0.066 \text{ с}, K_{\varphi\epsilon} = 0.00022 \text{ с}^2, \quad (13)$$

$$5) \quad K_{\omega\epsilon} = 0.0028 \text{ с}, K_{\varphi\omega} = 0.065 \text{ с}, K_{\varphi\epsilon} = 0.00018 \text{ с}^2, \quad (14)$$

Выполним сравнительную оценку быстродействия систем с данными настройками. На рис. 1, а и 1, б представлены семейства переходных характеристик системы управления с нейтрально-устойчивым динамическим объектом (1) и с ЭМС (6) соответственно.

Общий вид диаграмм свидетельствует о сохранении регуляторами каскада (2) устойчивости по завершении переходного процесса при всех вариантах настройки, однако демонстрирует существенные расхождения траекторий на заключительной стадии динамического режима.

Более подробную оценку поведения системы в области малых отклонений от положения равновесия позволяют выполнить фрагменты диаграмм, представленные на рис. 2. Их обозначения соответствуют нумерации вариантов настроек (10) ÷ (14), базовый (оптимальный) вариант (9) обозначен цифрой 0. В полном соответствии с методом $N-i$ переключений оптимальным быстродействием обладает система с нейтральным объектом (1) при базовом наборе коэффициентов (9) (рис. 2, а, кривая 0).

Прочие варианты настройки характеризуются отклонениями от оптимальной траектории, причём их анализ позволяет выявить следующую устойчивую закономерность. Для обоих вариантов структуры объекта управления система демонстрирует склонность к перерегулированию при увеличении расчётной амплитуды a_{\max} и склонность к дотягиванию при её уменьшении. Причём длительность переходных процессов, оцениваемая по вхождению регулируемой координаты $\varphi(t)$ в заданный диапазон отклонений $\varphi^* \pm \Delta\varphi_0$, имеет выраженный минимум.

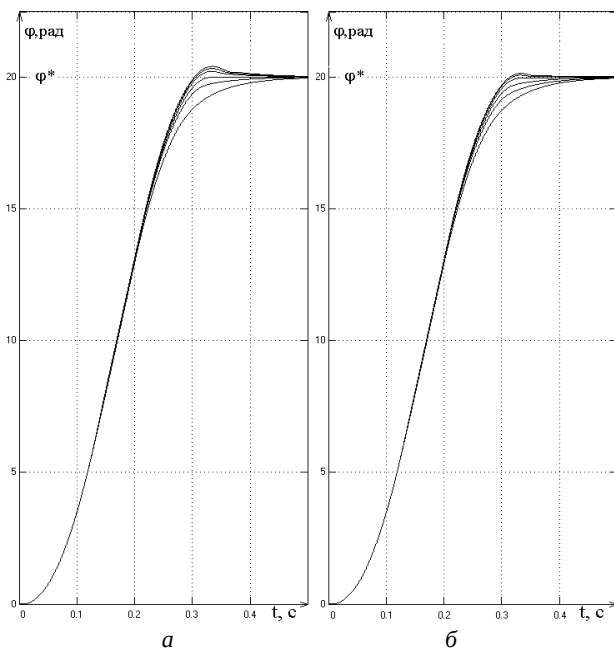


Рис. 1. Переходные характеристики системы:
а – нейтральный объект управления,
б – позиционный электропривод

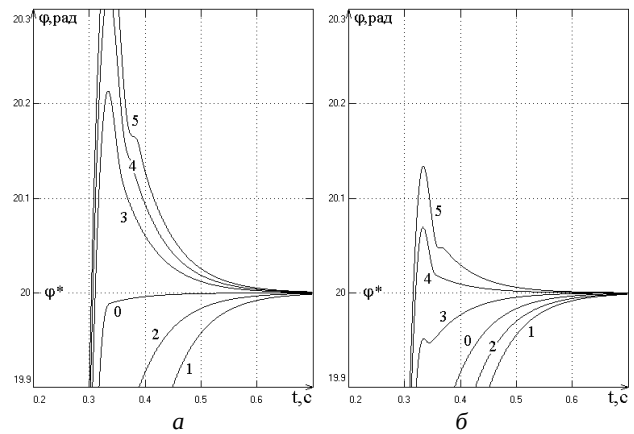


Рис. 2. Конечная стадия переходных процессов системы:
а – нейтральный объект управления,
б – позиционный электропривод

Он отображён на рис. 3, где представлены экспериментальные зависимости длительности регулирования от относительного значения расчётной амплитуды управления, построенные по данным рис. 2 при $\Delta\varphi_0 = 0,02 = 0,001\varphi^*$. Пунктирная линия на рис. 3 относится к системе с нейтрально-устойчивым объектом (1), а сплошная – к системе управления позиционным электроприводом (6). Подчёркнём, что экстремум быстродействия СУЭП смещён относительно базовой настройки $a_{\max} / a_{\max 0} = 1$ в отличие от положения экстремума системы с идеальным объектом управления. Очевидно, что для управления систем управления электроприводами (СУЭП) с близким к оптимальному быстродействием необходимо синтезировать параметры каскада регуляторов (2) с расчётным значением $a_{\max} = 1,85 \cdot a_{\max 0}$, соответствующим положению экстремума её характеристики на рис. 3.

Приведенное в данном примере числовое значение относительной амплитуды, выступающее в роли поправочного коэффициента, получено эмпирическим способом.

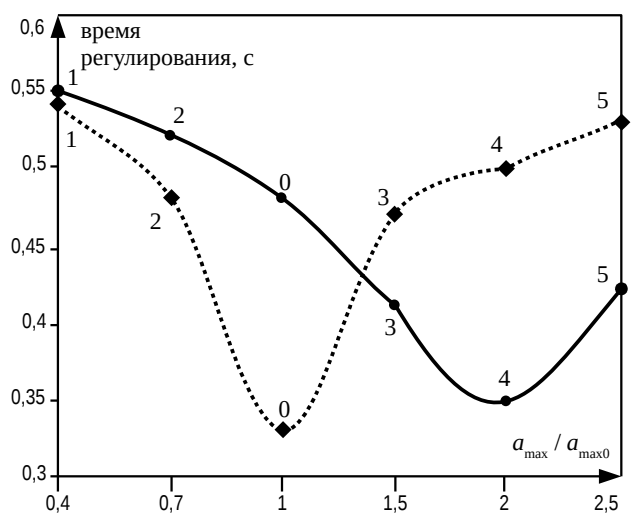


Рис. 3. Зависимость длительности переходного процесса от относительной амплитуды управления:
пунктирная линия – нейтральный объект управления,
сплошная линия – позиционный электропривод

Поскольку представленные на рис. 3 зависимости не удаётся выразить аналитически, для каждого конкретного случая поправка должна находиться опытным путём, а обобщению подлежит только методика её определения.

Необходимо отметить, что закономерность изменения конечной стадии переходного процесса, как и смещение экстремума быстродействия в функции параметров, обосновываются не возможным изменением характера корней уравнения скольжения регулятора $R\phi$. Например, характер кривой 3 на рис. 2, а и 2, б принципиально различен несмотря на одинаковые коэффициенты (12) уравнения скольжения. Причиной видоизменений переходных функций является влияние расчётного запаса по амплитуде управляющего воздействия на характер вхождения регуляторов в скольльзящий режим. Чем меньше расчётная амплитуда сигнала управления a_{\max} или U_{\max} , тем больше запас реальной амплитуды по отношению к заложенной в параметрах, что способствует расширению области существования скольльзящих режимов. Для системы с объектом (6) данный эффект усугубляется склонностью к раннему скольжению [5,7], поэтому для оптимизации её по быстродействию требуется превышение расчётной амплитуды напряжения над действительной её величиной.

Выводы. Выявленная в настоящей работе взаимосвязь параметров релейной системы третьего порядка с длительностью её переходного процесса позволила предложить в контексте метода N - i переключений способ коррекции быстродействия СУЭП в направлении оптимума. Методика сводится к построению семейства переходных характеристик при варьировании расчётной амплитуды напряжения и последующему применению определяемого эмпирически поправочного коэффициента по расчётной амплитуде управляющего воздействия для синтеза оптимальных параметров. Дальнейшее развитие данной методики целесообразно в направлениях её адаптации к случаям различных форм траектории и более высокого порядка систем управления.

Список литературы

1. Садовой А. В., Сухинин Б. В., Сохина Ю. В., Дерет А. Л. Релейные системы оптимального управления электроприводами. Днепропетровский: ДГТУ, 2011. 337 с.
2. Utkin V.I., Variable structure systems with sliding modes, *IEEE Trans. Automatic Control*. 1977, Vol. AC-22, №2, pp. 212 – 222.
3. Садовой А. В., Дерет А. Л. Параметрический синтез позиционных релейных систем подчиненного регулирования методом N - i переключений. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. Сер.: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Харків: НТУ «ХПІ», 2005, № 45. С.71 – 73.

4. Садовой О. В., Дерет О. Л. *Спеціальні питання математичного опису і моделювання динаміки складних систем*. Дніпропетровськ: ДДТУ, 2014. 206 с.
5. Дерет А. Л., Садовой А. В., Сохина Ю. В. Сравнительное исследование релейных систем третьего порядка с оптимальными и модальными регуляторами, синтезированными методом N - i переключений. *Сборник научных трудов ДГТУ*. Каменское: ДГТУ, 2018, № 32. С.59 – 63.
6. Дерет А. Л., Садовой А. В. Синтез каскадно-подчинённых структур релейно-модальных систем с распределением корней на основе метода N - i переключений. *Вісник Національного технічного університету. Сер.: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика*. Харків: НТУ «ХПІ», 2017, № 27. С.75 – 79.
7. Derets O., Sadovoy O. Investigation of the third-order sliding mode control system with different structures of the control objects synthesized by the N - i switching method. *Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems*. MEES, 2017. pp. 100 – 103.

References (transliterated)

1. Sadovoy A. V., Suhinin B. V., Sohina Yu. V., Deret A. L. *Releynye sistemy optimal'nogo upravleniya elektropriivodami* [Relay systems for optimal control of electric drives]. Dneprodzerzhinsk: DGTU, 2011. 337 p.
2. Utkin V.I., Variable structure systems with sliding modes, *IEEE Trans. Automatic Control*. 1977, vol. AC-22, №2, pp. 212 – 222.
3. Sadovoy A. V., Deret A. L. Parametricheskij sintez pozicionnyh relejnyh sistem podchinennogo regulirovaniya metodom N - i pereklyuchenij [Parametric synthesis of sliding mode subordinate control systems by the N - i switching method]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu "Kharkivskiy politekhnichnyi instytut"*. Ser.: *Problemy avtomatyzovanoho elektropriivoda. Teoriia i praktyka* [Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: Problems of automated electrodrives. Theory and practice]. Kharkiv: NTU "KhPI", 2005, № 45. pp.71 – 73.
4. Sadovoi O. V., Derets O. L. *Spetsialni pytannia matematychnoho opysu i modeliuvannia dynamiky skladnykh system* [Special issues of mathematical description and dynamics simulation of complex systems]. Dniprodzerzhynsk: DDTU, 2014. 206 p.
5. Deret A. L., Sadovoy A. V., Sohina YU. V. Sravnitel'noe issledovanie relejnyh sistem tret'ego porjadka s optimal'nymi i modal'nymi regulyatorami, sintezirovannymi metodom N - i pereklyuchenij [Comparative study of third-order relay systems with optimal and modal controllers, synthesized by the N - i switching method]. *Sbornik nauchnyh trudov DGTU* [Bulletin of DSTU]. Kamenskoe: DGTU, 2018, № 32. pp. 59 – 63.
6. Deret A. L., Sadovoy A. V. Sintez kaskadno-podchinyonnyh struktur relejno-modal'nyh sistem s raspredeleniem kornej na osnove metoda N - i pereklyuchenij [Synthesis of cascade-subordinated structures of relay-modal systems with pole placement based on N - i switching method]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu. Ser.: Problemy avtomatyzovanoho elektropriivoda. Teoriia i praktyka* [Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: Problems of automated electrodrives. Theory and practice]. Kharkiv: NTU "KhPI", 2017, № 27. pp. 75 – 79.
7. Derets O., Sadovoy O. Investigation of the third-order sliding mode control system with different structures of the control objects synthesized by the N - i switching method. *Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems*. MEES, 2017. pp. 100 – 103.

Поступила 17.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Дерет Олександр Леонідович (Дерет Александр Леонидович, Derets Oleksandr Leonidovich) – кандидат технічних наук, доцент, Дніпровський державний технічний університет, доцент кафедри електротехніки та електромеханіки; м. Кам'янське, Україна; e-mail: ald_dstu@i.ua

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

О. М. СІНЧУК, І. О. СІНЧУК

ТЕОРЕТИКО-МЕТОДОЛОГІЧНІ ЗАСАДИ ДІАГНОСТИЧНОГО ПРОГНОЗУВАННЯ РІВНІВ СПОЖИВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ ПІДЗЕМНИМИ ЗАЛІЗОРУДНИМИ ПІДПРИЄМСТВАМИ

Гірничорудні підприємства являють собою зразок найбільш енергоємних видів підприємств, що впливає на загальний показник собівартості видобутку деяких видів корисних копалин. Запропонована методологія діагностики реальних рівнів споживання електроенергії на підприємствах з підземними способами видобутку залізної руди. Науковий підхід запропонований у статті щодо формування методологічних засад оцінки та діагностичного прогнозування споживання електроенергії дозволяє виділити систему принципів, яка має інноваційні елементи.

Ключові слова: визначення факторів впливу, електрична енергія, споживання, прогноз.

О. Н. СИНЧУК, И. О. СИНЧУК

ТЕОРЕТИКО-МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ДИАГНОСТИЧЕСКОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ УРОВНЕЙ ПОТРЕБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПОДЗЕМНЫМИ ЖЕЛЕЗОРУДНЫМИ ПРЕДПРИЯТИЯМИ

Горнорудные предприятия представляют собой образец наиболее энергоёмких видов предприятий, что влияет на общий показатель себестоимости добычи некоторых видов полезных ископаемых. Предложенная методология диагностики реальных уровней потребления электроэнергии на предприятиях с подземными способами добычи железной руды. Научный подход предложен в статье по формированию методологических основ оценки и диагностического прогнозирования потребления электроэнергии позволяет выделить систему принципов, которая имеет инновационные элементы.

Ключевые слова: определение факторов влияния, электрическая энергия, потребление, прогноз.

O. N. SINCHUK, I. O. SINCHUK

THEORETICAL AND METHODOLOGICAL SUBSTANCES OF DIAGNOSTIC PROGNOSIS OF ELECTRIC POWER CONSUMPTION LEVELS OF UNDERGROUND IRON ORE ENTERPRISES

The article states that mining enterprises, including their subspecies – ore mining, represent an example of the most energy-intensive types of enterprises. The level of electricity efficiency of these types of enterprises – the main economic impact on the total cost of production of certain types of minerals. The methodology of diagnostics of real levels of electricity consumption at a number of mining enterprises of Ukraine with underground mining of iron ore (iron raw materials) is proposed. The analysis allowed to assess the parameters of the electric power industry of the iron ore enterprises as a whole and to allocate a line of the most energy-intensive consumers of electric energy. It is noted that existing methods of assessing the levels of electricity consumption of the analyzed types of enterprises do not meet the modern requirements, the purpose of which is a concrete forecast of the expected levels of electricity consumption, with the purpose of the current control of this process in the function of change of technological conditions for the extraction of iron ore raw materials. The scheme of solving the task is proposed: identification of the real state of electricity consumption; detecting changes in consumption levels in a spatial-temporal section; establishment of the main factors causing changes in energy consumption; accounting of levels of their influence on the process of electricity consumption. Forecast of consumption levels – system assessment of the effectiveness of management of levels of electricity consumption in the function of daily tariffs. The scientific approach proposed in the article on the formation of methodological principles of diagnostic forecasting of electricity consumption allows to identify a certain system of principles that has synergetic innovation elements.

Key words: determination of factors of influence, electric energy, consumption, forecast.

Вступ. Згідно з прогнозом [1] в Україні до 2030 р очікується тенденція щорічного зростання обсягів споживання електричної енергії в промисловій галузі. Цей ріст обумовлюється перш за все існуючими і прогнозними процесами в гірничорудній галузі.

В Україні товарна залізна руда – залізорудна сировина (ЗРС) добувається на 11-ти підземних підприємствах (шахтах, рудниках) та 6-ти гірничозбагачувальних комбінатах [2]. Більше 85 % вітчизняної ЗРС видобувається в криворізькому залізорудному басейні, де розробка залізних руд ведеться на протязі більш ніж 140 років [2]. В 2017 р. Видобуто 70 % ЗРС відносно базового 1990 р. Цього обсягу видобутку ЗРС достатньо і для стабільної роботи вітчизняних металургійних підприємств і для експортування цього виду корисних копалин. В 2017 р. році більше 60 % видобутку ЗРС спрямовано на експорт. Це значний вклад в стабілізацію валютних запасів держави.

Між тим, гірничо-металургійні підприємства являють собою приклад енергоємних підприємств [3-5].

Актуальність досліджень. В 2018 році гірничо-металургійна промисловість України спожила більш ніж 24 % від загальноспожитої в державі електричної енергії (ЕЕ). Зазначену кількість спожитої ЕЕ, по факту відомої політичної ситуації, реально вважати як ріст рівня її споживання цією галуззю відносно попередніх п'яти років. Зазначену тенденцію потенціального «росту», незважаючи на відповідні державні законодавчі акти, що декларують необхідність щорічного планового зменшення рівнів споживання ЕЕ промисловістю України, слід оцінювати як реальний негативний факт, оскільки енергоємність продукції вітчизняної гірничо-металургійної галузі щорічно зростає. Це об'єктивна реальність, котра сама по собі постає гострою проблемою як в економіці гірничометалургійної галузі зокрема, так і держави в цілому.

Така ситуація, коли проблеми промислової галузі домінуючи впливають, як на стан електроенергетики, так і на макроекономіку держави, диктує гостру та безапеляційну необхідність, підприємствам гірничо-металургійного комплексу самоорганізовуватись у вирішенні проблеми підвищення електроенергоефективності, тобто зменшення електроенергоємності процесу видобутку ЗРС. Тобто, вектор вирішення цієї проблеми повинен бути спрямовано на самі підприємства, де, до речі, електроенергетика складає 80÷90 % від загальної енергетики.

Саме в розрізі такої перспективи гірничорудні підприємства дещо змінили своє ставлення до особистої електроенергетики [5]. Проте це скоріше псевдо-активні заходи, в основі своїй відносяться до контролю за рівнями енергоспоживання та «механічному» перерозподілу енергопотоків в годинах доби.

В сучасному форматі функціонування економіки гірничих підприємств таких заходів недостатньо. Для досягнення очікуваного рівня енергоефективності необхідно не тільки і не скільки контролювати електроенергопотоків а, що головне, управляти цим процесом в функції технологічних параметрів видобутку ЗРС.

В свою чергу прийняття управлінських рішень, для досягнення достатнього рівня їх ефективності, повинно базуватись на відповідній теоретико-прогнозній базі. Нажаль вітчизняним підприємствам «рапортувати» про досягнення в цьому сегменті електроенергетики підприємств поки-що зарано. В цьому певна провина і наукового пошуку. Між тим, значні досягнення в аналізуючому аспекті, як в науковому пошуку так і в практичній його реалізації мають місце в ряді закордонних гірничих підприємствах [6-12].

Мета досліджень. Аналіз методів діагностики, оцінювання і прогнозування рівнів споживання ЕЕ та розробка відповідних теоретико-методологічних засад для імплементації їх в практику отримання системуютьворюючих параметрів впливу на розподіл електроенергопотоків підземних залізрудних підприємств.

Виклад матеріалу та результати досліджень. В загально науковому розумінні сутність діагностики полягає у встановленні та вивченні ознак, вимірюванні основних характеристик, що відображають стан машин, приладів, технічних систем, економіки і фінансів суб'єкта прогнозування, для прогнозу можливих відхилень від стійких, середніх, стандартних значень і запобігання порушень нормального режиму роботи. Мета діагностики – підвищення ефективності роботи об'єкта на основі системного вивчення чинників впливу та узагальнення їх результатів.

Відповідно до означеного підходу можемо визначити основні складові теоретико-методологічних засад діагностики рівнів споживання електроспоживання, а саме: об'єкт, суб'єкт, принципи, завдання, функції, методи. Для дослідження діагностики рівнів споживання електроспоживання можемо зазначити:

Об'єкт – процеси споживання ЕЕ на залізрудних підприємствах Криворізького регіону.

Суб'єкти – аналітики, управлінці, які приймають рішення відповідно ефективності споживання ЕЕ.

Принципи: системної оцінки – оцінка результатів щодо ефективності ЕЕ суб'єкта управління повинна носити системний характер з метою з'ясування не лише поточних результатів споживання ЕЕ, але і здійснення прогнозу; причинно-наслідкового зв'язку – діагностика рівнів споживання електроспоживання залізрудного підприємства має виявляти фактори, які здійснюють позитивний та негативний впливи на результативність ЕЕ, з метою посилення факторів позитивної дії та нівелювання негативного впливу, а також встановлення кореляційних зв'язків між ними; достовірності інформаційного забезпечення – здійснення діагностики рівнів споживання електроспоживання залізрудного підприємства має спиратись на об'єктивну та повну інформаційну базу, яка в повному обсязі та адекватно відображає стан ЕЕ; наукового обґрунтування – методичні та методологічні підходи до реалізації діагностики рівнів споживання електроспоживання залізрудного підприємства мають перебувати в науковій площині та спиратись на їх новітні розробки; безперервної реалізації – процес побудови діагностики рівнів споживання електроспоживання має бути побудований на безперервній основі з метою унеможливлення погіршення результативності його проведення та необ'єктивності отриманих результатів; результативності – під час проведення діагностики рівнів споживання електроспоживання залізрудного підприємства доцільно здійснювати моніторинг цінності отриманих результатів з витратами на його проведення; галузевої приналежності – моніторинг діагностики рівнів споживання електроспоживання залізрудного підприємства має виявляти не лише особливості його внутрішнього функціонування, але і враховувати специфічні умови розвитку регіону, а також галузеву приналежність; цільового спрямування – методологічні підходи до здійснення діагностики рівнів споживання електроспоживання залізрудного підприємства мають забезпечувати не лише загальну оцінку електро-споживання по залізрудним підприємствам та виокремлення відповідних напрямів, але і передбачати можливість проведення цільового аналізу окремих аспектів ефективності споживання ЕЕ.

Відповідно до завдань діагностики рівнів споживання електроспоживання, то слід зазначити наступне: системне оцінювання результативності ефективного управління споживанням ЕЕ за кілька періодів; ідентифікація реального стану споживання ЕЕ; виявлення змін у споживання ЕЕ в просторово-часовому розрізі; установлення основних чинників, що викликали зміни в споживанні ЕЕ, облік їх впливу; прогноз основних тенденцій.

Функції: захисна – пояснюється тим, що юридичні та фізичні особи, що відповідають за прийняття управлінських рішень змушені шукати засоби і форми захисту від небажаної можливості реалізації ризику; стимулююча – має суперечливий характер і може виступати у двох формах – конструктивній і деструктивній.

Конструктивна регулятивна функція ризику полягає в дослідженні джерел ризику при проектуванні

операцій і систем, форм угод, що виключають або знижують можливі наслідки ризику як негативного відхилення. Деструктивна регулятивна функція ризику виявляється в тому, що реалізація рішень з недослідженим або необґрунтованим ризиком може призводити до реалізації управлінських рішень, які відносять до авантюрних; компенсаційна забезпечує компенсаційний результат (позитивну компенсацію) – додатковий прибуток у разі сприятливого результату щодо ефективних управлінських рішень зі споживання ЕЕ.

Методи діагностики рівнів споживання електроспоживання використовуються з метою можливості практичного застосування результатів. Відповідно до цього зазначимо, що ми пропонуємо наступні методи: моніторинг (детальний, систематичний аналіз змін); формалізовані методи; кон'юнктурний; методи дослідження операцій і ухвалення рішень.

Виділені нами теоретико-методологічні засади стали підґрунтям для проведення діагностики рівнів споживання електроспоживання як в теоретичному плані так і в практичному застосуванні.

Більшість кількісних методів прогнозування базується на використанні історичної інформації, представленої у вигляді часових рядів, тобто рядів динаміки, які впорядковуються за часовою ознакою. Головна ідея аналізу часових рядів полягає у побудові тренду на основі минулих даних і наступному екстраполяванні цієї лінії у майбутнє. Для здійснення розрахунків, пов'язаних з аналізом часових рядів, звичайно використовуються спеціальні комп'ютерні програми. Перевага цього методу полягає у тому, що він базується на чомусь іншому, ніж думка експерта, а саме на цифрових даних. Аналіз часових рядів доцільно використовувати тоді, коли в наявності є достатній обсяг «історичної» інформації, а зовнішнє середовище досить стабільне. Недоліком можна вважати те, що головне припущення, яке приймається при застосуванні аналізу часових рядів, може бути помилковим – майбутнє насправді може бути несхожим на минуле.

До кількісних методів прогнозування належать дві великі підгрупи методів: екстраполяції і моделювання. Методи екстраполяції – це прийоми найменших квадратів, рухомих середніх, експоненційного згладжування. До методів моделювання належать прийоми структурного, сітьового і матричного моделювання.

Під час формування прогнозів з допомогою екстраполяції звичайно спираються на статистично обґрунтовані тенденції зміни тих чи інших кількісних характеристик об'єкта. Екстраполяційні методи є одними з найбільш розповсюджених і розроблених серед усіх способів економічного прогнозування.

Першим елементом успішного прогнозування є вибір часового ряду. При цьому потрібно керуватися наступними правилами:

- часовий ряд включає результати спостережень, починаючи від першого і до останнього;
- усі часові проміжки між елементами часового ряду повинні мати однакову тривалість – не варто включати в один ряд дані за декади і місяці;

– спостереження фіксуються в один і той самий момент кожного часового періоду, формуючи часовий ряд на основі щотижневих результатів, потрібно фіксувати дані в певний день тижня;

– пропуск даних в часовому ряді неприпустимий.

Основа методу екстраполяції полягає в тому, що кожен новий прогноз отримується шляхом зсування попереднього прогнозу в напрямку, який би давав кращі результати порівняно зі старим прогнозом. Екстраполяція дає позитивні результати максимум на 5-7 років. Для стратегічного прогнозу корисними є також методи прогнозування з допомогою регресійного аналізу [13-15]. Регресійний аналіз є відносно дорогим, але комплексним і надійним прийомом.

Для знаходження параметрів приблизних залежностей між двома або декількома прогнозованими величинами за їх емпіричними значеннями найчастіше застосовується метод найменших квадратів.

Потрібно враховувати, що різні тенденції можуть мати взаємний вплив, або інакше кажучи, можуть бути тенденції, «приховані» в інших тенденціях. Отже, аналіз існуючих методів і методик щодо визначення прогнозу оцінювання рівнів електроспоживання, застосуємо методику експоненціального згладжування та регресійного аналізу.

Розглянемо розрахункові формули:

$$\hat{y} = a_0 + a_1 t. \quad (1)$$

Експоненціальні середні розраховуються за формулами:

$$\begin{aligned} S_t^1(y) &= a y_t + (1-a) S_{t-1}^1(y), \\ S_t^2(y) &= a y_t + (1-a) S_{t-1}^2(y). \end{aligned} \quad (2)$$

Оскільки згідно з формулами (2) неможливо розрахувати S_t^1 при $t = 1$, то для 1-го елемента, тобто $t = 1$, визначаються початкові умови за формулами:

$$\begin{aligned} S_t^1(y) &= a_0 - \frac{1-a}{a} a_1, \\ S_t^2(y) &= a_0 - \frac{2(1-a)}{a} a_1. \end{aligned} \quad (3)$$

В формулах (3) a_0 і a_1 відповідають коефіцієнтам рівняння часового тренду, що був одержаний методом найменших квадратів.

Щоб виразити коефіцієнти рівнянь тренду (3) через експоненціальні середні, використовується система рівнянь, що пов'язує оцінки коефіцієнтів a_0 і a_1 з названими експоненціальними середніми:

$$\begin{aligned} S_t^1(y) &= \hat{a}_0 - \frac{1-a}{a} \hat{a}_1, \\ S_t^2(y) &= \hat{a}_0 - \frac{2(1-a)}{a} \hat{a}_1. \end{aligned} \quad (4)$$

Реалізувавши систему рівнянь відносно a_0 і a_1 , отримаємо:

$$\begin{aligned} \hat{a}_0 &= 2 S_t^1(y) - 2 S_t^2(y), \\ \hat{a}_1 &\approx \frac{a}{1-a} (S_t^1(y) - S_t^2(y)). \end{aligned} \quad (5)$$

Прогноз розраховується за формулою:

$$\hat{y}_{t+p} = \hat{a}_0 + p \hat{a}_1, \quad (6)$$

де p – величина горизонту прогнозу.

Інтервал довіри визначається таким чином: для «передісторії»

$$\hat{y}_t^e = \hat{y}_t \pm \Delta t, \quad (7)$$

де \hat{y}_t^e – інтервал довіри, верхній(нижній) в t -ому періоді;

\hat{y}_t – розрахункове значення показника в t -ому періоді;

$$\Delta t = t_{\tau} D_{06} \sqrt{\frac{(t-\bar{t})^2}{k \left(\frac{\sum t^2}{k} - \bar{t}^2 \right)} + \frac{1}{k}}, \quad (8)$$

де t_{τ} – табличне значення t -критерію Ст'юдента.

$$D_{06} = \sqrt{\frac{\sum (y_t - \bar{y}_t)^2}{k-2}}, \quad (9)$$

$$\bar{t} = (\sum t) / k. \quad (10)$$

Для даних (табл. 1) розрахуємо прогнозні рівні електроспоживання.

Таблиця 1 – Рівні споживання електричної енергії шахтами ПАТ «Криворізький залізрудний комбінат»

Рік	Шахта Жовтнева	Шахта Родіна	Шахта Гвардійська	Шахта Тернівська
2012	46546,22	70501,87	44219,22	42102,22
2013	42977,31	68458,16	41181,33	41229,13
2014	41829,29	68037,22	43544,69	42161,45
2015	41783,45	44678,34	42983,44	69874,32
2016	42678,32	43784,35	43784,32	71673,54
2017	43673,34	45672,34	47673,55	70432,56

Для ш. Жовтнева – постійне зниження споживання електричної енергії до 2025 р. Визначні довірчі інтервали прогнозу (рис. 1). Аналітичний аналіз надано в табл. 2.

Для ш. Родіна до 2025 р прогноз зростання рівнів споживання електричної енергії майже удвічі (рис. 2)

Для ш. Гвардійська – прогноз зростання рівнів споживання електричної енергії до 2025 р. (рис. 3). Аналітичний аналіз отриманих значень прогнозу споживання електричної енергії ш. Гвардійська відповідно до довірчих інтервалів надано в табл. 4. Для ш. Тернівська – незначне підвищення прогнозних значень рівнів споживання електричної енергії (рис. 4). Аналітичний аналіз отриманих значень прогнозу споживання електричної енергії ш. Тернівська відповідно до довірчих інтервалів – в табл. 5.

Проведені дослідження прогнозних значень рівнів споживання ЕЕ призводять до висновку щодо підвищення рівнів споживання ЕЕ для ш. Гвардійська, Тернівська, Родіна. Значне підвищення рівнів ЕЕ відмічене для ш. Родіна. Характерним зниженням прогнозних значень рівнів ЕЕ відповідає ш. Жовтнева.

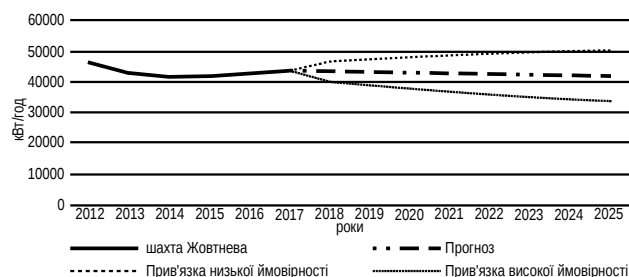


Рисунок 1 – Прогнозні значення рівнів споживання електричної енергії для ш. Жовтнева

Таблиця 2 – Аналітичні показники прогнозних значень рівнів споживання електричної енергії ш. Жовтнева

Часова шкала	Шахта Жовтнева	Прогноз	Прив'язка ймовірності	
			низька	висока
2012	46546,222			
2013	42977,306			
2014	41829,29			
2015	41783,45			
2016	42678,32			
2017	43673,34	43673,34	43673,34	43673,34
2018		43339,02151	40146,74	46531,30
2019		43135,70551	38838,80	47432,61
2020		42932,38951	37759,91	48104,87
2021		42729,07351	36807,58	48650,57
2022		42525,75751	35938,49	49113,02
2023		42322,44152	35129,50	49515,39
2024		42119,12552	34366,49	49871,76
2025		41915,80952	33640,15	50191,47

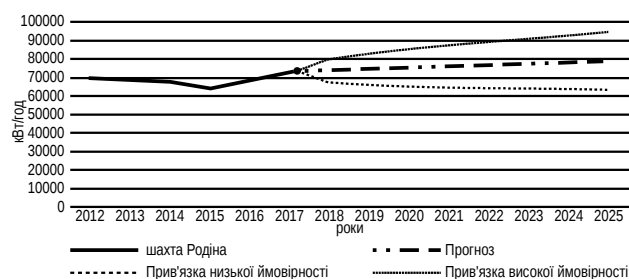


Рисунок 2 – Прогнозні значення рівнів споживання електричної енергії для ш. Родіна

Таблиця 3 – Аналітичні показники прогнозних значень рівнів споживання електричної енергії ш. Родіна

Часова шкала	Шахта Родіна	Прогноз	Прив'язка ймовірності	
			низька	висока
2012	70501,87			
2013	68458,157			
2014	68037,221			
2015	69874,32			
2016	71673,54			
2017	70432,56	70432,56	70432,56	70432,56
2018		71392,64281	68378,33	74406,95
2019		71864,20463	68492,75	75235,65
2020		72335,76645	68640,31	76031,22
2021		72807,32827	68812,93	76801,73
2022		73278,89009	69005,34	77552,44
2023		73750,45191	69213,89	78287,02
2024		74222,01373	69435,91	79008,12
2025		74693,57555	69669,40	79717,75

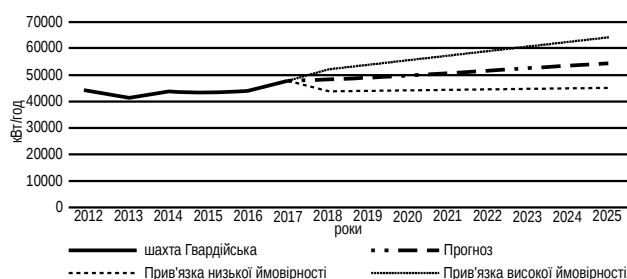


Рисунок 3 – Прогнозні значення рівнів споживання електричної енергії для ш. Гвардійська

Таблиця 4 – Аналітичні показники прогнозних значень рівнів споживання електричної енергії ш. Гвардійська

Часова шкала	Шахта Гвардійська	Прогноз	Прив'язка ймовірності	
			низька	висока
2012	44219,223			
2013	41181,327			
2014	43544,686			
2015	42983,44			
2016	43784,32			
2017	47673,55	47673,55	47673,55	47673,55
2018		47879,40218	43788,85	51969,95
2019		48799,57243	43683,93	53915,22
2020		49719,74269	43750,47	55689,01
2021		50639,91294	43922,79	57357,04
2022		51560,0832	44168,70	58951,46
2023		52480,25345	44469,60	60490,90
2024		53400,4237	44813,58	61987,26
2025		54320,59396	45192,48	63448,71

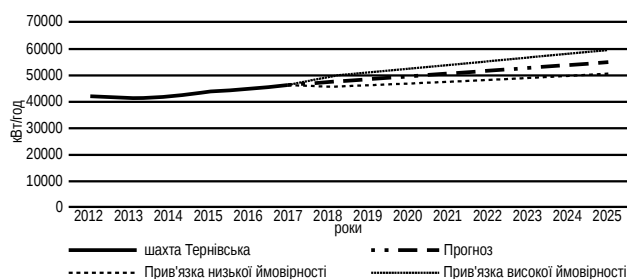


Рисунок 4 – Прогнозні значення рівнів споживання електричної енергії для ш. Тернівська

Аналітичні висновки є підґрунтям для подальшого більш детального аналізу: побудови регресійних рівнянь складових ЕЕ – електробалансу. Відповідно до концептуальних положень щодо управлінських процесів споживання електроенергії на підприємствах залізничної промисловості, проводився моніторинг рівнів електроспоживання. За цими даними побудовані графіки і проведений візуальний аналіз складових електробалансу (рис. 5÷8). Так, рис. 5 – споживання електроенергії ДСФ засвідчує найбільший рівень електроспоживання відмічений на ш. Тернівській у період 1.09÷1.11.2014. В цей період спостерігається суттєве збільшення і для ш. Жовтнева. Період найменшого споживання – 1.05÷1.07.2017. Споживання електроенергії ДСФ для шахт Гвардійська, Жовтнева, Родіна в період 1.01.2015÷1.09.2017 характеризується відносною стабільністю на відміну від ш. Тернівської.

Таблиця 5 – Аналітичні показники прогнозних значень рівнів споживання електричної енергії ш. Тернівська

Часова шкала	Шахта Тернівська	Прогноз	Прив'язка ймовірності	
			низька	висока
2012	42102,22			
2013	41229,128			
2014	42161,45			
2015	44678,34			
2016	43784,35			
2017	45672,34	45672,34	45672,34	45672,34
2018		46527,22513	44435,90	48618,55
2019		47413,84512	45257,65	49570,04
2020		48300,46512	46080,80	50520,13
2021		49187,08511	46905,23	51468,94
2022		50073,70511	47730,84	52416,57
2023		50960,3251	48557,53	53363,12
2024		51846,94509	49385,23	54308,66
2025		52733,56509	50213,86	55253,27

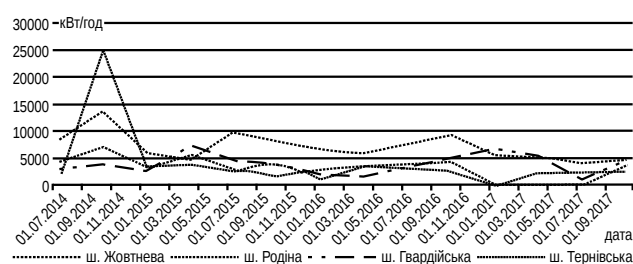


Рисунок 5 – Споживання електроенергії дробильно-сортувальною фабрикою для підземних гірничорудних підприємств Криворізького регіону

На рис. 6 відображено споживання електроенергії пристроями відливу. На відміну від споживання електроенергії складовими ДСФ, рівні споживання електроенергії ними мають значно більше значення. Для ш. Родіна відповідають періоду 1.07÷1.09.2014, та 1.07÷1.09.2017. Взагалі, споживання електроенергії пристроями відливу для ш. Родіна характеризується значною нерівномірністю, що може свідчити про технічні проблеми роботи пристроїв.

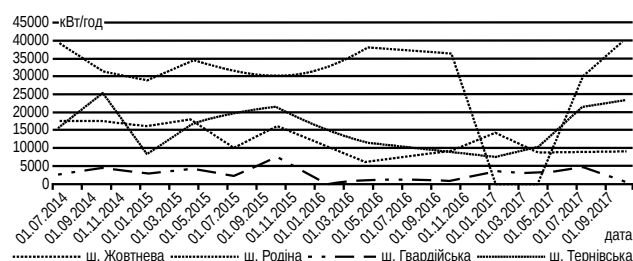


Рисунок 6 – Споживання електроенергії для водовідливних складових підземних гірничих підприємств Криворізького регіону

Для ш. Жовтнева, Гвардійська, Тернівська споживання електроенергії можна охарактеризувати як відносно стабільне. Найменше споживання електроенергії зафіксовано для ш. Гвардійська.

Рис. 7 відповідає опису споживання електроенергії вентиляційними пристроями для залізничних підприємств Криворізького регіону.

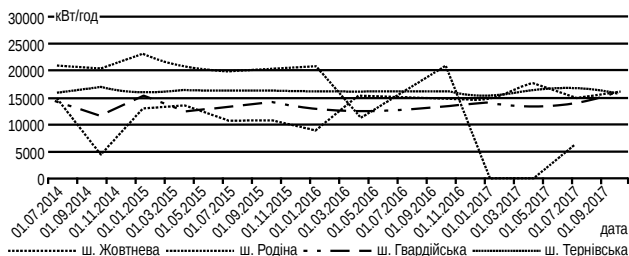


Рисунок 7 – Споживання електроенергії для вентиляційних пристроїв підземних гірничих підприємств Криворізького регіону

Проблематичним можемо вважати споживання електроенергії вентиляційними пристроями для ш. Родіна, що характеризується значним коливанням. Найвищі значення зафіксовано в період 1.09.2014 ÷ 1.03.2015. Відносно стабільними вважається споживання електроенергії вентиляційними пристроями ш. Леніна. Найнижчі значення споживання електроенергії вентиляційними пристроями зафіксовано для ш. Жовтнева в період 1.09 ÷ 1.11.14. Візуальний аналіз споживання електроенергії пристроями скіпових підйомних установок (СкПУ) проводимо відповідно до рис.8. Вирізняються ш. Тернівська і Родіна, з найнижчими значеннями споживання електроенергії пристроями СкПУ в період 1.01 ÷ 1.03.2017. Загальна характеристика споживання електроенергії пристроями СкПУ для підприємств Криворізького регіону – відносно нестабільна.

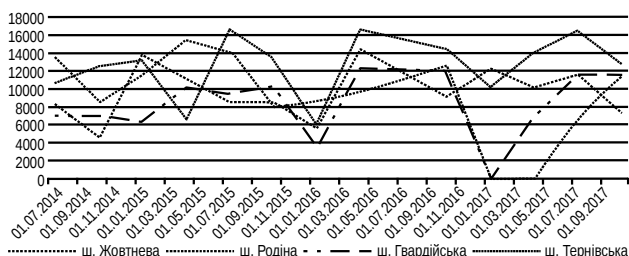


Рисунок 8 – Споживання електроенергії для пристроїв скіпових підйомних установок підземних гірничих підприємств Криворізького регіону

Отже, можна стверджувати, що для ш. Родіна вважається проблематичним період 1.01 ÷ 1.03.2017 – відсутнє електроспоживання для всіх пристроїв, що аналізуються. Найбільше споживають електроенергії пристрої водовідливу, найменше – пристрої ДСФ.

Побудова регресійних моделей дозволить провести більш детально дослідити діагностичні складові рівнів споживання ЕЕ. Отримані багатофакторні регресійні моделі надані в табл. 6.

Аналітичні позитивні властивості регресійних моделей полягають в тому, що, по-перше, точно визначається фактор, за яким виявляються резерви підвищення результативності управління електроспоживанням; по-друге, виявляються об'єкти з більш високим рівнем ефективності; по-третє, виникає можливість кількісно виміряти економічний ефект від впровадження передового досвіду, проведення організаційно-технічних заходів.

Таблиця 6 – Багатофакторні моделі підземних залізрудних підприємств Криворізького регіону

№	Шахта	Багатофакторне регресійне рівняння	R ²
1	Жовтнева	$Y=60421+0,37x_1-0,9x_2-0,35x_3-0,66x_4$	0,59
2	Гвардійська	$Y=134472,1-0,14x_1-0,21x_2-2,01x_4$	0,29
3	Родіна	$Y=61237,34+0,45x_1+0,01x_2+0,17x_3-0,49x_4$	0,87
4	Тернівська	$Y=10719-0,21x_1+2,35x_2+0,18x_3-2,32x_4$	0,84

де значення рівнів споживання ЕЕ для: x_1 – СкПУ; x_2 – вентиляції; x_3 – водовідведення; x_4 – ДСФ.

Інтерпретація моделей регресії здійснюється методами тієї галузі знань, до якої відносяться досліджувані явища. Але будь-яка інтерпретація починається зі статистичної оцінки рівняння регресії в цілому і оцінки значущості входять в модель факторних ознак, тобто зі з'ясування, як вони впливають на величину результативної ознаки. Чим більше величина коефіцієнта регресії, тим значніше вплив даної ознаки на модельований. Особливе значення при цьому має знак перед коефіцієнтом регресії, який говорить про характер впливу на результативну ознаку. Якщо факторна ознака має знак плюс, то зі збільшенням даного чинника результативна ознака зростає, якщо факторна ознака має знак мінус, то з його збільшенням результативна ознака зменшується. Коефіцієнти регресії показують інтенсивність впливу факторів на результативний показник. Тобто, коефіцієнти регресії характеризують ступінь значущості окремих факторів для підвищення рівня результативного показника. Конкретні значення коефіцієнтів регресії визначають за емпіричними даними згідно з методом найменших квадратів.

Висновки. Відповідно до означених теоретичних відомостей, можемо дійти до таких висновків. Для ш. Жовтнева найбільший позитивний вплив на загальне споживання ЕЕ мають значення рівнів споживання ЕЕ для СкПУ, тобто збільшення споживання ЕЕ відповідає збільшенню загального ЕЕ. Негативний вплив відзначається факторами впливу для вентиляції, водовідведення, ДСФ. Коефіцієнт детермінації становить 0,59 – це свідчить про можливість практичного застосування при вирішенні управлінських задач щодо ефективності споживання ЕЕ. Для ш. Родіна позитивний вплив мають значення рівнів споживання ЕЕ для СкПУ, значення рівнів споживання ЕЕ для вентиляції, значення рівнів споживання ЕЕ для водовідведення. Негативний вплив відзначається для рівнів споживання ДСФ. Коефіцієнт детермінації становить 0,87, що свідчить про вірно відібрані фактори для оцінювання впливу на загальне споживання ЕЕ по шахті та може бути рекомендовано для практичного застосування.

Для ш. Тернівська, відмічено позитивний вплив рівнів електроспоживання на загальне споживання ЕЕ факторів вентиляції, водовідведення. Відповідно негативний вплив стосується факторів рівнів споживання ЕЕ для СкПУ, для ДСФ. Коефіцієнт детермінації становить 0,84 – рекомендовано для практики управлінських рішень щодо ефективності споживання ЕЕ. Аналіз регресійної моделі для ш. Гвардійська, свідчить про неможливість практичного застосування ре-

зультатів моделювання (коефіцієнт детермінації становить 0,29). Слід зауважити, що в моделі не відображений фактор впливу рівнів споживання для водовідведення. Є очевидним, що по-перше статистична інформація щодо рівнів споживання складових для ш. Гвардійська є недостатньою; по-друге специфічні технологічні процеси, що відбуваються на ш. Гвардійська потребують перевірки складових факторів впливу.

В цілому для всіх підприємств, які аналізувались, характерним є негативний вплив на загальне споживання ЕЕ, факторів, які характеризують складову ДСФ.

Таким чином, науковий підхід щодо дослідження діагностичного прогнозування рівнів електроспоживання створює підґрунтя для формування системних синергетичних інноваційних принципів.

Запропонована система методів і методик є основою інформаційно-аналітичної бази щодо подальших досліджень та імплементації отриманих результатів в практику гірничих підприємств задля забезпечення ефективного управління електроспоживанням.

Список літератури

1. Стогній Б. С., Кириленко О. В., Праховник А. В., Денисюк С. П. та ін. *Основні параметри енергозабезпечення національної економіки на період до 2020 року*. Київ: ІЕД НАН України, 2011. 275 с.
2. Бабєць Є. С., Мельникова І. Є., Гребенюк С. Я., Лобов С. П. *Дослідження техніко-економічних показників гірничодобувних підприємств України та ефективності їх роботи в умовах змінної кон'юнктури світового ринку залізничної сировини: монографія*. Кривий Ріг: НДГРІ ДВНЗ «КНУ», Р. Козлов, 2015. 391 с.
3. Sinchuk O. M., Boiko S. M., Karamanyts F. I., Kozakevych I. A. Baranovska M. L., Yalova A. M. *Aspects of the problem of applying distributed energy in iron ore enterprises electricity supply systems*. Poland: IsIENCT, 2018. 77 p.
4. Праховник А. В., Розен В. П., Дегтярев В. В. *Энергосберегающие режимы электроснабжения горнодобывающих предприятий*. Москва: Недра, 1986. 232 с.
5. Sinchuk I. Harmonization of modeling systems for assessing the electric-power consumption levels at mining enterprises. *Mining of Mineral Deposits*. 2018. Vol. 12, issue. 4. pp. 100–107.
6. Alexandra von Meier. *Electric power systems: a conceptual introduction*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2006. 306 p.
7. Jiang S., Lian M., Lu C., Ma Q. Optimization research of mine production energy control system based on synergy theory. *Paper Asia*. 2018. Vol. 3. pp. 48–52.
8. Nel A. J. H., Vosloo J. C., Mathews M. J. Financial model for energy efficiency projects in the mining industry. *Energy*. 2018. Vol. 163. pp. 546–554.
9. Allen J. Wood, Bruce F. Wollenberg. *Power Generation and Control*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2014. 620 p.
10. Steven W. Blume. *Electric Power System Basics for the Nonelectrical Professional*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2017. 231 p.
11. Middelberg A., Zhang JF, Xia Xiaohua. An optimal control model for load shifting – With application in the energy management of a colliery. *Applied energy*. 2009. Vol. 86, issue 7–8. pp. 1266–1273.
12. Ashok S. Peak-load management in steel plants. *Applied energy*. 2006. Vol. 83, issue 5. p.p. 413–424.
13. Тимченко В. Ф., Ежилов В. Х. Интервальный однофакторный метод краткосрочного прогнозирования суточного потребления электроэнергии энергосистем. *Электричество*. Москва: Энергия. 1976, № 2. С. 10–15.
14. Фокин Ю.А. *Вероятностно-статистические методы в расчетах систем электроснабжения*. Москва: Энергоатомиздат, 1985. 240 с.
15. Кокшаров В. А. *Управление энергопотреблением промышленного предприятия*. Екатеринбург: УрГУПС, 2015. 170 с.

References (transliterated)

1. Stohnii B. S., Kyrylenko O. V., Prakhovnyk A. V., Denysyuk S. P. ta in. *Osnovni parametry enerhozabezpechennia natsionalnoi ekonomiky na period do 2020 roku* [The main parameters of energy efficiency in the national economy for the period up to 2020]. Kyiv: IED NAN Ukraine, 2011. 275 p.
2. Babets Ye. S., Melnykova I. Ye., Hrebeniuk S. Ya., Lobov S. P. *Doslidzhennia tekhniko-ekonomichnykh pokaznykiv hirnichodobuvnykh pidpriemstv Ukrainy ta efektyvnosti yikh roboty v umovakh zminnoi koniunktury svitovoho rynku zalizorudnoi syrovyny: monohrafiia* [Study of technical and economic indicators of mining enterprises in Ukraine and their effectiveness in the context of the changing situation on the world market for iron ore]. Kryvyi Rih: NDHRI DVNZ «KNU»: R. Kozlov, 2015. 391 p.
3. Sinchuk O. M., Boiko S. M., Karamanyts F. I., Kozakevych I. A. Baranovska M. L., Yalova A. M. *Aspects of the problem of applying distributed energy in iron ore enterprises electricity supply systems*. Poland: IsIENCT, 2018. 77 p.
4. Prakhovnik A. V., Rozen V. P., Degtyarev V. V. *Energosberegayushchie rezhimy elektrosnabzheniya gornodobyvayushchih predpriyatij* [Energy saving modes of power supply of mining enterprises]. Moskva: Nedra, 1986. 232 p.
5. Sinchuk I. Harmonization of modeling systems for assessing the electric-power consumption levels at mining enterprises, *Mining of Mineral Deposits*. 2018. vol. 12, issue. 4. pp. 100–107.
6. Alexandra von Meier. *Electric power systems: a conceptual introduction*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2006. 306 p.
7. Jiang S., Lian M., Lu C., Ma Q. Optimization research of mine production energy control system based on synergy theory. *Paper Asia*, 2018, vol. 3. pp. 48–52.
8. Nel A. J. H., Vosloo J. C., Mathews M.J. Financial model for energy efficiency projects in the mining industry. *Energy*, 2018, vol. 163. pp. 546–554.
9. Allen J. Wood, Bruce F. Wollenberg. *Power Generation and Control*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2014. 620 p.
10. Steven W. Blume. *Electric Power System Basics for the Nonelectrical Professional*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2017. 231 p.
11. Middelberg A., Zhang JF, Xia Xiaohua. An optimal control model for load shifting – With application in the energy management of a colliery. *Applied energy*. 2009, vol. 86, issue 7–8. pp. 1266–1273.
12. Ashok S. Peak-load management in steel plants. *Applied energy*. 2006, vol. 83, issue 5. p.p. 413–424.
13. Timchenko V. F., Ezhilov V. H. *Interval'nyy odnofaktornyj metod kratkosrochnogo prognozirovaniya sutochnogo potrebleniya elektroenergii energosistem* [Interval one-factor method of short-term forecasting of daily electricity consumption of power systems]. *Elektrichestvo* [Electricity]. Moskva: Energiya. 1976, № 2. pp. 10–15.
14. Fokin YU. A. *Veroyatnostno-statisticheskie metody v raschetah sistem elektrosnabzheniya* [Probabilistic-statistical methods in the calculation of power supply systems]. Moskva: Energoatomizdat, 1985. 240 p.
15. Koksharov V. A. *Upravlenie energopotrebleniem promyshlennogo predpriyatiya* [Energy Management Industrial Enterprise]. Ekaterenburg: UrGUPS, 2015. 170 p.

Надійшла 24.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Сінчук Олег Миколайович (Синчук Олег Николаевич, Sinchuk Oleg Nikolaevich) – доктор технічних наук, професор, Криворізький національний університет, завідувач кафедри автоматизованих електромеханічних систем в промисловості та транспорті; м. Кривий Ріг, Україна; e-mail: speet@ukr.net

Сінчук Ігор Олегович (Синчук Игорь Олегович, Sinchuk Igor Olegovich) – кандидат технічних наук, доцент, Криворізький національний університет, доцент кафедри автоматизованих електромеханічних систем в промисловості та транспорті; м. Кривий Ріг, Україна; e-mail: speet@ukr.net

Т. Ю. КУНЧЕНКО, А. В. ПИРОЖОК, Ю. Н. КУТОВОЙ, И. В. ОБРУЧ, А. В. КАЩЕЕВ

СИНТЕЗ ПОЛИНОМИАЛЬНЫМ МЕТОДОМ АСТАТИЧЕСКОГО РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ ДЛЯ КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО МЕТОДА ИССЛЕДОВАНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Обоснована возможность синтеза полиномиальным методом астатического регулятора скорости, для синтеза динамометрических испытаний асинхронных двигателей, имеющие, в силу влияния нелинейной нагрузки, неустойчивую двухмассовую механическую часть. Астатический регулятор идентифицирует механические характеристики асинхронных двигателей, имеющие игольчатые провалы момента. Не традиционная настройка регулятора таким образом обеспечивает заданную точность идентификации характеристик асинхронных двигателей квазистатическим методом.

Ключевые слова: полиномиальный метод, механическая характеристика асинхронного двигателя с провалами момента, астатический регулятор

Т. Ю. КУНЧЕНКО, А. В. ПИРОЖОК, Ю. М. КУТОВИЙ, І. В. ОБРУЧ, О. В. КАЩЕЄВ

СИНТЕЗ ПОЛІНОМІАЛЬНИМ МЕТОДОМ АСТАТИЧНОГО РЕГУЛЯТОРА ШВИДКОСТІ ДЛЯ КВАЗИСТАТИЧНОГО МЕТОДА ДОСЛІДЖЕННЯ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

Обґрунтована можливість синтезу поліноміальним методом астатичного регулятора швидкості, для синтезу динамометричних випробувань асинхронних двигунів, що мають, в силу впливу нелінійного навантаження, нестійку двомасову механічну частину. Астатичний регулятор ідентифікує механічні характеристики асинхронних двигунів, що мають голчасті провали моменту. Не традиційне налагодження регулятора таким чином забезпечує задану точність ідентифікації характеристик асинхронних двигунів квазистатичним методом.

Ключові слова: поліноміальний метод, механічна характеристика асинхронного двигуна з провалами моменту, астатичний регулятор

T. YU. KUNCHENKO, A. V. PIROZHOK, YU. N. KUTOVOJ, I. V. OBRUCH, A. V. KASCHEEV

SYNTHESIS OF A POLYNOMIAL METHOD OF AN ASTATIC VELOCITY REGULATOR FOR A QUASISTATIC METHOD FOR STUDYING AN INDUCTION MOTOR

The possibility of the synthesis by the polynomial method of the astatic speed controller, for the synthesis of dynamometric tests of induction motors, having, due to the influence of a nonlinear load, an unstable two-mass mechanical part, is substantiated. The astatic controller identifies the mechanical characteristics of asynchronous motors that have needle dips of the moment. Not traditional adjustment of the regulator thus provides the specified accuracy of identification of the characteristics of asynchronous motors by the quasistatic method. Examples of such mechanisms are asynchronous machine test benches with similar dips in mechanical characteristics, grinding machines, drawing mills, etc. In some cases, for working machines that are not related to the continuity of the technological process with other units, it is also advisable to use astatic systems under the conditions for obtaining higher productivity or to achieve increased technological process accuracy.

Keywords: polynomial method, mechanical characteristic of induction motor, astatic controller

Введение. В работах [1, 2] показана возможность использования полиномиального метода для синтеза регулятора скорости (РС) в электроприводах с нелинейными характеристиками нагрузки.

Было отмечено, что применение традиционных для систем подчинённого регулирования электропривода (СПР ЭП) постоянного тока методов синтеза регулятора при настройке контуров на модульный и симметричный оптимумы во многих случаях не могут обеспечить устойчивую работу системы с двухмассовым электромеханическим объектом, при нелинейном реактивном характере нагрузки с падающим $\beta_{c1} < 0$ и восходящим $\beta_{c1} > 0$ участками.

Подобный характер нагрузки имеет асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутым ротором при динамометрических испытаниях. Пример механической характеристики АД приведен на рис. 1.

Наличие падающего участка в нелинейной характеристике нагрузки приводит к исходной неустойчивости ЭП, что способствует возникновению расхождений и автоколебательных режимов, причины и условия появления которых раскрыты в [3]. Это существенно усложняет синтез систем автоматического управления, которые должны быть простыми и сохра-

нять свою работоспособность при изменении их параметров в достаточно широком диапазоне.

В связи с изложенным, для маломощных ЭП, где чаще всего оптимизированный контур тока заменяется узлом упреждающего токоограничения, при исходной неустойчивости объекта применение традиционного метода синтеза РС на симметричный оптимум не обеспечивает требуемой по качеству динамики.

Целью статьи является использование полиномиального метода (4) при синтезе астатического РС для исходно неустойчивого объекта, которым является асинхронный двигатель при идентификации его механической характеристики, особенно в области падающих и восходящих участков.

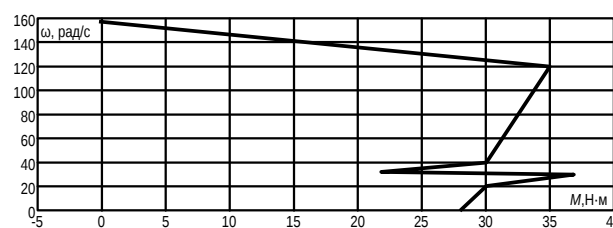


Рис. 1. Линеаризованная механическая характеристика АД с кз ротором с падающими $\beta_c < 0$ и возрастающими $\beta_c > 0$ участками

Структурная схема ЭП постоянного тока с астатическим РС, лежащего в основе устройства «Экс-пресс» в общепринятых обозначениях приведена на рис. 2.

Для использования полиномиального метода синтеза прежде всего, с учётом возможности пренебрежения влиянием ЭДС двигателя при $T_{м1} / T_3 > 4$, получена передаточная функция объекта в контуре регулирования скорости. При этом рассматривается режим работы ЭП на падающем участке нагрузки с $\beta_{c1} < 0$, как наиболее влияющей на динамику системы. Она имеет вид:

$$W_{об}(p) = U_{ос}(p) / U_{PC}(p) = \frac{K_0 \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} p + 1 \right)}{\left[(T_\mu + T_\varepsilon) p + 1 \right] \left(\frac{T_C}{\Omega_{12}^2} p^3 - \frac{\gamma}{(\gamma - 1)} \Omega_{12}^2 p^2 + T_C p - 1 \right)}, \quad (1)$$

где $K_0 = K_{тп} C_F \cdot K_{дс} / R_\Sigma | \beta_C |$ – коэффициент усиления объекта;

$\gamma = (J_1 + J_2) / J_1$ – параметр, характеризующий соотношение масс;

$\Omega_{12} = \sqrt{C_{12} \gamma / J_2}$ – резонансная частота упругих колебаний, c^{-1} ;

$T_C = (J_1 + J_2) / | \beta_C |$ – механическая постоянная времени, с.

Для синтеза РС представим передаточную функцию объекта $W_{об}(p)$ в виде произведения отдельных полиномов числителя $P(p)$ и знаменателя $Q(p)$ как:

$$W_{об}(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{K_0 P_{к+}(p) P_{n+}(p) P_{-}(p)}{Q_{к+}(p) Q_{n+}(p) Q_{-}(p) p^s}, \quad (2)$$

где $P_{к+}(p)$, $Q_{к+}(p)$ – полиномы, имеющие в качестве своих нулей только левые нули и полюсы объекта, компенсируемые при помощи регулятора;

$P_{n+}(p)$, $Q_{n+}(p)$ – полиномы, содержащие только левые нули и полюсы объекта, в компенсации которых нет необходимости;

$P_{-}(p)$, $Q_{-}(p)$ – полиномы, содержащие правые и нейтральные нули и полюсы объекта, за исключением расположенных в точке $p = 0$, компенсация которых неприемлема из-за нарушения условия грубости;

$s = 0, 1, 2$ – количество полюсов объекта в точке $p = 0$.

Характер переходного процесса в замкнутой системе задаётся выбором нормированного распределения с величиной среднегеометрического корня ω_0 .

Ему отвечает эквивалентная постоянная времени системы $T_0 = 1 / \omega_0$.

В качестве компенсируемого полинома знаменателя передаточной функции (1) примем

$$Q_{к+}(p) = (T_\mu + T_3) \cdot p + 1 \text{ при } P_{к+}(p) = 1.$$

В этом случае передаточную функцию астатического РС пониженного порядка можно представить:

$$W_{PC}^A(p) = \frac{Q_{к+}(p) M(p)}{K_0 P_{к+}(p) N(p) p^{v-s}}, \quad (3)$$

где v – желаемый порядок астатизма замкнутой системы регулирования скорости, принимаемый равным единице ($v = 1$);

$M(p)$, $N(p)$ – неизвестные полиномы, пониженной на единицу степени $i-1$ и $j-1$, соответственно имеющие вид:

$$\begin{aligned} M(p) &= m_{i-1} p^{i-1} + \dots + m_1 p + m_0; \\ N(p) &= n_{j-1} p^{j-1} + \dots + n_1 p + n_0. \end{aligned} \quad (4)$$

Коэффициенты полиномов $M(p)$ и $N(p)$ находятся из полиномиального уравнения синтеза [4]:

$$M(p) P_{-}(p) P_{n+}(p) + N(p) Q_{-}(p) Q_{n+}(p) p^v = G(p), \quad (5)$$

где $G(p)$ – характеристический полином замкнутой системы, задаваемый выбором того или иного распределения полюсов.

Анализ передаточной функции (1) показывает, что по своей структуре она аналогична передаточной функции объекта, которым является ЭП с внутренним контуром тока и астатическим РС, синтезированным в [6]. Поэтому, по аналогии с [6] сразу запишем полиномиальное уравнение синтеза (5) в развёрнутой форме по мере убывания степени p :

$$\begin{aligned} & \frac{T_C}{\Omega_{12}^2} n_2 p^6 + \left(\frac{T_C}{\Omega_{12}^2} n_1 - \frac{\gamma}{(\gamma - 1)} \Omega_{12}^2 n_2 \right) p^5 + \\ & + \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} m_2 + T_C n_2 - \frac{\gamma}{(\gamma - 1)} \Omega_{12}^2 n_1 + \frac{T_C}{\Omega_{12}^2} n_0 \right) p^4 + \\ & + \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} m_1 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} m_2 - n_2 + T_C n_1 - \frac{\gamma}{(\gamma - 1)} \Omega_{12}^2 n_0 \right) p^3 + \\ & + \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} m_0 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} m_1 + m_2 + T_C n_0 - n_1 \right) p^2 + \\ & + \left(m_1 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} m_0 - n_0 \right) p + m_0 = \\ & = \alpha_6 T_0^6 p^6 + \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \\ & + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0 \end{aligned} \quad (6)$$

где $\alpha_6 \dots \alpha_0$ – коэфф-ты выбранного распределения.

В результате сравнения сомножителей при одинаковых степенях p левой и правой части уравнения (6) получено семь нелинейных зависимостей, определяющих неизвестные коэффициенты полиномов $M(p)$ и $N(p)$, а именно:

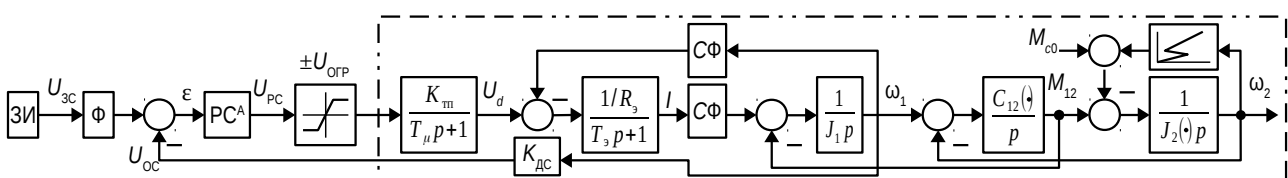


Рис. 2. Структурная схема двухмассовой системы с астатическим регулятором скорости РС^А

$$n_2 = \frac{\Omega_{12}^2}{T_C} \frac{\alpha_6}{\omega_0^6} n_2 > 0; \quad (7)$$

$$n_1 = \frac{\Omega_{12}^2}{T_C} \left[\frac{\alpha_5}{\omega_0^5} + \frac{\gamma}{(\gamma-1)} \Omega_{12}^2 n_2 \right], n_1 > 0; \quad (8)$$

$$n_0 = \frac{1}{\frac{\gamma|\beta_c|}{C_{12}} - T_C(\gamma-1)} \times \left[\frac{\Omega_{12}^2}{\omega_0^4} \alpha_4 - \frac{\gamma}{\omega_0^2} \alpha_2 - \frac{\gamma|\beta_c|}{C_{12}\omega_0} \alpha_1 + \frac{\gamma^2}{\Omega_{12}^2} \alpha_0 - \right. \\ \left. - \gamma \left(\frac{\beta_c}{C_{12}} \right)^2 + \left(\frac{\gamma}{\gamma-1} - \gamma \right) n_1 - T_C \Omega_{12}^2 n_2 \right]; \quad (9)$$

$$m_0 = \alpha_0 > 0; \quad (10)$$

$$m_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0} + \frac{\alpha_0|\beta_c|}{C_{12}} + n_0, m_1 > 0, \text{ если } n_0 > 0; \quad (11)$$

$$m_{21} = \frac{1}{\gamma} \left[\frac{\Omega_{12}^2}{\omega_0^4} \alpha_4 - T_C n_0 + \frac{\gamma}{\gamma-1} n_1 - \Omega_{12}^2 T_C n_2 \right]; \quad (12)$$

$$m_{22} = \frac{C_{12}}{|\beta_c|} \left[\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2 \omega_0} \alpha_1 + \frac{\gamma|\beta_c|}{\Omega_{12}^2 C_{12} \alpha_0} + T_C n_1 - \right. \\ \left. - n_2 - \frac{\alpha_3}{\omega_0^3} + \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} - \frac{\gamma}{(\gamma-1)\Omega_{12}^2} \right) n_0 \right]. \quad (13)$$

Неоднозначность коэффициентов m_{21} и m_{22} несколько усложняет решаемую задачу, так как выбором соответствующей величины среднегеометрического корня не только должно быть обеспечено равенство $m_{21} = m_{22}$, но и положительность n_0 и m_2 , что гарантирует физическую реализуемость регулятора.

Поиск среднегеометрического корня ω_0 , отвечающего указанным условиям, может быть осуществлён по уравнению, следующему из равенства $m_{21} = m_{22}$, а именно:

$$D\omega_0^6 + \alpha_1 E\omega_0^5 - \alpha_2 A\gamma\omega_0^4 - \alpha_3\omega_0^3 - \alpha_4 F\omega_0^2 + \alpha_5 B\frac{\Omega_{12}^2}{T_C}\omega_0 + \alpha_6 C\frac{\Omega_{12}^2}{T_C} = 0, \quad (14)$$

$$\text{где } A = \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2 \left(\frac{\gamma|\beta_c|}{C_{12}} - T_C(\gamma-1) \right)};$$

$$B = T_C - \frac{|\beta_c|}{C_{12}(\gamma-1)} + A \left(\frac{\gamma}{\gamma-1} - \gamma \right);$$

$$C = \left(\frac{B\gamma}{T_C(\gamma-1)} - AT_C\Omega_{12}^2 + \frac{T_C|\beta_c|\Omega_{12}^2}{C_{12}\gamma} - 1 \right);$$

$$D = \alpha_0 \left(\frac{\gamma|\beta_c|}{\Omega_{12}^2 C_{12}} + A\frac{\gamma^2}{\Omega_{12}^2} \right) - A\gamma \left(\frac{\beta_c}{C_{12}} \right)^2;$$

$$E = \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} - \frac{A\gamma|\beta_c|}{C_{12}}; F = \frac{\Omega_{12}^2|\beta_c|}{\gamma C_{12}} - \Omega_{12}^2 A.$$

Нужно иметь в виду, что уравнение (14) не всегда даёт требуемую вещественную величину ω_0 . Ряд значений ω_0 могут быть отрицательными или комплексно-сопряжёнными числами. Поэтому поиск ω_0 по уравнению (14) носит итерационный характер и связан с коэффициентами α_i выбираемого распределения.

Процедура поиска необходимого распределения

и желаемой величины среднегеометрического корня может быть упрощена построением зависимостей n_0 (9), m_{21} (12) и m_{22} (13) в функции произвольно задаваемого ω_0 . На рис. 3 показан характер зависимостей n_0 , m_{21} , m_{22} от ω_0 распределения Баттерворта шестого порядка с видоизменёнными коэффициентами нормированного полинома:

$$\alpha_0 = 1; \alpha_1 = 3,86; \alpha_2 = 7,46; \alpha_3 = 11,27;$$

$$\alpha_4 = 7,46; \alpha_5 = 3,58; \alpha_6 = 1.$$

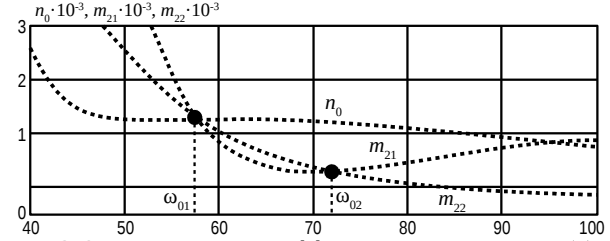


Рис. 3. Зависимости для коэффициентов полиномов $M(p)$ и $N(p)$ от величины ω_0 для распределения по Баттерворту

Таким образом, имеется возможность не только выбирать нужное распределение, обеспечивающее требуемое качество переходного процесса, но и задавать величину среднегеометрического корня ω_0 в большей или меньшей степени отстоящим от Ω_{12} .

Допустим, что по представленным методикам выбрано, удовлетворяющее требованиям к электроприводу устройства «Экспресс», распределение полюсов, найдена величина среднегеометрического корня замкнутой системы ω_0 и рассчитаны по формулам (7)÷(12) положительные значения коэффициентов полиномов $M(p)$ и $N(p)$. Тогда передаточная функция астатического РС пониженного порядка на основании (3) представляется в виде:

$$W_{\text{PC.1}}^A(p) = \frac{[(T_{\mu} + T_{\Sigma})p + 1](T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)}{T_{\text{и}} p (T_3^2 p^2 + T_4 p + 1)}, \quad (15)$$

где $T_{\text{и}} = \frac{n_0 K_0}{m_0}$; $T_1 = \frac{m_1}{m_0}$; $T_2 = \frac{m_2}{m_0}$; $T_3 = \frac{n_2}{n_0}$; $T_4 = \frac{n_1}{n_0}$ – постоянные интегрирования и времени.

С целью уменьшения перерегулирования до значения, соответствующего выбранному распределению, форсирующее звено $(T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)$ числителя передаточной функции (15) должно быть скомпенсировано установкой на входе системы фильтра Φ с одной из передаточных функций:

$$W_{\Phi 1}(p) = \frac{1}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}; W_{\Phi 2}(p) = \frac{1}{T_1 p + 1}. \quad (16)$$

Таким образом, синтезирована передаточная функция астатического РС пониженного порядка. Она обеспечивает системе с неустойчивым объектом астатизм первого порядка при работе устройства на падающем участке нелинейной нагрузки, когда $\beta_c < 0$, а также в случае изменяющейся нагрузки, которая характерна для механической характеристике АД при $\beta_c = 0$. В системе будут отсутствовать ошибки по управлению и возмущению. Это в конечном итоге повышает точность работы системы при идентификации механической характеристики АД.

Рекомендуется и вторая методика синтеза астатического РС. Она основана на использовании традиционного для СПР метода расчёта пропорционально-интегрального регулятора взамен пропорционального.

Допустим, что с использованием метода полиномиальных уравнений для структуры рис. 2 синтезирован статический РС пониженного порядка, имеющий передаточную функцию [2]:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}^*[(T_u + T_\Sigma)p + 1](T_1^*p + 1)}{(T_3^{*2}p^2 + T_4^*p + 1)}, \quad (17)$$

где $K_{PC}^* = \frac{m_0^* R_\Sigma |\beta_c|}{n_0 K_{TP} K_{ДС} C \Phi}$, $T_1^* = \frac{m_1^*}{m_0^*}$, $T_3^{*2} = \frac{n_2^*}{n_0^*}$ найдены при известной величине среднегеометрического корня. Тогда, определив значение $T_0^* = 1/\omega_0^*$, в состав $W_{PC}(p)$ может быть введена интегральная часть с постоянной времени $4T_0^*$. В этом случае передаточная функция астатического РС представляется как:

$$W_{PC.2}^A(p) = \frac{K_{PC}^*[(T_u + T_\Sigma)p + 1](T_1^*p + 1)(4T_0^*p + 1)}{4T_0^*p(T_3^{*2}p^2 + T_4^*p + 1)}. \quad (18)$$

Обозначим $T_u^* = 4T_0^*/K_{PC}^*$, $T_2^{*2} = 4T_0^*T_1^*$, $T_1^{**} = T_1^* + 4T_0^*$.

Тогда окончательно для передаточной функции астатического РС пониженного порядка, найденной по второй методике, будем иметь:

$$W_{PC.2}^A(p) = \frac{[(T_u + T_\Sigma)p + 1](T_2^{*2}p^2 + T_1^{**}p + 1)}{T_u^*p(T_3^{*2}p^2 + T_4^*p + 1)}, \quad (19)$$

что соответствует виду передаточной функции $W_{PC.1}^A(p)$ (15).

Таким образом, синтезированы, отличающиеся своими значениями, две передаточные функции астатического РС пониженного порядка. Они обеспечивают системе с неустойчивым объектом астатизм первого порядка при работе ЭП на падающем участке нелинейной нагрузки, когда $\beta_c < 0$, а также в случае постоянной нагрузки $M_c = M_{c0} = \text{const}$ при $\beta_c = 0$. В системе будут отсутствовать ошибки по управлению и возмущению. Это, в конечном итоге, повышает точность работы ЭП по идентификации механической характеристики АД.

Проверка работоспособности синтезированной одноконтурной системы регулирования скорости с астатическим РС пониженного порядка рис. 2, работающей совместно с испытываемым АД, проводилась компьютерными исследованиями ЭП со следующими параметрами двигателя типа 2ПН112 – $P_n = 2,2$ кВт;

$U_n = 220$ В; $I_n = 13,4$ А; $\omega_n = 157$ с⁻¹; $M_n = 14$ Нм и тиристорного преобразователя: $K_{TP} = 27,7$; $T_\mu = 0,003$ с; $R_\Sigma = 4,36$ Ом; $T_{м,дв} = 0,054$ с; $L_\Sigma = 0,04$ Гн; $T_\Sigma = 0,009$ с; $J_{дв} = J_1 = 0,018$ кгм²; $m = T_{м,дв} / T_\Sigma = 6$; $\beta = (C\Phi)^2 / R_\Sigma = 0,33$ Нмс; $\omega_{0,дв} = 1/\sqrt{T_{м,дв}T_\Sigma} = 45,45$ с⁻¹ при $U_{\Sigma c} = 10$ В, времени разгона от задатчика интенсивности (ЗИ) $t_p = 12$ с и $K_{ДС} = 0,0637$ В·с.

Для синтеза РС взяты параметры АД, отвечающие наиболее ответственному, с точки зрения динамики, режиму его работы на участке игольчатого провала момента с $\beta_c < 0$.

При моделировании принято, что нелинейная нагрузка, характеризующая механическую характеристику АД, имеет следующие параметры:

$$M_c = \begin{cases} M_{c0}\beta_{c1}\omega_2 & 0 < \omega_2 < 30 \text{ с}^{-1} & \beta_{c1} = 0,1 \text{ Нмс} \\ \beta_{c2}\omega_2 & 20 \leq \omega_2 \leq 30 \text{ с}^{-1} & \beta_{c2} = 0,7 \text{ Нмс} \\ -\beta_{c3}\omega_2 & 30 \leq \omega_2 \leq 32 \text{ с}^{-1} & \beta_{c3} = -7 \text{ Нмс} \\ \beta_{c4}\omega_2 & 32 \leq \omega_2 \leq 40 \text{ с}^{-1} & \beta_{c4} = 1 \text{ Нмс} \\ \beta_{c5}\omega_2 & 40 \leq \omega_2 \leq 120 \text{ с}^{-1} & \beta_{c5} = 0,06 \text{ Нмс} \\ \beta_{c5}\omega_2 & 120 \leq \omega_2 \leq 157 \text{ с}^{-1} & \beta_{c5} = 0,95 \text{ Нмс} \end{cases} \quad (20)$$

Определение параметров передаточной функции РС $W_{PC.1}^A(p)$ (15) выполнено при величине среднегеометрического корня $\omega_0 = 71,24$ с⁻¹, а передаточной функции $W_{PC.2}^A(p)$ при $\omega_0 = 68,5$ с⁻¹, они имеют следующее значение:

$$W_{PC.11}^A(p) = \frac{(0,012p + 1)(2,96 \cdot 10^{-4}p^2 + 0,07p + 1)}{0,017p(4,24 \cdot 10^{-5}p^2 + 0,011p + 1)},$$

$$W_\Phi(p) = \frac{1}{0,07p + 1}, \quad (21)$$

$$W_{PC.2}^A(p) = \frac{(0,012p + 1)(1,576 \cdot 10^{-3}p^2 + 0,085p + 1)}{0,017p(1,75 \cdot 10^{-4}p^2 + 0,0358p + 1)},$$

$$W_\Phi(p) = \frac{1}{0,085p + 1}. \quad (22)$$

Исследование системы рис. 2 с РС (21) и (22) показало, что более эффективной является система с РС (22), показанная на рис. 4. Полученная с ее помощью динамическая механическая характеристика, соответствующая использованию квазистатического метода исследования механических характеристик АД показана на рис. 5. Исходя из данного рисунка видно полное совпадение значений M_n , M_{\max} , M_{\min} динамической характеристики АД значениям исходной статической характеристики на рис. 1.

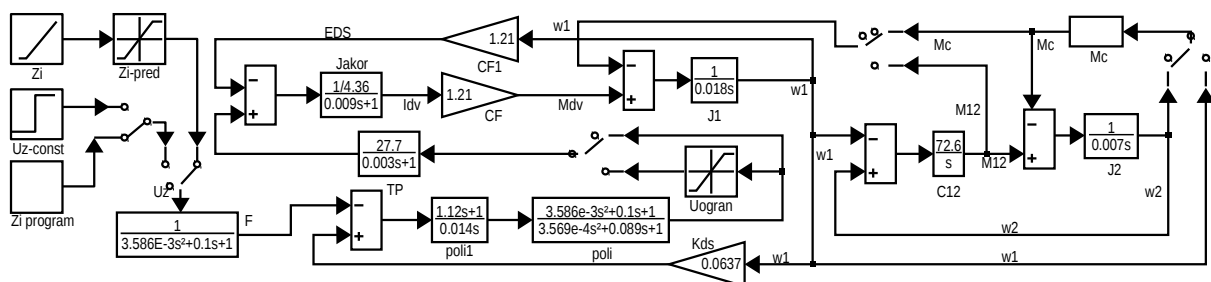


Рис. 4. Математическая модель устройства «Экспресс» с $W_{PC.2}^A(p)$

Для обеих характеристик:

$$M_n = 28 \text{ Н·м}, M_{\text{макс}} = 37 \text{ Н·м}, M_{\text{мин}} = 22 \text{ Н·м}.$$

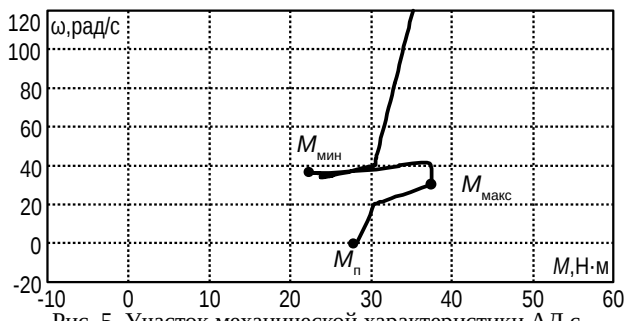


Рис. 5. Участок механической характеристики АД с провалами момента

Выводы. 1) Обоснована возможность использования полиномиального метода для синтеза астатического РС пониженного порядка для двухмассового исходно неустойчивого ЭП с упрощённой структурой без внутреннего контура тока, предотвращающего колебания, связанные с упругостью кинематической линии, и автоколебательные режимы, обусловленные нелинейностью нагрузки; 2) Синтезированные астатические регуляторы обеспечивают высокое быстродействие и точность поддержания скорости при широкой вариации параметров механической характеристики АД; 3) Показано, что обе предложенные методики синтеза астатических РС пониженного порядка приводят к мало отличающимся результатам, но предпочтение следует отдать регулятору синтезированному по второй методике.

Список литературы

1. Акимов Л. В., Пирожок А. В. Математическая модель электромеханической системы дозатора со спирально-винтовым транспортером и нелинейной нагрузкой. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. Сер.: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Харків: НТУ «ХПІ». 2001, вип. 10. С.43-45.
2. Акимов Л. В., Долбня В. Т., Клепиков В. Б., Пирожок А. В. Синтез упрощенных структур двухмассовых электроприводов с нелинейной нагрузкой. Харьков: НТУ «ХПИ», Запорожье: ЗНТУ, 2002. 160 с.
3. Клепиков В. Б., Осичев А. В. Определение границ устойчивости электропривода с отрицательным вязким трением с учётом упругости кинематической цепи. *Електричество*. URL: <http://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/27384>.

- (дата обращения 20.04.2019).
4. Залыаев С. Р. О применении метода полиномиальных уравнений для синтеза непрерывных систем электропривода. *Електротехніка*. URL: <https://elibrary.ru/contents.asp?id=33288741>. (дата обращения 04.04.2019).
5. Акимов Л. В., Колотило В. И., Марков В. С. *Динамика двухмассовых систем с нетрадиционными регуляторами скорости и наблюдателями состояния*. Харьков: ХГПУ, 2000. 93 с.
6. Акимов Л. В., Марков В. С. Методики синтеза астатической системы подчиненного регулирования скорости неустойчивого двухмассового объекта. *Інтегровані технології та енергозбереження*. Харків: ХДПУ, 2000, №1. С.41-52.

References (transliterated)

1. Akimov L. V., Pirozhok A. V. Matematicheskaya model' elektromekhanicheskoy sistemy dozatora so spiral'no-vintovym transporterom i nelinejnoy nagruzkoy [Mathematical model of the electro-mechanical system of the dispenser with a spiral-helix conveyor and non-linear load]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «Kharkivskiy politekhnichnyi 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». 2001. pp. 43-45.
2. Akimov L. V., Dolbnya V. T., Klepikov V. B., Pirozhok A. V. *Sintez uproschennykh struktur dvuhmassovykh elektropryvodov s nelinejnoy nagruzkoy* [Synthesis of simplified structures of two-mass electric drives with non-linear load]. Khar'kov: NTU «KHPI», Zaporozh'ye: ZNTU, 2002. 160 p.
3. Klepikov V. B., Osichev A. V. *Opreделение granic ustojchivosti jelektropryvoda s otricatel'ny'm vjazkim treniem s uchetoм uprugosti kinemacheskoy cepi* [Determination of the stability limits of the electric drive with a negative viscous friction, taking into account the elasticity of the kinematic chain]. *Jelektrichestvo* [Electricity]. URL: <http://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/27384>. (accessed 20.04.2019).
4. Zalyaev S. R. *O primenenii metoda polinomial'nykh uravnenij dlja sinteza nepreryvnykh sistem jelektropryvoda* [On the application of the method of polynomial equations for the synthesis of continuous electric drive systems]. *Jelektrotehnika* [Electrical Engineering]. URL: <https://elibrary.ru/contents.asp?id=33288741>. (accessed 04.04.2019).
5. Akimov L. V., Kolotilo V. I., Markov V. S. *Dinamika dvuhmassovykh sistem s netradicionnymi reguljatorami skorosti i nablyudatelyami sostoyaniya* [Dynamics two-mass systems with unconventional speed regulators and state observers]. Har'kov: HGPU, 2000. 93 p.
6. Akimov L. V., Markov V. S. *Metodiki sinteza astaticheskoy sistemy podchinennogo regulirovaniya skorosti neustojchivogo dvuhmassovogo ob'ekta* [Methods of synthesis of an astatic system of a subordinate speed control of an unstable two-mass object]. *Integrirovannye tekhnologii i energosberezhenie* [Integrated technology and energy saving]. Kharkiv: KHDPU. 2000, №1. pp. 41-52.

Поступила 10.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

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

Пирожок Андрій Володимирович (Пирожок Андрей Владимирович, Pirozhok Andrej Vladimirovich) – кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Запорізька політехніка», завідувач кафедри електроприводу та автоматизації промислових установок; м. Запоріжжя, Україна; e-mail: apirozhok@gmail.com

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.yuriy@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

Кашеев Олексій Валерійович (Кашеев Алексей Валерьевич, Kascheev Aleksej Valerievich) – Науково-дослідний та проектно-конструкторський інститут «Молнія» Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут», завідувач лабораторії; м. Харків, Україна; e-mail: kascheew1974@gmail.com

С. М. ПЕРЕСАДА, В. С. РЕШЕТНИК, Д. І. РОДЬКІН, О. Ю. ЗІНЧЕНКО

ЛІНЕАРИЗУЮЧЕ КЕРУВАННЯ ВІДПРАЦЮВАННЯМ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ ТА ПОЧАТКОВА ІДЕНТИФІКАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ СИНХРОННОЇ ЯВНОПОЛЮСНОЇ МАШИНИ ЗІ ЗБУДЖЕННЯМ ВІД ПОСТІЙНИХ МАГНІТІВ

В роботі синтезовано лінеаризуючий зворотнім зв'язком алгоритм відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості і прямої компоненти струму статора явнопольосного двигуна зі збудженням від постійних магнітів. Також запропоновано триетапну процедуру початкової ідентифікації параметрів синхронного двигуна для реалізації функції «self-commissioning». Синтезовані адаптивні алгоритми дозволяють послідовно оцінювати всі сім параметрів синхронного двигуна в умовах сформованих тестів. Ефективність синтезованих алгоритмів підтверджено результатами математичного моделювання.

Ключові слова: ідентифікація параметрів, синхронний двигун, адаптивний спостерігач

С. М. ПЕРЕСАДА, В. С. РЕШЕТНИК, Д. И. РОДЬКИН, А. Ю. ЗИНЧЕНКО

ЛИНЕАРИЗИРУЮЩЕЕ УПРАВЛЕНИЕ ОТРАБОТКОЙ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ И НАЧАЛЬНАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ СИНХРОННОЙ ЯВНОПОЛЮСНОЙ МАШИНЫ С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

В работе синтезирован линейаризирующий обратной связью алгоритм отработки заданных траекторий угловой скорости и прямой компоненты тока статора явнопольосного синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов. Также предложено трёх этапную процедуру начальной идентификации параметров двигателя для реализации функции «self-commissioning». Синтезированные адаптивные алгоритмы позволяют последовательно оценить все семь параметров синхронного двигателя в условиях сформированных тестов. Эффективность предложенных алгоритмов подтверждена результатами математического моделирования.

Ключевые слова: идентификация параметров, синхронный двигатель, адаптивный наблюдатель

S. PERESADA, V. RESHETNYK, D. RODKIN, O. ZINCHENKO

LINEARIZING SPEED CONTROL AND SELF-COMMISSIONING OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Vector-controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) is dominating in high-precision speed/position tracking applications. Precise knowledge of the six motor parameters and load torque is required for the control implementation. The problem of IPMSM parameters identification has still not been fully solved even for «self – commissioning» procedure despite of the significant amount of research activities in the field. In this paper a new speed tracking control algorithm with decoupling of the direct current component and angular velocity control is presented. Due to this feature it is possible to freely regulate the direct current component in order to achieve more efficient control without degradation of the speed dynamics. A novel three stages «self – commissioning» procedure is proposed for IPMSM parameters identification. For each testing stage the adaptive algorithms are designed using the second Lyapunov's method. First two stages are based on adaptive current control. The mechanical parameters are estimated by adaptive speed observer. Presented algorithms allow to estimate all seven IPMSM parameters under test conditions consistently. Simulation results proof the effectiveness of the proposed procedure.

Keywords: synchronous motor, self-commissioning, adaptive observer, parameters estimation

Вступ. Синхронні явнопольосні двигуни зі збудженням від постійних магнітів (IPMSM – interior permanent magnet synchronous motor) є найпоширенішим типом приводних двигунів для електромеханічних систем з високими динамічними показниками [1]. Наявність явнопольосності в IPMSM надає можливість ефективного регулювання прямої компоненти струму статора з метою використання енергоефективних алгоритмів керування, а також для роботи в зоні послаблення поля при швидкостях вище номінальної.

Завдяки використанню алгоритмів векторного керування в координатах ротора, двигуни забезпечують високоякісне відпрацювання траєкторії кутової швидкості. Для реалізації алгоритмів векторного керування синхронним IPMSM потрібна інформація про шість параметрів двигуна та момент навантаження. Якщо ці параметри наперед не є відомими, то потрібна їх початкова ідентифікація і подальше самоналаштування системи, які визначають функцію «self-commissioning».

З великого різноманіття методів адаптивного керування IPMSM та ідентифікації його параметрів ви-

діляють ті, які здійснюються в реальному часі (online) в умовах поточної роботи електроприводу, а також які вимагають спеціальних тестових умов. Перші відносяться до категорії адаптивного керування, а другі використовуються для реалізації процедур «self-commissioning».

Адаптивне керування в електромеханічних системах з двигунами змінного струму є ефективним у випадку, коли адаптація здійснюється до малої кількості параметрів, не більше двох-трьох. Такі адаптивні системи забезпечують оцінювання невідомих параметрів в робочих режимах електроприводів і можуть забезпечити прийнятну швидкодію ідентифікації невідомих параметрів [2]. При збільшенні їх кількості алгоритми настільки складні, що їх практична реалізація стає неможливою, а умови сходимості оцінок не відповідають умовам їх роботи згідно технологічних вимог. Так, наприклад, в [3] представлено алгоритм керування кутовим положенням синхронного неявнопольосного двигуна, який є адаптивним до шести його параметрів.

© С. М. Пересада, В. С. Решетник, Д. І. Родькін, О. Ю. Зінченко, 2019

Процедура синтезу в [3] передбачає використання надлишкової параметризації з оцінкою додаткового сьомого параметру. В умовах типових режимів роботи електроприводу сходиність алгоритму гарантується лише для двох оцінок: опору статора і моменту навантаження. Рішення, запропоноване в [4], забезпечує ідентифікацію усіх параметрів IPMSM, але тільки за умови відомої траєкторії моменту навантаження у вигляді синусоїдної функції кутового положення. В [5] представлено робастний алгоритм керування з адаптацією до однієї індуктивності статора, моменту навантаження і коефіцієнту в'язкого тертя. Сходиність оцінок параметрів аналітично не досліджувалась і не продемонстрована результатами експериментальних досліджень. Адаптивний спостерігач потокозчеплення розглянуто в [6] для оцінки індуктивності з урахуванням насичення магнітної системи двигуна. Метод найменших квадратів використано в [7] для оцінки індуктивностей та опору статора, а також коефіцієнту моменту в режимі поєднання тестів в статистиці і динаміці. Подібну задачу розглянуто в [8], [9] для оцінки параметрів статорного кола IPMSM. Розширений фільтр Калмана [11], а також значну кількість рішень на основі методів штучного інтелекту запропоновано для оцінки частини параметрів двигуна. Метод ідентифікації індуктивностей статорного кола, запропонований в [11], базується на використанні високочастотної інжекції струмів в процесі регулювання кутової швидкості в усталених режимах.

Аналіз результатів, представлених в [5] ÷ [11], свідчить про те, що, незважаючи на значну кількість досліджень, проблема ідентифікації IPMSM параметрів не є повністю вирішеною навіть для процедур початкової ідентифікації. Розглядаються задачі оцінювання лише частини параметрів, для багатьох алгоритмів відсутнє теоретичне обґрунтування.

Метою роботи є розробка нового алгоритму асимптотичного відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості IPMSM, який додатково забезпечує розв'язку підсистем керування прямою компонентною струму статора і кутовою швидкістю, а також асимптотичну лінеаризацію останньої. Завдяки цьому можливо вільно (в межах відсутності насичення магнітної системи) регулювати пряму компоненту струму статора з метою реалізації енергоефективних алгоритмів, не впливаючи при цьому на динамічну поведінку механічних координат. Для початкового визначення параметрів IPMSM, які необхідні для реалізації алгоритму керування, запропоновано процедуру ідентифікації параметрів синхронного двигуна, що складається з трьох етапів. На першому оцінюються індуктивності і активний опір статора; на другому потокозчеплення, яке формується постійними магнітами; на третьому визначаються параметри механічної частини: момент інерції, коефіцієнт в'язкого тертя та момент навантаження. Для задач ідентифікації кожного з етапів синтезовано з використанням другого методу Ляпунова адаптивні алгоритми, які базуються на адаптивному регулюванні струмів для перших двох задач і використанні адаптивного спостерігача швидкості для іден-

тифікації параметрів механічної частини. Послідовне формування тестів дозволяє забезпечити швидке оцінювання на кожному з етапів так, що загальна тривалість процесу «self-commissioning» не перевищує декількох секунд. Ефективність синтезованих алгоритмів підтверджено результатами математичного моделювання.

Постановка задачі та синтез алгоритму керування швидкістю

А. Постановка задачі керування. Стандартна динамічна модель синхронного явнополюсного двигуна зі збудженням від постійних магнітів в системі координат ротора ($d-q$) задається рівняннями (1):

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n [L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d] i_q - \frac{\nu}{J} \omega - \frac{T_L}{J}, \\ \dot{i}_d &= \frac{1}{L_d} (-R i_d + L_q p_n \omega i_q + u_d), \\ \dot{i}_q &= \frac{1}{L_q} (-R i_q - L_d p_n \omega i_d - L_{md} i_f p_n \omega + u_q),\end{aligned}\quad (1)$$

де ω – кутова швидкість ротора; $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$ та $\mathbf{i} = (i_d, i_q)^T$ – вектори напруги та струмів статора відповідно; i_f – фіктивний струм збудження постійних магнітів; T_L – момент навантаження; L_{md} – індуктивність намагнічування по осі d ; R – активний опір статора; L_d та L_q – індуктивності статора по осям d і q відповідно; ν – коефіцієнт в'язкого тертя; J – повний момент інерції; p_n – кількість пар полюсів.

Розглянемо модель двигуна (1) та припустимо:

А.1. Струми статора, кутова швидкість ротора та кутове положення ротора, необхідне для перетворення Парка-Горева, вимірюються.

А.2 Всі параметри двигуна відомі та постійні, момент навантаження T_L невідомий, постійний або змінюється повільно та обмежений.

А.3. Задана траєкторія зміни кутової швидкості ω^* є обмеженою функцією часу з обмеженими відомими першою та другою похідними; i_d^* – задана обмежена траєкторія зміни струму i_d .

За умов цих припущень алгоритм керування має забезпечувати:

О.1. Глобальне асимптотичне відпрацювання керованих змінних – кутової швидкості ротора ω та прямої компоненти струму статора i_d :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{i}_d) = 0, \quad (2)$$

де $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання кутової швидкості ротора; $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ – похибка відпрацювання компоненти струму статора по осі d .

О.2. Асимптотичну розв'язку процесів керування кутовою швидкістю та прямою компонентною струму статора.

О.3. Асимптотичну лінеаризацію підсистеми відпрацювання кутової швидкості.

Б. Синтез алгоритму відпрацювання кутової швидкості. Синтез алгоритму відпрацювання кутової швидкості виконується з використанням зворотної покрокової процедури проектування (back stepping) [13].

З (1) динаміка похибки відпрацювання кутової швидкості запишеться у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{\omega} = & \mu \left(\dot{i}_q^* + \tilde{i}_q \right) - \frac{\nu}{J} \omega^* - \frac{\nu}{J} \tilde{\omega} - \hat{T}_L - \tilde{T}_L - \dot{\omega}^* + \\ & + \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d \dot{i}_q,\end{aligned}\quad (3)$$

де $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибка відпрацювання компоненти струму статора по осі q ; i_q^* – задане значення струму по осі q ; \hat{T}_L – оцінка $\frac{T_L}{J}$; $\tilde{T}_L = \frac{T_L}{J} - \hat{T}_L$ – похибка оцінювання; $\mu = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n [L_{md} \dot{i}_f + (L_d - L_q) \dot{i}_d^*] > 0$.

З рівняння (3) регулятор швидкості запишемо в наступній формі:

$$\begin{aligned}\dot{i}_q^* = & \frac{1}{\mu} \left(\hat{T}_L + \frac{\nu}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* - k_{\omega} \tilde{\omega} \right), \\ \hat{T}_L = & -k_{\omega i} \tilde{\omega},\end{aligned}\quad (4)$$

де $(k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості.

Після підстановки (4) в (3) отримаємо рівняння динаміки кутової швидкості у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{\omega} = & - \left(k_{\omega} + \frac{\nu}{J} \right) \tilde{\omega} - \tilde{T}_L + \\ & + \mu \tilde{i}_q + \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + \dot{i}_q^*), \\ \tilde{T}_L = & k_{\omega i} \tilde{\omega}.\end{aligned}\quad (5)$$

Відмітимо, що за умови струмового керування, $\tilde{i}_q = \tilde{i}_d = 0$, система другого порядку (5) є лінійною і асимптотично стійкою для будь яких $(k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$.

Для подальшого синтезу розрахуємо похідну від заданого струму \dot{i}_q^* , який формується регулятором швидкості (4):

$$\begin{aligned}\dot{i}_q^* = & \frac{1}{\mu} \left[\hat{T}_L + \frac{\nu}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* \right] + \\ & + \frac{1}{\mu} \left[-k_{\omega} \left(- \left(k_{\omega} + \frac{\nu}{J} \right) \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d \dot{i}_q \right) \right] - \\ & - \frac{1}{\mu^2} \left[\frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \dot{i}_d^* \right] \left[\hat{T}_L + \frac{\nu}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* - k_{\omega} \tilde{\omega} \right] + \\ & + \frac{k_{\omega}}{\mu} \tilde{T}_L = \dot{i}_{q1}^* + \dot{i}_{q2}^*,\end{aligned}\quad (6)$$

де \dot{i}_{q1}^* – відома функція; $\dot{i}_{q2}^* = \frac{k_{\omega}}{\mu} \tilde{T}_L$ – невідома.

Згідно зворотної покрокової процедури синтезу, наступним кроком є конструювання внутрішніх контурів регулювання струмів [13]. Розглянемо наступні нелінійні регулятори струму:

$$\begin{aligned}u_d = & R \dot{i}_d^* - L_q p_n \omega \dot{i}_q + L_d \left(\dot{i}_d^* - k_{i1} \tilde{i}_d - x_d \right), \\ \dot{x}_d = & k_{ii} \tilde{i}_d, \\ u_q = & R \dot{i}_q^* + L_d p_n \omega \dot{i}_d + L_{md} \dot{i}_f p_n \omega + L_q \left(\dot{i}_{q1}^* - k_{i1} \tilde{i}_q - x_q \right), \\ \dot{x}_q = & k_{ii} \tilde{i}_q\end{aligned}\quad (7)$$

де $(k_{i1}, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму.

При дії регуляторів (7), та з врахуванням (5) результуючі рівняння динаміки набувають вигляду:

$$\begin{aligned}\tilde{\omega} = & - \left(k_{\omega} + \frac{\nu}{J} \right) \tilde{\omega} - \tilde{T}_L + \mu \tilde{i}_q + \\ & + \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + \dot{i}_q^*),\end{aligned}\quad (8)$$

$$\begin{aligned}\tilde{T}_L = & k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \tilde{i}_q = & -k_{iq} \tilde{i}_q - x_q - \frac{k_{\omega}}{\mu} \tilde{T}_L,\end{aligned}\quad (9)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_q = & k_{ii} \tilde{i}_q, \\ \tilde{i}_d = & -k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\ \dot{x}_d = & k_{ii} \tilde{i}_d,\end{aligned}\quad (10)$$

де $k_{id} = \frac{R}{L_d} + k_{i1}$, $k_{iq} = \frac{R}{L_q} + k_{i1}$.

Оскільки електромагнітна підсистема (10) є повністю розв'язаною відносно електромеханічної (8), лінійною і асимптотично стійкою для усіх (k_{id}, k_{ii}) то

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (x_d, \tilde{i}_d) = 0.$$

З цього випливає, що електромеханічна підсистема (8), (9) є асимптотично лінійною, в якій перші два рівняння описують динамічну поведінку контуру регулювання швидкості, а другі два – контуру регулювання струму по осі q . Дві підсистеми (8) та (9) включено в контурі зворотного зв'язку і завжди можуть бути налаштовані так, що замкнена система четвертого порядку буде стійкою. Бажані показники якості керування досягаються за рахунок вибору коефіцієнтів регулятора швидкості і струму так, що контур регулювання струму принаймні в двічі швидший за контур регулювання кутової швидкості [14].

Таким чином алгоритм векторного керування, заданий рівняннями (4), (6), (7) забезпечує відпрацювання кутової швидкості та струму по осі d , тобто цілі керування $0.1 \div 0.3$ досягаються. Реалізація алгоритму керування вимагає інформації про електричні $(R, L_d, L_q, (L_{md} \dot{i}_f))$, а також механічні (ν, J) параметри моделі (1).

Ідентифікація параметрів IPMSM

Динамічна модель IPMSM (1) має шість додатніх параметрів: $R, L_d, L_q, (L_{md} \dot{i}_f), \nu, J$ та T_L . Ці параметри не завжди відомі з достатньою точністю, а отже, лінеаризуюче зворотним зв'язком керування (4), (7) не забезпечує при цьому асимптотичність відпрацювання необхідних координат, хоча і є робастним відносно обмежених варіацій параметрів моделі IPMSM.

В даному розділі розроблено алгоритми процедури ідентифікації семи параметрів IPMSM, які не вимагають початкової інформації про їх значення. Ідентифікація параметрів, яка є основною частиною системи «self-commissioning», виконуються в три етапи.

А. Алгоритм ідентифікації електричних параметрів. На першому етапі проводиться тест для ідентифікації параметрів R, L_d, L_q . Для цього в моделі (1) приймемо наступні позначення:

$$\varphi_1 = \frac{R}{L_d}, \varphi_2 = \frac{L_q}{L_d}, \varphi_3 = L_d. \quad (11)$$

Нехай $\hat{\varphi}_i$ та $\tilde{\varphi}_i = \varphi_i - \hat{\varphi}_i$, $1 \leq i \leq 3$, визначають оцінки параметрів двигуна та похибки їх оцінювання відповідно. Тоді рівняння динаміки d – компоненти струму статора запишеться у вигляді:

$$\dot{i}_d = -\varphi_1 i_d + \varphi_2 \omega p_n i_q + \frac{1}{\varphi_3} u_d. \quad (12)$$

Сконструємо адаптивний регулятор струму по осі d у наступній формі:

$$u_d = \hat{\varphi}_3 (\hat{\varphi}_1 i_d - \hat{\varphi}_2 \omega p_n i_q - k_{id} \tilde{i}_d + \dot{i}_d^*), \quad (13)$$

де $k_{id} > 0$ – коефіцієнт пропорційного регулятора струму.

Після підстановки (13) в (12), рівняння динаміки похибки відпрацювання струму набуває вигляду:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d - \tilde{\varphi}_1 i_d^* + \tilde{\varphi}_2 \omega p_n i_q - \frac{\tilde{\varphi}_3}{\varphi_3} \xi_d = \\ &= -k_{id} \tilde{i}_d + \begin{bmatrix} -i_d^* & \omega p_n i_q & -\xi_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\varphi}_1 \\ \tilde{\varphi}_2 \\ \tilde{\varphi}_3 / \varphi_3 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (14)$$

де $\xi_d = (\hat{\varphi}_1 i_d - \hat{\varphi}_2 \omega p_n i_q - k_{id} \tilde{i}_d + \dot{i}_d^*)$.

Рівняння (14) у векторній формі буде:

$$\dot{\tilde{x}} = A \tilde{x} + W D^{-1} \tilde{\Phi}, \quad (15)$$

де $\tilde{x} = \tilde{i}_d$, $A = -k_{id}$, $W = \begin{bmatrix} -i_d^* & \omega p_n i_q & -\xi_d \end{bmatrix}$ – відома матриця регресії, $D = \text{diag}[1 \ 1 \ \varphi_3]$, $\tilde{\Phi} = [\tilde{\varphi}_1 \ \tilde{\varphi}_2 \ \tilde{\varphi}_3]^T$ – вектор похибок оцінювання.

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{2} (\tilde{x}^T \tilde{x} + \tilde{\Phi}^T \Lambda^{-1} D^{-1} \tilde{\Phi}) = \\ &= \frac{1}{2} \left(\tilde{i}_d^2 + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\varphi}_1^2 + \frac{1}{\lambda_2} \tilde{\varphi}_2^2 + \frac{1}{\lambda_3 \varphi_3} \tilde{\varphi}_3^2 \right), \end{aligned} \quad (16)$$

де $\Lambda = \text{diag}[\lambda_1 \ \lambda_2 \ \lambda_3]$, $\lambda_m > 0$, $1 \leq m \leq 3$.

Похідна від V дорівнює:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} \tilde{x}^T (A^T + A) \tilde{x} + \tilde{x}^T W D^{-1} \tilde{\Phi} + \tilde{\Phi}^T \Lambda^{-1} D^{-1} \dot{\tilde{\Phi}} = \\ &= -k_{id} \tilde{i}_d^2 - \tilde{\varphi}_1 i_d^* \tilde{i}_d + \tilde{\varphi}_2 p_n \omega i_q \tilde{i}_d - \frac{\tilde{\varphi}_3}{\varphi_3} \xi_d \tilde{i}_d + \\ &+ \frac{\tilde{\varphi}_1}{\lambda_1} \tilde{\varphi}_1 + \frac{\tilde{\varphi}_2}{\lambda_2} \tilde{\varphi}_2 + \frac{\tilde{\varphi}_3}{\lambda_3 \varphi_3} \tilde{\varphi}_3. \end{aligned} \quad (17)$$

Оскільки невідомі параметри φ_i є постійними, то $\dot{\tilde{\Phi}} = -\dot{\hat{\Phi}}$. З (17) визначимо алгоритм ідентифікації у вигляді:

$$\dot{\tilde{\Phi}} = -\dot{\hat{\Phi}} = -\Lambda W^T \tilde{x}, \quad (18)$$

тоді:

$$\dot{V} = -k_{id} \tilde{i}_d^2 \leq 0. \quad (19)$$

З умови $V > 0$, $\dot{V} \leq 0$ слідує, що вектори \tilde{x} , $\tilde{\Phi}$ обмежені для будь-яких $t \geq 0$. Застосовуючи лему Барбалат [12] встановлюємо, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0. \quad (20)$$

Також, якщо існує додатна константа T така, що матриця 3×3

$$\int_t^{t+T} W^T(\tau) W(\tau) d\tau > 0, \quad (21)$$

для будь-яких $t \geq 0$ (умова персистентності збудження), то положення рівноваги $(\tilde{i}_d, \tilde{\varphi}_1, \tilde{\varphi}_2, \tilde{\varphi}_3) = 0$ є глобально експоненційно стійким для лінійної неавтономної системи [12]:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= A \tilde{x} + W D^{-1} \tilde{\Phi}, \\ \dot{\tilde{\Phi}} &= -\Lambda W^T \tilde{x}. \end{aligned} \quad (22)$$

Алгоритм ідентифікації параметрів (18) має вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\varphi}}_1 &= -\lambda_1 i_d^* \tilde{i}_d, \\ \dot{\hat{\varphi}}_2 &= \lambda_2 p_n \omega i_q \tilde{i}_d, \\ \dot{\hat{\varphi}}_3 &= -\lambda_3 \xi_d \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (23)$$

Відмітимо, що умова персистентності збудження досягається за рахунок формування заданої функції струму i_d^* .

Б. Ідентифікація параметру ($L_{md} i_f$). Наступним кроком синтезуємо алгоритм для ідентифікації параметра ($L_{md} i_f$), враховуючи що R , L_d , L_q є відомими параметрами (визначені на першому етапі ідентифікації). В моделі (1) приймемо наступне визначення:

$$\varphi_4 = L_{md} i_f. \quad (24)$$

Нехай $\hat{\varphi}_4$ та $\tilde{\varphi}_4 = \varphi_4 - \hat{\varphi}_4$, визначають оцінку параметра ($L_{md} i_f$) та його похибку оцінювання. Тоді рівняння динаміки q – компоненти струму статора запишеться у вигляді:

$$\dot{i}_q = \frac{-r}{L_q} i_q - p_n \omega \frac{L_d}{L_q} i_d - p_n \frac{\varphi_4}{L_q} \omega + \frac{u_q}{L_q}. \quad (25)$$

Аналогічно розглянутому при оцінюванні параметрів φ_1 , φ_2 , φ_3 сформуємо адаптивний регулятор струму:

$$u_q = R i_q^* + \omega p_n L_d i_d + \hat{\varphi}_4 p_n \omega + L_q (\dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q). \quad (26)$$

Після підстановки (26) в (25), рівняння динаміки похибки відпрацювання струму буде:

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{iq} \tilde{i}_q - p_n \frac{\tilde{\varphi}_4}{L_q} \omega, \quad (27)$$

де $k_{iq} = k_{i1} + \frac{R}{L_q}$.

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left(\tilde{i}_q^2 + \frac{1}{\lambda_4} \tilde{\varphi}_4^2 \right), \quad (28)$$

похідна від якої

$$\dot{V} = -k_{iq} \tilde{i}_q^2 - p_n \frac{\tilde{\varphi}_4}{L_q} \omega \tilde{i}_q + \frac{\tilde{\varphi}_4}{\lambda_4} \dot{\tilde{\varphi}}_4. \quad (29)$$

Визначивши алгоритм ідентифікації

$$\hat{\varphi}_4 = -\tilde{\varphi}_4 = -p_n \frac{\lambda_1}{L_q} \omega \tilde{i}_q, \quad (30)$$

отримаємо

$$\dot{V} = -k_{iq} \tilde{i}_q^2 \leq 0. \quad (31)$$

З аналізу, який аналогічний розглянутому при ідентифікації $\varphi_1 \div \varphi_3$, встановлюємо що при виконанні умов персистентності збудження для системи (27), (30) гарантується асимптотичне оцінювання параметру φ_4 .

В. Адаптивний спостерігач кутової швидкості. На останньому етапі для ідентифікації механічних параметрів IPMSM запропоновано використати адаптивний спостерігач кутової швидкості. Для цього в рівнянні динаміки кутової швидкості (1) приймемо наступні позначення:

$$\varphi_5 = \frac{1}{J}, \varphi_6 = \frac{\nu}{J}, \varphi_7 = \frac{T_L}{J}. \quad (32)$$

Нехай $\hat{\varphi}_k$ та $\tilde{\varphi}_k = \varphi_k - \hat{\varphi}_k$, $5 \leq k \leq 7$, визначають оцінки параметрів двигуна та похибки їх оцінювання відповідно. Тоді рівняння динаміки кутової швидкості запишеться у вигляді:

$$\dot{\omega} = \frac{3}{2} \varphi_5 p_n [L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d] i_q - \varphi_6 \omega - \varphi_7. \quad (33)$$

Оскільки в (33) параметри L_d , L_q , $(L_{md} i_f)$ було визначено на попередніх етапах процедури «self-commissioning», то рівняння спостерігача кутової швидкості конструюється у вигляді:

$$\dot{\hat{\omega}} = \hat{\varphi}_5 \xi - \hat{\varphi}_6 \omega - \hat{\varphi}_7 + k_{\omega 1} e_{\omega}, \quad (34)$$

де $\xi = \frac{3}{2} p_n [(L_d - L_q) i_d i_q + L_{md} i_f i_q]$ – відома функція; $e_{\omega} = \omega - \hat{\omega}$ – похибка оцінювання кутової швидкості; $k_{\omega 1}$ – корегуючий коефіцієнт спостерігача.

З (33) та (34) маємо:

$$\dot{e}_{\omega} = \tilde{\varphi}_5 \xi - \tilde{\varphi}_6 \omega - \tilde{\varphi}_7 - k_{\omega 1} e_{\omega}. \quad (35)$$

Ідея побудови алгоритму ідентифікації для рівняння (35) полягає в тому, щоб спроектувати динамічну поведінку оцінок $\hat{\varphi}_k$ так, щоб e_{ω} асимптотично збігалась в нуль.

Для визначення законів ідентифікації $\hat{\varphi}_k$, а також динамічної поведінки $\hat{\omega}$, розглянемо наступну додатньо-визначену функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left(e_{\omega}^2 + \frac{1}{\lambda_5} \tilde{\varphi}_5^2 + \frac{1}{\lambda_6} \tilde{\varphi}_6^2 + \frac{1}{\lambda_7} \tilde{\varphi}_7^2 \right) > 0. \quad (36)$$

Похідна від функції V (36) в силу рішень (35):

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_{\omega} \dot{e}_{\omega} + \frac{1}{\lambda_5} \tilde{\varphi}_5 \dot{\tilde{\varphi}}_5 + \frac{1}{\lambda_6} \tilde{\varphi}_6 \dot{\tilde{\varphi}}_6 + \frac{1}{\lambda_7} \tilde{\varphi}_7 \dot{\tilde{\varphi}}_7 = \\ &= -k_{\omega 1} e_{\omega}^2 + \tilde{\varphi}_5 \xi e_{\omega} - \tilde{\varphi}_6 \omega e_{\omega} - \tilde{\varphi}_7 e_{\omega} + \\ &+ \frac{1}{\lambda_5} \tilde{\varphi}_5 \dot{\tilde{\varphi}}_5 + \frac{1}{\lambda_6} \tilde{\varphi}_6 \dot{\tilde{\varphi}}_6 + \frac{1}{\lambda_7} \tilde{\varphi}_7 \dot{\tilde{\varphi}}_7. \end{aligned} \quad (37)$$

Визначивши в алгоритм ідентифікації параметрів $\varphi_5 \div \varphi_7$:

$$\tilde{\varphi}_5 = -\lambda_5 \xi e_{\omega}, \quad \tilde{\varphi}_6 = \lambda_6 \omega e_{\omega}, \quad \tilde{\varphi}_7 = \lambda_7 e_{\omega}, \quad (38)$$

отримаємо:

$$\dot{V} = -k_{\omega 1} e_{\omega}^2. \quad (39)$$

Повні рівняння адаптивного спостерігача кутової швидкості IPMSM задаються виразами (34) та (38), вони описують нелінійну динамічну систему четвертого порядку в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}} &= \hat{\varphi}_5 \xi - \hat{\varphi}_6 \omega - \hat{\varphi}_7 + k_{\omega 1} e_{\omega}, \\ \dot{\hat{\varphi}}_5 &= \lambda_5 \xi e_{\omega}, \quad \dot{\hat{\varphi}}_6 = -\lambda_6 \omega e_{\omega}, \quad \dot{\hat{\varphi}}_7 = -\lambda_7 e_{\omega}. \end{aligned} \quad (40)$$

Використовуючи для системи (34), (38) аналіз стійкості, який концептуально схожий до розглянутого при ідентифікації електричних параметрів, встановлюємо, що при виконанні умов персистентності збудження адаптивний спостерігач гарантує, що параметри механічної частини $\lim_{t \rightarrow \infty} (e_{\omega}, \tilde{\varphi}_5, \tilde{\varphi}_6, \tilde{\varphi}_7) = 0$ будуть асимптотично оцінюватися.

Дослідження динаміки процесів ідентифікації параметрів IPMSM методом математичного моделювання.

Дослідження динамічних процесів ідентифікації параметрів IPMSM в умовах процедури «self-commissioning» виконано для двигуна NORD 100T2/4, параметри якого надано виробником. Паспортні дані двигуна NORD 100T2/4: $P_H = 3$ кВт, $I_H = 5.4$ А, $M_H = 13.6$ Н·м, $R = 1.33$ Ом, $L_d = 22.6$ мГн, $L_q = 45.9$ мГн, $p_n = 2$, $J = 0.0046$ кг·м², $k_T = 2.6$ Н·м/А, $(L_{md} i_f) = 0.86$ Вб.

А. Ідентифікація опору та індуктивностей статора. Ідентифікація параметрів R , L_d та L_q здійснювалась в умовах тесту з $i_d^* = 2 \sin(50t)$, $u_q = \sin(50t)$. Коефіцієнти алгоритму ідентифікації: $k_{id} = 100$, $\lambda_1 = 10^3$, $\lambda_2 = 55$, $\lambda_3 = 0.004$. Оцінки $\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2, \hat{\varphi}_3$ мають нульові початкові умови.

Графіки перехідних процесів оцінювання та відпрацювання струму i_d наведені на рис. 1, з яких слідує, що асимптотичне оцінювання здійснюється за час в межах 0.3 с.

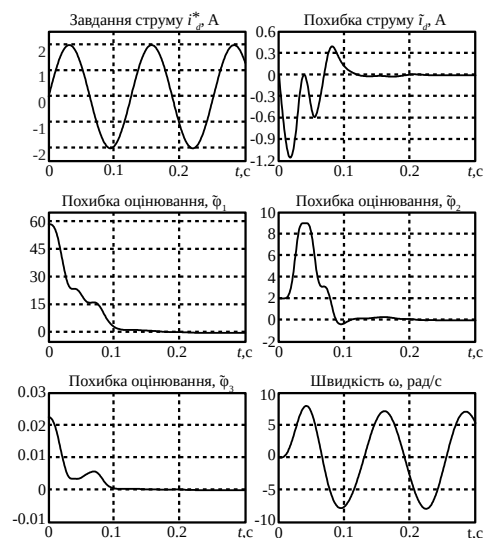


Рисунок 1 – Перехідні процеси оцінювання

$$\varphi_1 = \frac{R}{L_d}, \quad \varphi_2 = \frac{L_q}{L_d}, \quad \varphi_3 = L_d$$

Б. Ідентифікація параметру (L_{mdf}) відбувається на другому етапі. Опір R та індуктивності L_d , L_q вважаються відомими. Заданий моментний струм сформовано у вигляді $i_q^* = \sin(50t)$, в той час як $u_d = 0$.

На рис. 2 наведені графіки перехідних процесів при оцінюванні параметру φ_4 для коефіцієнтів налаштування $\lambda_4 = 80$, $k_{i1} = 1000$, з початковим значенням $\hat{\varphi}_4(0) = 0$.

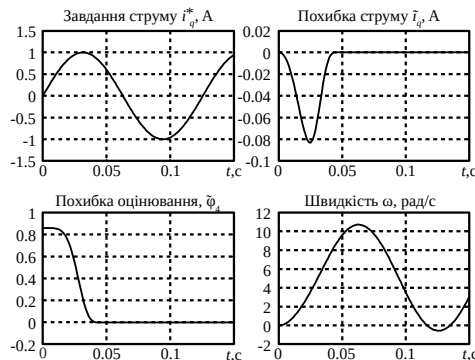


Рисунок 2 – Перехідні процеси при оцінюванні $\varphi_4 = L_{mdf}$

В. Ідентифікація механічних параметрів. Останнім етапом процесу ідентифікації є оцінювання механічних параметрів двигуна, а саме моменту інерції J , моменту навантаження T_L та коефіцієнту в'язкого тертя v . В умовах тесту коефіцієнти налаштування спостерігача (40) встановлені: $k_{\omega} = 150$, $\lambda_5 = 90$, $\lambda_6 = 380$, $\lambda_7 = 1.6 \cdot 10^4$. Вхідні напруги двигуна сформовано у вигляді $u_q = 12\sin(50t) + 5\sin(150t)$, $u_d = 0$, момент навантаження $T_L = 10$ Н·м прикладається при $t = 0$ с і не змінюється протягом часу ідентифікації. Оцінки $\hat{\varphi}_5$, $\hat{\varphi}_6$, $\hat{\varphi}_7$, мають нульові початкові умови.

На рис. 3 наведено графіки перехідних процесів оцінювання невідомих параметрів φ_5 , φ_6 , φ_7 та швидкості ω в умовах розглянутого тесту.

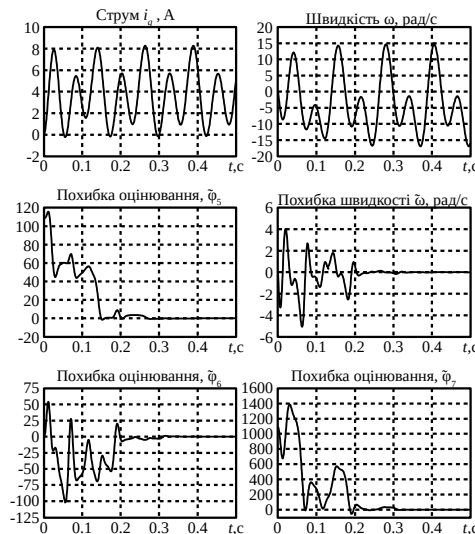


Рисунок 3 – Перехідні процеси оцінювання параметрів

$$\varphi_5 = \frac{1}{O}, \varphi_6 = \frac{v}{J}, \varphi_7 = \frac{T_L}{J}$$

З графіків перехідних процесів оцінювання механічних параметрів IPMSM за допомогою адаптивного спостерігача кутової швидкості слідує, що в умовах сформованого тесту ідентифікація відбувається за час, який не перевищує 0.4 с, а загальний час ідентифікації параметрів на трьох етапах не перевищує 1÷2 с.

Висновки. Синтезовано лінеаризуючий зворотнім зв'язком алгоритм відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості і прямої компоненти струму статора явнополюсного двигуна зі збудженням від постійних магнітів, який забезпечує асимптотичне відпрацювання вихідних координат з властивістю їх асимптотичної розв'язки, а також асимптотичної лінеаризації підсистеми керування кутовою швидкістю, за умови відомих параметрів двигуна. Завдяки цьому з'являється можливість керування компонентами вектора струму статора з метою реалізації енергоефективних алгоритмів не впливаючи при цьому на процеси регулювання механічних координат.

Запропоновано триетапну процедуру початкової ідентифікації параметрів синхронного двигуна для реалізації функції «self-commissioning». Послідовне включення синтезованих адаптивних алгоритмів дозволяє оцінювати всі сім параметрів синхронного двигуна в умовах сформованих тестів так, що загальна тривалість процесу «self-commissioning» не перевищує декількох секунд.

Список літератури

1. Seung-Ki Sul. *Control of Electric Machine Drive System*. Hoboken: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 121 p.
2. Marino R., Peresada S., Tomei P. On-line stator and rotor resistance identification in induction motor. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2000. Vol. 8. pp. 570 – 579.
3. Marino R., Peresada S., Tomei P. Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors. *Automatica*. 1995. Vol. 31, issue 11. pp. 1595 – 1604.
4. Moreno-Valenzuela J., Quevedo-Pillado Y., Pérez-Aboytes R., González-Hernández L. Lyapunov-Based Adaptive Control for the Permanent Magnet Synchronous Motor Driving a Robotic Load. *Journal of Circuits, Systems and Computers*. 2017. Vol. 26, issue 11. pp. 1 – 31.
5. Garin M. Schoonhoven, Mohammad Nasir Uddin. MTPA- and FW-Based Robust Nonlinear Speed Control of IPMSM Drive Using Lyapunov Stability Criterion. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016. Vol. 52, issue 5. pp. 4365 – 4374.
6. Jeong Y., Sul S. Adaptive Flux Observer with On-line Inductance Estimation of an IPMSM Considering Magnetic Saturation. *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*. Recife, 2005. pp. 2467 – 2473.
7. Underwood S. J., Husain I. Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010. Vol. 57, issue 7. pp. 2435 – 2443.
8. Morimoto S., Shimmei A., Sanada M., Takeda Y. Position and speed sensorless control system of permanent magnet synchronous motor with parameter identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006. Vol. 126, issue 6. pp. 748 – 755.
9. Morimoto S., Sanada M. and Takeda Y. Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006. Vol. 42, issue 5. pp. 1241 – 1248.
10. Sim Hyun-Woo, Lee June-Seok, Lee Kyo-Beum On-line parameter estimation of interior permanent magnet synchronous motor using an extended Kalman filter. *Journal of Electrical Engineering and Technology*. 2014. Vol. 9, issue 2. pp. 600 – 608.

11. Odhano S. A., Giangrande P., Bojoi R. I., Gerada C. Self-commissioning of interior permanent-magnet synchronous motor drives with high-frequency current injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2014. Vol. 50, issue 5. pp. 3295 – 3303.
12. Narendra K. S., Annaswamy A. M. *Stable adaptive systems*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1989. 494 p.
13. Sepulchre R., Jankovic M., Kokotovic P. *Constructive Nonlinear Control*. Berlin: Springer-Verlag, 1997. 313 p.
14. Пересада С. М., Онанко А. Ю. Унифицированные системы обработки углового положения, построенные на основе принципа пассивности. *Технічна електродинаміка*. Київ: ІЕД НАНУ. 2013, №2. С. 36 – 42.
7. Underwood S. J., Husain I. Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010, vol. 57, issue 7. pp. 2435 – 2443.
8. Morimoto S., Shimmei A., Sanada M., Takeda Y. Position and speed sensorless control system of permanent magnet synchronous motor with parameter identification. *IEEJ Transactions on Industry Applications*. 2006, vol. 126, issue 6. pp. 748 – 755.
9. Morimoto S., Sanada M. and Takeda Y. Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006, vol. 42, issue 5. pp. 1241 – 1248.
10. Sim Hyun-Woo, Lee June-Seok, Lee Kyo-Beum On-line parameter estimation of interior permanent magnet synchronous motor using an extended Kalman filter. *Journal of Electrical Engineering and Technology*. 2014., vol. 9, issue 2. pp. 600 – 608.
11. Odhano S. A., Giangrande P., Bojoi R. I., Gerada C. Self-commissioning of interior permanent-magnet synchronous motor drives with high-frequency current injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2014, vol. 50, issue 5. pp. 3295 – 3303.
12. Narendra K. S., Annaswamy A. M. *Stable adaptive systems*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1989. 494 p.
13. Sepulchre R., Jankovic M., Kokotovic P. *Constructive Nonlinear Control*. Berlin: Springer-Verlag, 1997. 313 p.
14. Peresada S. M., Onanko A. U. *Unifitsirovannyye sistemy otrabotki uglovogo polozheniya, postroyennyye na osnove printsipa passivnosti* [Unified systems of angular position control based on passivity principle]. *Tekhnicheskaya elektrodinamika* [Technical Electrodynamics]. Kyiv: IED NANU. 2013, №2. pp. 36 – 42.
1. Seung-Ki Sul. *Control of Electric Machine Drive System*. Hoboken: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 121 p.
2. Marino R., Peresada S., Tomei P. On-line stator and rotor resistance identification in induction motor. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2000, vol. 8. pp. 570 – 579.
3. Marino R., Peresada S., Tomei P. Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors. *Automatica*. 1995, vol. 31, issue 11. pp. 1595 – 1604.
4. Moreno-Valenzuela J., Quevedo-Pillado Y., Pérez-Aboytes R., González-Hernández L. Lyapunov-Based Adaptive Control for the Permanent Magnet Synchronous Motor Driving a Robotic Load. *Journal of Circuits, Systems and Computers*. 2017, vol. 26, issue 11. pp. 1 – 31.
5. Garin M. Schoonhoven, Mohammad Nasir Uddin. MTPA- and FW-Based Robust Nonlinear Speed Control of IPMSM Drive Using Lyapunov Stability Criterion. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016, vol. 52, issue 5. pp. 4365 – 4374.
6. Jeong Y., Sul S. Adaptive Flux Observer with On-line Inductance Estimation of an IPMSM Considering Magnetic Saturation. *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*. Recife, 2005. pp. 2467 – 2473.

References (transliterated)

Надійшла 28.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Пересада Сергій Михайлович (Пересада Сергей Михайлович, Sergei Peresada) – доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», завідувач кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу (АЕМС–ЕП); м. Київ, Україна; e-mail: sergei.peresada@gmail.com

Решетник Віктор Сергійович (Решетник Виктор Сергеевич, Victor Reshetnyk) – аспірант, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу (АЕМС–ЕП); м. Київ, Україна; e-mail: reshetnik93@gmail.com

Родькін Дмитро Ілліч (Родькин Дмитрий Ильич, Dmytro Rodkin) – студент, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу (АЕМС–ЕП); м. Київ, Україна; e-mail: rodkin.dmytro1@gmail.com

Зінченко Олексій Юрійович (Зинченко Алексей Юрьевич, Oleksii Zinchenko) – студент, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу (АЕМС–ЕП); м. Київ, Україна; e-mail: zinchenko.oleksii@ukr.net

О. І. ТОЛОЧКО, О. О. БУРМЕЛЬОВ, Д. А. ДАНИЛОВ

СИНТЕЗ СПОСТЕРІГАЧА ДЛЯ БЕЗДАТЧИКОВОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ НЕЯВНОПОЛЮСНИМ СИНХРОННИМ ДВИГУНОМ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

В роботі виконано синтез спостерігача стану (СС) Люенбергера для бездатчикової системи регулювання швидкості неявнополісного векторно керованого синхронного двигуна з постійними магнітами. В основу СС покладено модель моментотворюючого каналу двигуна в системі координат ротора dq , орієнтованій за вектором потокозчеплення магнітів, та модель його механічної частини. На вхід СС надходить q -складова напруги статора, а корекція виконується за похибкою оцінювання q -складової струму статора. СС відновлює момент навантаження та швидкість двигуна без додаткового інтегратора. Відновлений момент використовується для компенсації похибки оцінювання швидкості та статизму системи за збуренням. Приведено результати математичного моделювання.

Ключові слова: бездатчиковий електропривод, неявнополісний синхронний двигун з постійними магнітами, спостерігач стану, синтез, похибка оцінювання, моделювання.

О. И. ТОЛОЧКО, А. О. БУРМЕЛЕВ, Д. А. ДАНИЛОВ

СИНТЕЗ НАБЛЮДАТЕЛЯ ДЛЯ БЕЗДАТЧИКОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ НЕЯВНОПОЛЮСНЫМ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

В статье выполнен синтез наблюдателя состояния (НС) Люенбергера для бездатчиковой системы регулирования скорости неявнополісного векторно управляемого синхронного двигателя с постоянными магнитами. В основу НС положена модель моментобразующего канала двигателя в системе координат ротора dq , ориентированной по вектору потокозсцепления магнитов, и модель его механической части. На вход НС поступает q -составляющая напряжения статора, а коррекция выполняется по ошибке оценивания q -составляющей тока статора. НС восстанавливает момент нагрузки и скорость двигателя без дополнительного интегратора. Восстановленный момент используется для компенсации ошибки оценивания скорости и статизма системы по возмущающему воздействию. Приведены результаты математического моделирования.

Ключевые слова: бездатчиковый электропривод, неявнополісный синхронный двигатель с постоянными магнитами, наблюдатель состояния, синтез, ошибка оценивания, моделирование.

O. I. TOLOCHKO, O. O. BURMELOV, D. A. DANILOV

DESIGN OF THE OBSERVER FOR SENSORLESS CONTROL SYSTEM OF THE NONSALIENT PERMANENT MAGNET MOTOR

The aim of this paper is design of the simple but high accuracy Luenberger state observer (SO) for sensorless field-oriented vector control (FOC) system of the nonsalient permanent magnet synchronous motor (PMSM). This is necessary to reduce the size and cost of the electric drive system, which is especially important when developing gearless drives. Observer is based on the torque made channel with mechanical part of the motor model in the rotor reference frame. Input signal of SO is torque producing stator voltage and correction signal is stator current estimation error. Observer estimate unmeasured load torque without the use of an additional integrator. To improve the observer's accuracy, an analytical expression was found in the paper for the steady-state value of the velocity estimation error in the presence of a load torque. This expression is used for the compensation signal from the observed load torque for correction of firstly obtained speed estimation forming. The observed load torque is utilized also for the compensation of the speed decrease in the closed loop system by torque load presence. Equations are derived for calculating the coefficients of the observer's corrective coupling from the condition of providing the desired characteristic polynomial of SO. The simulation results are given.

Keywords: electric sensorless drive; surface permanent magnet synchronous motor; state observer design; estimation errors; simulation.

Вступ. Натеper все більшого розповсюдження набувають полеорієнтовані системи векторного керування синхронними двигунами з постійними магнітами (СДПМ). Ці двигуни відрізняються від інших простою охолодження, мають високу щільність енергії, великий ККД, гарні масо-габаритні показники та ще ряд переваг, зважаючи на які вони є найбільш придатними для регульованих електроприводів з автономними джерелами живлення, наприклад, для електричних і гібридних транспортних засобів. СДПМ можуть виготовлятися з радіальним та з аксіальним магнітним полем, що дозволяє надати їм форму від довгого циліндру до плоского диску. Ротор може розташовуватися як всередині, так і зовні статора (обернене виконання). Дві останні властивості сприяють створенню безредукторних приводів, наприклад, мотор-колесо, мотор-різець, мотор-поворотний стіл та т.і., які мають ще менші габарити та відрізняються відсутністю кінематичних передач з характерними для них зазорами та

додатковими втратами.

Подальшого зменшення габаритів і зниження вартості електроприводу можна досягти усуненням датчика положення, потрібного для правильної орієнтації системи векторного керування, а також для замикаання у разі необхідності контурів швидкості і положення. У цьому разі виникає необхідність в обчисленні або в оцінюванні кутової швидкості та кутового положення ротора для створення бездатчикових систем.

Відома велика кількість варіантів бездатчикових електроприводів, в яких інформацію про швидкість та положення ротора отримують шляхом перетворення вимірюваних сигналів за допомогою розімкнених математичних моделей (естиматорів), [1-7], спостерігачів стану [8, 9], включаючи фільтри Калмана [10], релейні спостерігачі [11] та адаптивні MRAS-спостерігачі [12]. Досить поширеним є також метод інжекції високочастотних сигналів [13].

Розімкнені моделі з обчисленням потокозчеплень або ЕРС обертання двигуна не можуть застосовуватися на малих швидкостях. Метод інжекції височастотних сигналів приводить до зменшення ККД внаслідок наявності додаткових пульсацій струмів у двигуні та в інверторі. Фільтри Калмана складно налаштувати і потребують для своєї реалізації мікроконтролерів з високою обчислювальною потужністю. MRAS-спостерігачі мають досить громіздку структуру, бо складаються із еталонної моделі, адаптивної моделі та адаптера. Вони відрізняються високою (аж до втрати стійкості) чутливістю до варіацій параметрів і непростою методикою налаштування з використанням прямого метода Ляпунова.

Більш прості спостерігачі стану (СС) Люенберге-ра, найчастіше будують на основі моделі СДПМ в нерухомій системі координат статора. Зазвичай входніми сигналами в них є складові напруги статора, корекція здійснюється за похибкою оцінювання струмів статора, а оцінюваними координатами є складові проти-ЕРС, із яких потім розраховується швидкість двигуна і необхідні для перетворення координат синус та косинус від кутового положення ротора. Такі СС описуються системою диференціальних рівнянь 4-го порядку, тому що для оцінювання складових проти-ЕРС застосовують 2 додаткових інтегратора. У спостерігачах Люенберге-ра, в основу яких покладено модель двигуна в обертій системі координат ротора, додатковий інтегратор використовують для оцінювання невимірного моменту навантаження, що підвищує порядок характеристичного поліному спостерігача та його інерційність. Без додаткового інтегратора такі СС з пропорційними коригуючими зв'язками мають усталену похибку оцінювання швидкості.

Якщо постійні магніти розташовуються на поверхні ротора СДПМ, то вони є неявнополюсними, тобто мають симетричну магнітну систему. Такі двигуни мають обмеження щодо швидкості обертання ротора, але вони є дешевшими, ніж явнополюсні СДПМ, в яких магніти вбудовано в середину ротора.

Метою роботи є синтез спрощеного але високоточного та швидкодіючого спостерігача стану для бездатчикової системи керування швидкістю неявнополюсного СДПМ, який відновлює момент навантаження без наявності додаткового інтегратора.

Обговорення результатів. Синтезуємо спостерігач стану Люенберге-ра на базі моделі моментотворюючого каналу СДПМ в обертій системі координат dq , орієнтованій за вектором потокозчеплення постійних магнітів. Для цього скористаємося рівняннями

$$\begin{cases} u_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e \Psi_{pm} + \omega_e L i_d, \\ M = \frac{3}{2} z_p \Psi_{pm} i_q, J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c, \end{cases} \quad (1)$$

де i_d , i_q – складові струму статора; u_q – q -компонента напруги статора; R , L – активний опір та індуктивність фази статора; z_p – кількість пар полюсів; ω , ω_e – механічна та електрична швидкість ротора; Ψ_{pm} , Ψ_d , Ψ_q – потокозчеплення постійних магнітів та d - і q -

складові потокозчеплення статора відповідно; M , M_c – електромагнітний момент двигуна і момент статичного опору (момент навантаження); J – момент інерції.

Структурна схема такого об'єкта представлена на рис. 1, де $\tau = L/R$ – електромагнітна стала часу статора.

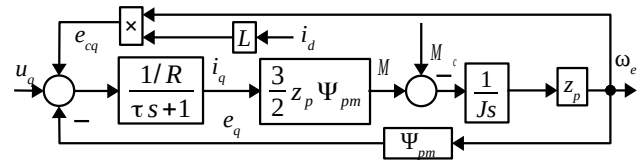


Рис. 1. Структурна схема моментотворюючого каналу неявнополюсного СДПМ

Складність реалізації спостерігача стану на базі такого об'єкта полягає в наявності невимірного збурення M_c та нелінійного перехресного зв'язку за сигналом $e_{cq} = L i_d \omega_e$. Для того, щоб врахувати вплив невимірного збурення на модель об'єкта, її зазвичай доповнюють інтегратором, що оцінює величину моменту навантаження. Такі спостерігачі називають розширеними (англ. advanced). Наявність додаткового інтегратора підвищує інерційність СС. Тому доцільно синтезувати спостерігач стану, що оцінює швидкість двигуна та момент навантаження без цієї ланки.

Спочатку знехтуємо впливом нелінійного перехресного зв'язку e_{cq} і подамо СС у вигляді рис. 2 зі входом за напругою u_q і корекцією за похибкою оцінювання струму i_q . Похибка, помножена на коефіцієнти коригування l_1 і l_2 , надходить на входи динамічних ланок моделі, забезпечуючи асимптотичність спостерігача за коригуючим сигналом.

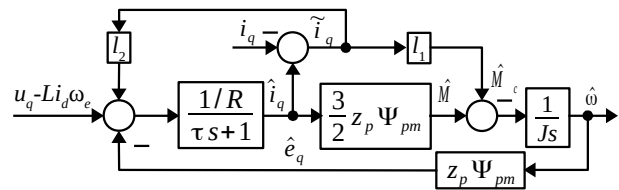


Рис. 2. Структурна схема спостерігача без врахування нелінійного перехресного зв'язку $L i_d \omega_e$

Із порівняння структурних схем об'єкта регулювання (рис. 1) і спостерігача стану (рис. 2) видно, що коригуючий сигнал на виході ланки з коефіцієнтом l_1 можна вважати оцінкою моменту навантаження.

У відповідності з принципом розділення спостерігач можна синтезувати окремо від системи керування. Структурну схему СС, необхідну для визначення його характеристичного полінома, можна подати у вигляді автономного пристрою, зображеного на рис. 3.

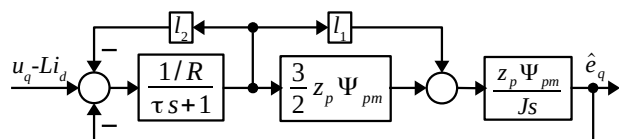


Рис. 3. Структурна схема для визначення характеристичного полінома спостерігача

Передавальна функція автономного спостерігача має вигляд:

$$w_{obs}(s) = \frac{c_e(c_m - l_1)}{JLs^2 + J(l_2 + R)s + c_e(c_m - l_1)}. \quad (2)$$

Параметричний синтез спостерігача полягає у визначенні параметрів l_1 і l_2 , з умови формування бажаних коефіцієнтів характеристичного полінома (ХП)

$$G_d(s) = s^2 + \gamma \Omega_{obs} s + \Omega_{obs}^2, \quad (3)$$

де Ω_{obs} – середньо-геометричний корінь ХП, який визначає швидкодню спостерігача, а γ – коефіцієнт, що визначає якість перехідного процесу (зокрема величину перерегулювання).

Для того, щоб не погіршувати динаміку системи, замкненої через СС, у порівнянні з системою, замкненою за вимірними сигналами, середньо-геометричний корінь ХП спостерігача повинен бути хоча б удвічі вище від середньо-геометричного кореня системи керування. Для типового П-регулятора швидкості з підпорядкованим йому контуром q -складової струму статора, та безінерційним перетворювачем частоти

$$\Omega_s = \frac{1}{\sqrt{\tau_\omega \tau_i}} = \frac{1}{\tau_i \sqrt{2}}, \quad (4)$$

де τ_i – стала часу інтегрування розімкненого контуру струму, $\tau_\omega = 2\tau_i$ – стала часу інтегрування розімкненого контуру швидкості. Тоді

$$\Omega_{obs} = 2\Omega_s = \frac{2}{\tau_i \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\tau_i}. \quad (5)$$

У якості бажаного характеристичного полінома застосуємо поліном Бесселя [14], який забезпечує достатньо високу швидкодню при перерегулюванні 1÷2%. Для нього $\gamma = 1,732$. Прирівнюючи відповідні коефіцієнти бажаного та дійсного поліномів отримуємо такі рівняння:

$$\frac{c_e(c_m - l_1)}{JL} = \Omega_{obs}^2, \quad \frac{l_2 + R}{L} = \gamma \Omega_{obs}, \quad (6)$$

звідкіля

$$l_1 = c_m - JL \Omega_{obs}^2 / c_e, \quad l_2 = \gamma \Omega_{obs} L - R. \quad (7)$$

В [14, 15] доведено, що реакцією автономного СС на прикладене до нього збурення будуть похибки оцінювання відновлюваних координат. Наприклад, із структурної схеми рис. 4 можна знайти передавальну функцію від моменту навантаження до похибки оцінювання швидкості:

$$\frac{\tilde{\Omega}(s)}{M_c(s)} = \frac{Ls + R + l_2}{JLs^2 + J(l_2 + R)s + c_e(c_m - l_1)}. \quad (8)$$

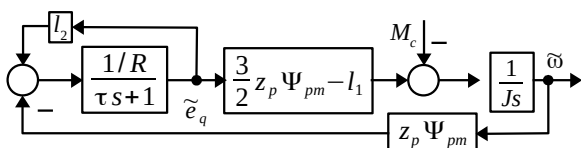


Рис. 4. Структурна схема для визначення похибки оцінювання швидкості

Із (8) знаходимо усталену похибку оцінювання швидкості:

$$\tilde{\omega}_{ss} = T_L \frac{R + l_2}{c_e(c_m - l_1)} = T_L \frac{\gamma}{J \Omega_{obs}}. \quad (9)$$

Маючи оцінку моменту навантаження, визначену формулою (9) похибку оцінювання швидкості можна компенсувати:

$$\hat{\omega}_k = \hat{\omega} + \tilde{\omega}_{ss} = \hat{\omega} + \hat{T}_L \frac{\gamma}{J \Omega_{obs}}. \quad (10)$$

Скориговане значення відновленої спостерігачем швидкості можна застосувати також і для організації знехтуваного раніше перехресного зв'язку за сигналом e_{cq} , використовуючи підстановку

$$\omega_e \approx \hat{\omega}_e = z_p \hat{\omega}_k. \quad (11)$$

У відповідності з викладеним вище на рис. 5 показано фінальний варіант запропонованого спостерігача, в якому

$$k_{er} = \frac{\gamma}{J \Omega_{obs}}. \quad (12)$$

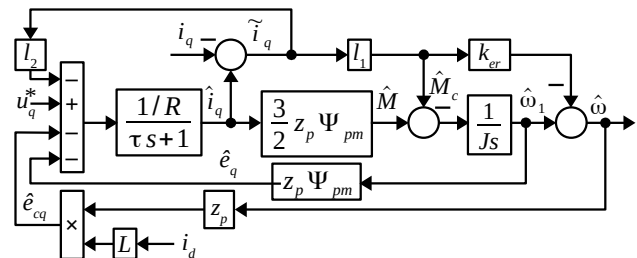


Рис. 5. Структурна схема спостерігача стану для бездатчикової системи керування неявнополюсним синхронним двигуном з постійними магнітами

На рис. 6 показано реакції запропонованого спостерігача стану на стрибок прикладеного до двигуна статичного моменту, отримані методом математичного моделювання. З них видно, що оцінка моменту навантаження (а) має динамічні властивості фільтра Бесселя. Графіки швидкостей (б) та похибок оцінювання швидкості (в) підтверджують ефективність компенсації похибки в усталеному режимі за допомогою відновленого моменту навантаження відповідно до формули (9).

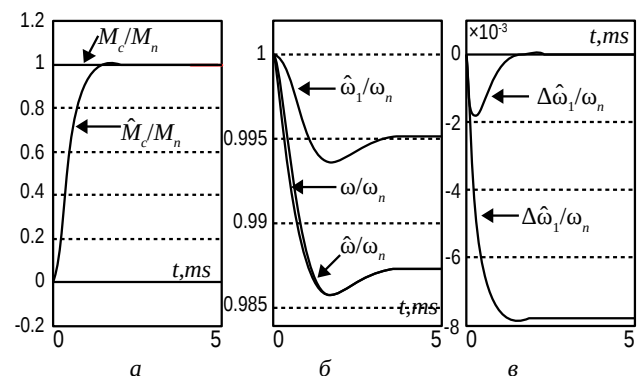


Рис. 6. Реакції спостерігача стану на стрибок прикладеного до двигуна статичного моменту

Динамічна похибка оцінювання швидкості при стрибку номінального навантаження не перевищує 0,2 %. Блок-схема бездатчикової системи векторного керування швидкістю неявнополюсного СДПМ з розробленим спостерігачем стану показана на рис. 7.

Наявність оцінки статичного моменту дозволяє зробити систему астатичною за навантаженням при пропорційній структурі регулятора швидкості за рахунок додатного компенсуючого зв'язку за відновленим моментом статичного опору, заведеному на вхід регулятора швидкості.

Перехідні процеси у системі рис. 7 із запропонованим спостерігачем стану показані на рис. 8.

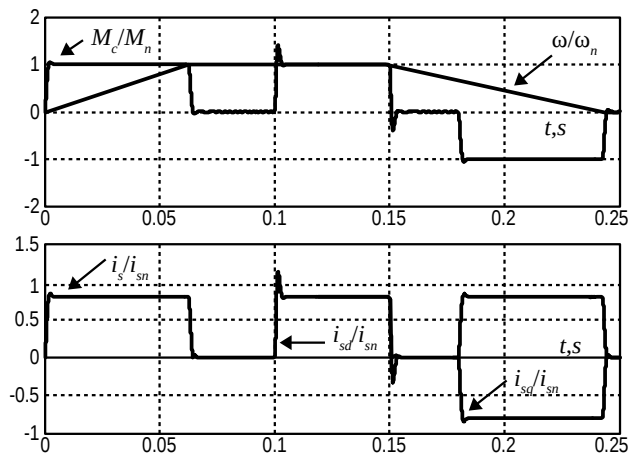


Рис. 8. Перехідні процеси в системі рис. 1

Вони підтверджують працездатність спостерігача та високу точність оцінювання координат, про що свідчить висока якість перехідних процесів.

При моделюванні було використано двигун з такими даними: $n_n = 2000$ об/хвил, $T_n = 1,67$ Нм, $z_p = 2$, $R = 0,87$ Ом, $L_d = L_q = L = 8,78$ мГн, $\psi_{pm} = 0,0785$ Вб, $J = 0,0005$ кг·м/с².

Висновки. В роботі синтезовано новий спостерігач стану для системи векторного керування неявнополюсним синхронним двигуном з постійними магнітами. На відміну від відомих спостерігачів запропонований СС асимптотично відновлює невимірний момент статичного опору без застосування додаткового інтегратора, завдяки чому знижується порядок характеристичного полінома спостерігача та підвищується його швидкодія. Відновлений момент навантаження використовується для компенсації похибки оцінювання швидкості, визначеної аналітично. Правильність визначення похибки та ефективність її компенсації підтверджено результатами математичного моделювання. Скоригована оцінка швидкості використовується для заведення у спостерігач, побудований на базі моментотворюючого каналу моделі СДПМ, перехресного зв'язку за ЕРС потокоутворюючого каналу, для організації зворотного зв'язку за швидкістю двигуна та для оцінювання кутового положення ротора. Наявність відновленого моменту навантаження дозволяє зробити систему регулювання швидкості СДПМ астатичною за збуренням при пропорційній структурі регулятора швидкості (РШ) за рахунок заведення додатного зв'язку за оцінкою статичного моменту на вхід П-РШ. Результати моделювання показують, що динамічні властивості запропонованої бездатчикової системи регулювання швидкості при прийнятих допущеннях не гірші, ніж динамічні властивості типової системи з датчиком кутового положення ротора та з пропорційно-інтегральним РШ.

Звичайно, отримані результати необхідно перевірити на експериментальній установці. Також треба до слідити запропоновану систему на чутливість до зміни параметрів та у разі необхідності доповнити спостерігач стану пристроями ідентифікації параметрів двигуна.

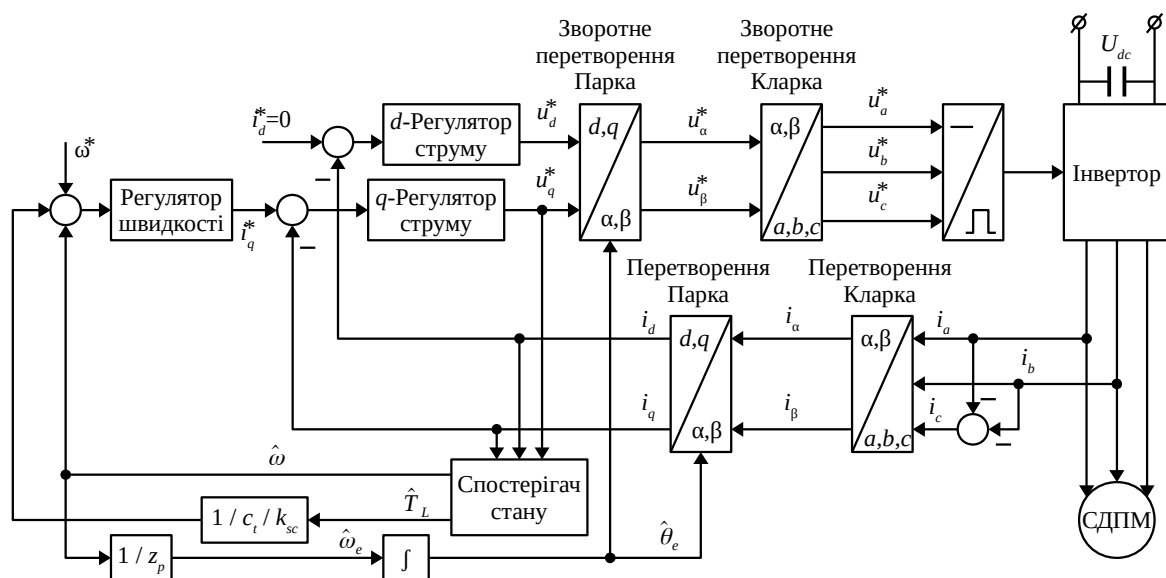


Рис. 7. Блок-схема системи бездатчикового векторного керування швидкістю неявнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами

Список літератури

1. Vas P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford: University Press (UK), 1998. 729 p.
2. Bose B.K. *Modern Power Electronics and AC drives*. London: Pearson Prentice Hall International, 2002. 712 p.
3. Mukhtar A. *High Performance AC Drives. Modelling, Analysis and Control*. London: Springer Verlag, 2010. 188 p.
4. Klinachev N., Kuljova N., Voronin S. Determination of the surface permanent magnets synchronous motor angular position. *Bulletin of the South Ural State University. Ser.: Energy*. Chelyabinsk: South Ural State University, 2014, vol. 14, № 2. pp. 49–54.
5. Yousfi D. Encoderless P.M. Brushless Drive For Electric Vehicle Traction. *Proceeding of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Porto, Portugal, November 2009. pp. 199–213.
6. Carpaneto M., Maragliano G., Marchesoni M., L. Vaccaro. A New Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Algorithm Based on Algebraic Method. *Proceeding of the 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Barcelona, Spain, September 2009. pp. 1–10.
7. Genduso F., Miceli R., Rando C., Galluzzo G. Back EMF Sensorless-Control Algorithm for High-Dynamic Performance PMSM. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. 2010. Vol. 57, № 6. pp. 2092–2100.
8. Jones L.A., Lang J.H. A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1989. Vol. 36, № 3. pp. 374–382.
9. Urbanski K. Position Estimation of the PMSM High Dynamic Drive at Low Speed Range. *MATLAB – A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications*. 2012. Vol. 1, InTech. an open access chapter. pp. 195–218.
10. Gu S.M., He F.Y., Zhang H. Study on Extend Kalman Filter at Low Speed in Sensorless PMSM Drives. *2009 International Conference on Electronic Computer Technology*. NJ, USA. 2009. pp. 311–316.
11. Vittek J., Bris P., Stulrajter M., Makys P., Comnac V., Cernat M. Chattering free sliding mode control law for the drive employing PMSM position control. *Journal of Electrical Engineering*, 2008. Vol. 59, № 3. pp. 115–120.
12. Mishara A., Mahajan V., Agarwal P. MRAS Based Estimation of Speed in Sensorless PMSM Drive. *IEEE Fifth Power India Conference*. 2012. Vol. 49, № 1. pp. 1–5.
13. Bae B.H., Kim G.B., Sul S.K. Improvement of Low Speed Characteristics of Railway Vehicle by Sensorless Control Using High Frequency Injection. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Rome, Italy, October 2000. pp. 1874–1880.
14. Толочко О.І. Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачами стану. Донецьк: Норд Прес (Україна), 2004. 298 с.
15. Tolochko O. Analysis of Observer-Based Control Systems with Unmeasured Disturbance. *Proceeding of the 2017 First Ukraine IEEE Conference on Electrical and Computer Engineering (UkrCon)*. Kiev, Ukraine, 2017. pp. 1006–1010.

References (transliterated)

1. Vas P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford: University Press (UK), 1998. 729 p.
2. Bose B.K. *Modern Power Electronics and AC drives*. London: Pearson Prentice Hall International, 2002. 712 p.
3. Mukhtar A. *High Performance AC Drives. Modelling, Analysis and Control*. London: Springer Verlag, 2010. 188 p.
4. Klinachev N., Kuljova N., Voronin S. Determination of the surface permanent magnets synchronous motor angular position. *Bulletin of the South Ural State University. Ser.: Energy*. Chelyabinsk: South Ural State University, 2014, vol. 14, № 2. pp. 49–54.
5. Yousfi D. Encoderless P.M. Brushless Drive For Electric Vehicle Traction. *Proceeding of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Porto, Portugal, November 2009. pp. 199–213.
6. Carpaneto M., Maragliano G., Marchesoni M., L. Vaccaro. A New Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Algorithm Based on Algebraic Method. *Proceeding of the 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Barcelona, Spain, September 2009. pp. 1–10.
7. Genduso F., Miceli R., Rando C., Galluzzo G. Back EMF Sensorless-Control Algorithm for High-Dynamic Performance PMSM. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. 2010, vol. 57, № 6. pp. 2092–2100.
8. Jones L.A., Lang J.H. A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1989, vol. 36, № 3. pp. 374–382.
9. Urbanski K. Position Estimation of the PMSM High Dynamic Drive at Low Speed Range. *MATLAB – A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications*. 2012, vol. 1, InTech. an open access chapter. pp. 195–218.
10. Gu S.M., He F.Y., Zhang H. Study on Extend Kalman Filter at Low Speed in Sensorless PMSM Drives. *2009 International Conference on Electronic Computer Technology*. NJ, USA. 2009. pp. 311–316.
11. Vittek J., Bris P., Stulrajter M., Makys P., Comnac V., Cernat M. Chattering free sliding mode control law for the drive employing PMSM position control. *Journal of Electrical Engineering*, 2008, vol. 59, № 3. pp. 115–120.
12. Mishara A., Mahajan V., Agarwal P. MRAS Based Estimation of Speed in Sensorless PMSM Drive. *IEEE Fifth Power India Conference*. 2012, vol. 49, № 1. pp. 1–5.
13. Bae B.H., Kim G.B., Sul S.K. Improvement of Low Speed Characteristics of Railway Vehicle by Sensorless Control Using High Frequency Injection. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Rome, Italy, October 2000. pp. 1874–1880.
14. Tolochko O.I. *Analiz ta syntez elektromekhanichnyh system zi sposterihachamy stanu* [Analysis and Design of the Electromechanical Systems with State Observers]. Donetsk: Nord Press (Ukraine), 2004. 298 p.
15. Tolochko O. Analysis of Observer-Based Control Systems with Unmeasured Disturbance. *Proceeding of the 2017 First Ukraine IEEE Conference on Electrical and Computer Engineering (UkrCon)*. Kiev, Ukraine, 2017. pp. 1006–1010.

Надійшла 15.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Толочко Ольга Іванівна (Толочко Ольга Ивановна, Olga Tolochko) – доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», професор кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу; м. Київ, Україна; e-mail: tolochko.ola@gmail.com, ORCID 0000-0002-6871-0653

Бурмелєв Олексій Олегович (Бурмелёв Алексей Олегович, Oleksii Burmelov) – магістрант, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу; м. Київ, Україна; e-mail: alexburmelev@gmail.com

Данилов Даниїл Андрійович (Данилов Даниил Андреевич, Daniil Danilov) – студент, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу; м. Київ, Україна; e-mail: daniildanylov@gmail.com

А. П. ЧЕРНЫЙ, В. К. ТЫТЮК, Ю. В. ЗАЧЕПА, С. А. СЕРГИЕНКО, Е. В. БУРДИЛЬНАЯ

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ ПОДКЛЮЧЕНИИ ДВИГАТЕЛЯ ДЛИННЫМ СИЛОВЫМ КАБЕЛЕМ

В работе приведены экспериментальные исследования методом математического моделирования работы электропривода преобразователь частоты – асинхронный двигатель с учётом реальной формы выходного напряжения инвертора и при подключении двигателя к преобразователю длинным силовым кабелем. Моделирование кабеля выполнено в виде линии с распределёнными параметрами. Показана возможность возникновения стоячих волн перенапряжения. Сделаны выводы о необходимости исследования влияния типа преобразователя, алгоритма модуляции и дополнительного дросселя на процессы преобразования энергии.

Ключевые слова: электропривод, преобразователь частоты, асинхронный двигатель, моделирование, кабельная линия с распределёнными параметрами, волны перенапряжения

О. П. ЧОРНИЙ, В. К. ТИТЮК, Ю. В. ЗАЧЕПА, С. А. СЕРГІЄНКО, Є. В. БУРДІЛЬНА

ОСОБЛИВОСТІ РОБОТИ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ ПІДКЛЮЧЕННІ ДВИГУНА ДО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДОВГИМ СИЛОВИМ КАБЕЛЕМ

В роботі наведені експериментальні дослідження методом математичного моделювання роботи електроприводу перетворювач частоти – асинхронний двигун з урахуванням реальної форми вихідної напруги інвертора і при підключенні двигуна до перетворювача довгим силовим кабелем. Моделювання кабелю виконано у вигляді лінії з розподіленими параметрами. Показана можливість виникнення стоячих хвиль перенапруги. Зроблено висновки про необхідність дослідження впливу типу перетворювача, алгоритму модуляції і додаткового дроселя на процеси перетворення енергії.

Ключові слова: електропривод, перетворювач частоти, асинхронний двигун, моделювання, кабельна лінія з розподіленими параметрами, хвилі перенапруги

O. CHORNYI, V. TUTIUK, IU. ZACHEPA, S. SERHIENKO, E. BURDILNAYA

FEATURES OF OPERATION OF THE FREQUENCY-REGULATED ELECTRIC DRIVE WHEN CONNECTING THE MOTOR TO A LONG POWER CABLE

Studies of a frequency-controlled electric drive with asynchronous motors when connected to a converter with a long power cable were performed. Proposed to consider an extended power cord as a line with distributed parameters. The purpose of research is to analyze the arising overvoltages on the stator of an asynchronous motor caused by the wave nature of the electromagnetic processes in the supply cable. In work the developed methods of modeling and research of processes of transformation of energy and operation of frequency-controlled electric power at AC motor by the inverter long cable as a complex combination of models inverter PWM output voltage, of cable line and AC motor. Studies carried out by methods of mathematical modeling using Matlab software environment. For analysis of electromagnetic processes, it is proposed to solve the equations of a long cable line, as lines with distributed parameters, on the basis of a variety of the finite element method and the representation of the cable line, as divided by the spatial coordinate, into a finite number of intervals of equal length, which corresponds to the series connection of two-port networks. The number of quadrupoles is chosen from the condition of reducing the influence of the Gibbs effect. It was determined that the magnitude and nature of the overvoltage is influenced by the cable length, the inductor inductance, the type of inverter, the modulation frequency, and the type of scalar control law. The results obtained can be used as additional recommendations for the operation of a frequency-controlled electric drive, when designing electric drive systems, selecting the structure and parameters of the output filter.

Keywords: electric drive, frequency converter, asynchronous motor; modeling, distributed cable line, surge waves

Введение. Системы электропривода переменного тока с асинхронными двигателями (АД) на базе преобразователей частоты (ПЧ) прочно вошли в практику эксплуатации на предприятиях металлургической, горнорудной промышленности, транспорта. Свойства самого электропривода со скалярным или векторным управлением исследованы также достаточно полно. Однако во многих случаях при расчете и проектировании таких систем не полностью учитываются параметры и характер питающей сети. А между тем внутрицеховые сети с уверенностью можно отнести к разряду сетей ограниченной мощности. Следует также учитывать, что во многих случаях установка преобразователя непосредственно возле АД невозможна и соединение производится при помощи кабельной линии (рис. 1).

Длина кабеля ограничивается фирмами производителями ПЧ по условию снижения напряжения, а также искажения напряжения по причине возникновения

волновых процессов [1–4]. Как показывают результаты исследования, при питании АД от преобразователя с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) выходного напряжения и кабельными линиями протяженностью более 50 м, возникает всплески перенапряжения, которые могут быть более чем в 2 раза превышать номинальное напряжение на резонансных частотах, кратных частотам спектра выходного напряжения. На величину и характер волн перенапряжения влияет не только длина кабеля, но и индуктивность подключаемого дросселя, а также тип инвертора, например, двухуровневый, а также частота модуляции.

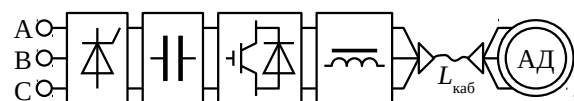


Рис. 1. Функциональная схема электропривода ПЧ-АД

Безусловно, установка дросселя или синус-фильтра улучшает коэффициент нелинейных искажений ТНИ (или THD), приближая форму напряжения к синусоидальной, но необходимо учесть, что выходной дроссель создаёт дополнительную потерю напряжения в приводе, составляющую от 2–3 % при номинальном режиме, и не позволяет полностью решить проблему перенапряжений при значительных длинах кабеля. Кроме того, дополнительная индуктивность на выходе инвертора снижает резонансную частоту длинной кабельной линии, что увеличивает вероятность резонансных явлений на высших гармониках.

Необходимо также учесть, что увеличение выходной индуктивности полностью не решает задачу ещё по той причине, что практически невозможно согласовать волновые сопротивления двигателя и кабеля, так как эквивалентное сопротивление АД является функцией скольжения и примерно в 3 раза в номинальном режиме, в 4 раза в режиме холостого хода превышает эквивалентное сопротивление в режиме пуска. Поэтому если согласованы сопротивления для номинального режима работы, то при пуске или регулировании частоты они будут рассогласованы. Это понимают производители ПЧ, но умалчивают в инструкциях к устройствам, просто выдвигая конкретные требования к длине (табл. 1).

Поэтому моделирование и исследование преобразования энергии и работы частотно-регулируемого электропривода при питании АД от ПЧ длинным кабелем является актуальной задачей.

Целью работы является исследование работы частотно-регулируемого электропривода при питании АД от ПЧ длинным силовым кабелем методами математического моделирования.

Изложение основного материала. Переходные процессы в цепях с распределёнными параметрами имеют волновой характер. Волны могут испытывать многократные отражения от стыков различных линий, от узловых точек включения нагрузки и т.д. В результате наложения этих волн могут возникнуть сверхтоки и перенапряжения, опасные для оборудования. Сравнивая длину линии l с длиной электромагнитной волны $\lambda = V \cdot T$, где $V = 3 \cdot 10^8$ – скорость распространения волны м/с, $T = f^{-1}$ – период колебаний, и с учётом формы выходного напряжения инвертора, в сигнале которого могут присутствовать гармоники выше модуляционных, получаем $l > (0.05...0.1)\lambda$, а значит, к линии стоит подходить как к цепи с распределёнными параметрами.

Схема замещения линии с распределёнными параметрами может быть составлена на основе дифференциальных уравнений в частных производных:

Таблица 1 – Рекомендуемая длина кабеля для частотных приводов

Преобразователи частоты	Условия работы	Вид кабеля	Длина кабеля, м.
Mitsubishi Electric	При частоте модуляции 1кГц и ниже	Неэкранированный	30, 100, 200, 300, 500
	При частоте модуляции с 2 до 15 кГц	Неэкранированный	200, 300, 500
ЭЛЕКТРОТЕКС	При использовании дросселя		200
	При использовании синусного фильтра		до 1000
Schneider Electric Altivar	При нормальных условиях	Экранированный	50
	При нормальных условиях	Не экранированный	100
Danfoss	Без использования дополнительного фильтра	Моторный	до 300
Inverter drives	При использовании моторного дросселя	Экранированный	100
		Неэкранированный	100 + 50 %
	При использовании синусного фильтра	Экранированный	+100 % длины
Power XL	При использовании дросселя		до 30
	Без использования дросселя		10
	При использовании синус-фильтра DX-SIN3		20

Устанавливая рекомендации по длине кабеля, производители оговаривают, что дроссели, моторные дроссели и синусные фильтры должны соединяться с выходом ПЧ экранированным кабелем минимально возможной длины. При этом максимальная рекомендованная длина кабеля между преобразователем частоты и выходным фильтром: 2 метра при мощности привода до 7,5 кВт; 5–10 метров при мощности привода от 7,5 до 90 кВт и 10–15 метров при мощности привода выше 90 кВт. Вводятся также дополнительные рекомендации по согласованию частоты модуляции и длины кабеля (табл. 2). Такие ограничения обусловлены тем, что подбор преобразователя и двигателя осуществляется по току и напряжению, поэтому волновое сопротивление кабеля и обмотки двигателя не согласованы, происходит отражение волны напряжения в оба конца кабеля. Это отражение увеличивает пики напряжения на клеммах двигателя.

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = R_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t}, \quad -\frac{\partial i}{\partial x} = G_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t}. \quad (1)$$

Для решения системы уравнений (1) воспользуемся разностной методикой конечных элементов и представим кабельную линию, как разделённую по пространственной координате, на конечное число интервалов равной длины, что соответствует последовательному соединению четырёхполюсников N (рис. 2), где R_0 , L_0 , C_0 – удельные параметры линии. Модель линии составим в виде (рис. 3) последовательного соединения элементарных четырёхполюсников (рис. 4).

Таблица 2 – Дополнительные рекомендации по согласованию частоты модуляции и длины кабеля

Длина кабеля	≤ 50 м	$50 \div 100$ м	≥ 100 м
Частота ШИМ	$\leq 14,5$ кГц	≤ 8 кГц	≤ 2 кГц

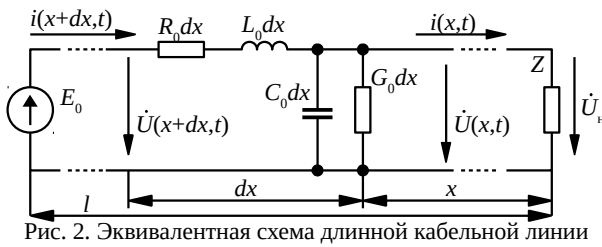


Рис. 2. Эквивалентная схема длинной кабельной линии

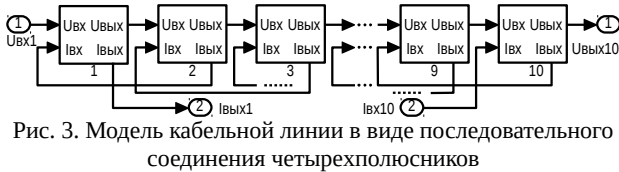


Рис. 3. Модель кабельной линии в виде последовательного соединения четырехполюсников

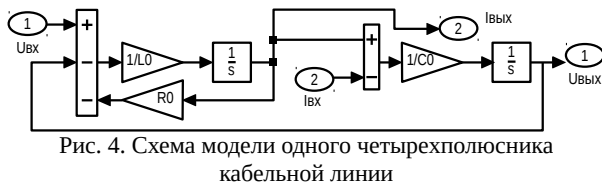


Рис. 4. Схема модели одного четырехполюсника кабельной линии

Для i -го четырехполюсника, без учета потерь в линии, уравнения тока и напряжения для $1 \leq i \leq 2N-2$ будут иметь вид:

$$\begin{aligned} \frac{dI_i}{dt} &= (U_i - U_{i+1} - R_0 I_i) L_0^{-1}; \quad \frac{dU_i}{dt} = (I_{i-1} - I_i) C_0^{-1}; \\ \frac{dI_{dv}}{dt} &= (U_{dv} - R_e(s) I_{dv}) L_e(s)^{-1}; \quad \frac{dU_{dv}}{dt} = (I_{N-1} - I_{dv}) C_0^{-1}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $R_e(s)$, $L_e(s)$ – эквивалентные активное сопротивление и индуктивность АД, зависящие от скольжения.

Количество четырехполюсников выбирается из условия снижения влияния эффекта Гиббса. Для кабельной линии длиной 200 м, их принято $N = 20$. Увеличение количества четырехполюсников ведет к значительному увеличению времени вычислений.

В качестве объекта моделирования принят АД 4АН250Г4, мощностью 110 кВт, получающий питание от многоуровневого инвертора. Номинальные параметры: напряжение – 380 В, ток – 195 А, частота вращения – 77,4 рад/с. Форма выходного напряжения показана на рис. 5. Напряжение на статоре АД имеет колебательный вид с явно выраженными высокочастотными пульсациями. Безусловно, колебания и пульсации напряжения на статоре АД зависят не только от длины кабеля, но и от частоты на выходе преобразователя (рис. 6). Характер пульсаций может изменяться не только количественно, но и качественно (рис. 7 ÷ 9). В общем случае, представляют особый интерес исследования влияния частоты модуляции выходного напряжения на форму напряжения на статоре АД, а также вида скалярного закона частотного регулирования. На рис. 10 показаны такие зависимости для АД, принятого для моделирования.

Полученные результаты отображают качественные особенности электромагнитных процессов частотно-регулируемом электроприводе с длинным кабелем. Количественные значения будут зависеть от параметров и характеристик конкретного электромеханического оборудования.

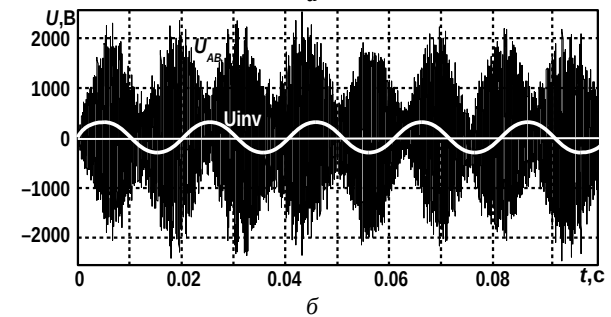
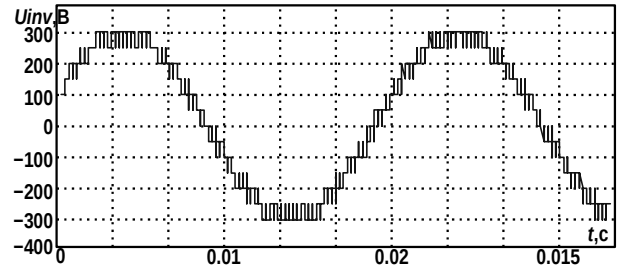


Рис. 5. Форма напряжения: а – на выходе инвертора, б – на выходе инвертора и на статоре АД

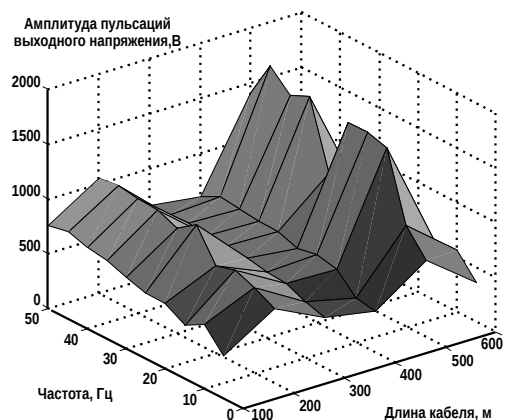


Рис. 6. Колебания напряжения на статоре АД при изменении длины кабеля и выходной частоты преобразователя

Выводы. В работе развиты методы моделирования и исследования процессов преобразования энергии и работы частотно-регулируемого электропривода при питании АД от ПЧ длинным кабелем как комплексного сочетания моделей ПЧ с ШИМ выходного напряжения, кабельной линии и АД. Решение уравнений длинной кабельной линии, как линии с распределенными параметрами, предложено выполнять на основе разновидности метода оконченных элементов с представлением кабельной линии, как распределенную по пространственной координате, на конечное число интервалов равной длины, что соответствует последовательному соединению четырехполюсников. Определено, что на величину и характер перенапряжения влияет длина кабеля, индуктивность дросселя, а также тип инвертора и частота модуляции. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании систем электропривода или при его эксплуатации, выбор структуры и параметров выходного фильтра.

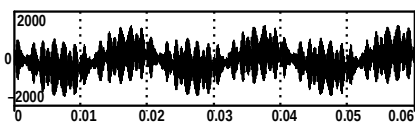


Рис. 7. Напряжение на статоре АД при длине кабеля 500 м, частота на выходе преобразователя 50 Гц, частота ШИМ – 16 кГц

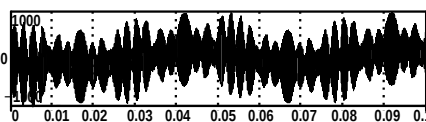


Рис. 8. Напряжение на статоре АД при длине кабеля 500 м, частота на выходе преобразователя 20 Гц, частота ШИМ – 8 кГц

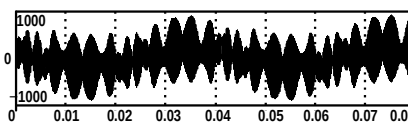
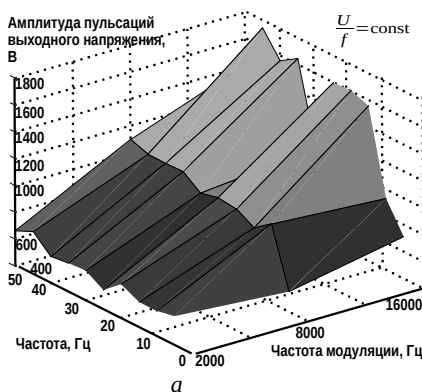
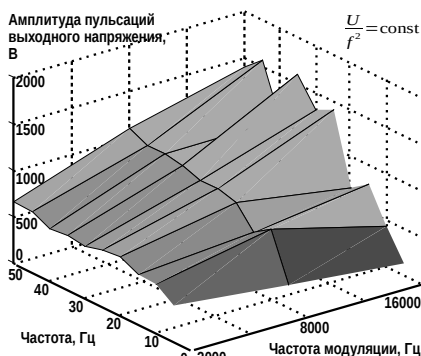


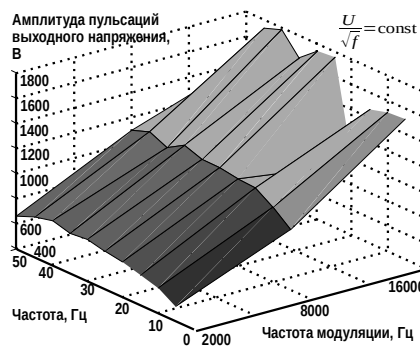
Рис. 9. Напряжение на статоре АД при длине кабеля 250 м, частота на выходе преобразователя 25 Гц, частота ШИМ – 16 кГц



а



б



в

Рис. 10. Зависимости напряжения на статоре АД при изменении частоты преобразователя, частоты модуляции выходного напряжения, закона регулирования: пропорционального (а); квадратичного (б); корневой (в)

Список литературы

1. Преобразователи частоты для асинхронных двигателей 0.75 кВт - 160кВт / 1HP - 250HP 200 - 480 В 1 или 3 фазы. URL: <http://www.invertekdrives.com/client-uploads/download-manager/user-guides/82-P2MAN-RUV1.01.pdf>. (дата обращения 23.04.16).
2. Преобразователи частоты Altivar 12: Каталог. URL: <http://www.icsgroup.ru/upload/iblock/87b/2749.pdf>. (дата обращения 23.04.2016).
3. Преобразователи частоты и моторный кабель. URL: <https://tsdservice.com.ua/preobrazovately-chastoty-i-motornyj-kabel.html>. (дата обращения 23.04.2016).
4. Преобразователь частоты FR-D700. Руководство по установке. URL: http://www.esspb.ru/Documents/FR-D700_installatin.pdf. (дата обращения 23.04.2016).
5. Шилин А.Н., Крутякова О.А. Цифровое моделирование электротехнических и электронных устройств. Москва: Академия Естествознания, 2013. 131 с.

References (transliterated)

1. Preobrazovateli chastoty dlja asinhronnyh dvigatelej 0.75kVt – 160 kVt/ 1HP – 250HP 200 – 480 V 1 ili 3 fazy [Frequency converters for asynchronous motors 0.75 kW - 160 kW / 1HP - 250HP 200 - 480 V 1 or 3 phases]. URL: <http://www.invertekdrives.com/client-uploads/download-manager/user-guides/82-P2MAN-RUV1.01.pdf>. (accessed 23.04.2016).
2. Preobrazovateli chastoty Altivar 12. Katalog [Altivar frequency converters 12. Catalog]. URL: <http://www.icsgroup.ru/upload/iblock/87b/2749.pdf>. (accessed 23.04.2016).
3. Preobrazovateli chastoty i motornyj kabel [Frequency converters and motor cable]. URL: <https://tsdservice.com.ua/preobrazovately-chastoty-i-motornyj-kabel.html>. (accessed 23.04.2016).
4. Preobrazovatel chastoty FR-D700. Rukovodstvo po ustanovke [Frequency converter FR-D700. Installation Guide]. URL: http://www.esspb.ru/Documents/FR-D700_installatin.pdf. (accessed 23.04.2016).
5. Shilin, A.N., Krutyakova, O.A. Tsifrovoye modelirovaniye elektrotekhnicheskikh i elektronnykh ustroystv [Digital simulation of electrical and electronic devices]. Moscow: Akademiya Yestestvoznaniya, 2013. 131 p.

Поступила 22.04.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Чорний Олексій Петрович (Черный Алексей Петрович, Oleksii Chornyi) – доктор технічних наук, професор, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, директор Інституту електро-механіки, енергозбереження і систем управління; м. Кременчук, Україна; e-mail: alekseii.chornyi@gmail.com

Титюк Валерій Костянтинович (Тытюк Валерий Константинович, Valerii Tytiuk) – кандидат технічних наук, доцент, ДВНЗ «Криворізький національний університет», доцент кафедри електромеханіки; м. Кривий Ріг, Україна; e-mail: dinalt2006@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; e-mail: iuriizachepa@gmail.com

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

Бурдильна Євгенія Володимирівна (Бурдильная Евгения Владимировна, Evgeniia Burdilnaya) – Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, старший викладач кафедри автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій; м. Кременчук, Україна; e-mail: evburdilnaya@gmail.com

В. А. ЛЕБЕДЕВ, А. М. ХАЛИМОВСКИЙ

ИЗЫСКАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА МЕХАНИЗМА ПОДАЧИ МЕХАНИЗИРОВАННОГО ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ ДУГОВОЙ СВАРКИ-НАПЛАВКИ

Учитывая большое количество технических решений способов сварки и наплавки с применением импульсной подачи электродной проволоки в различных вариантах исполнения предложена их классификация по наиболее характерным признакам реализации этого движения. При помощи математического моделирования определена возможность обеспечить отработку желаемых перемещений электродной проволоки в диапазоне частот импульсов задания от 50 до 100 Гц при использовании в качестве привода подачи векторно-управляемого синхронного электропривода.

Ключевые слова: сварка, импульсная подача проволоки, система автоматического управления, векторное управление.

В. О. ЛЕБЕДЕВ, О. М. ХАЛИМОВСКИЙ

ПОШУК МОЖЛИВОСТЕЙ ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОСТІ ЕЛЕКТРОПРИВОДА МЕХАНІЗМУ ПОДАЧІ МЕХАНІЗОВАНОГО УСТАТКУВАННЯ ДЛЯ ДУГОВОГО ЗВАРЮВАННЯ-НАПЛАВЛЕННЯ

З огляду на велику кількість технічних рішень способів зварювання і наплавлення із застосуванням імпульсної подачі електродного дроту в різних варіантах виконання запропоновано їх класифікацію за найбільш характерними ознаками реалізації цього руху. За допомогою математичного моделювання визначена можливість забезпечити відпрацювання бажаних переміщень електродного дроту в діапазоні частот імпульсів завдання від 50 до 100 Гц при використанні у якості приводу подачі векторно-керованого синхронного електроприводу.

Ключові слова: зварювання, імпульсна подача дроту, система автоматичного управління, векторне керування.

V. O. LEBEDJEV, O. M. KHALIMOVSKY

RESEARCH OF THE OPPORTUNITIES FOR PERFORMANCE IMPROVEMENT FOR ELECTRIC DRIVE MECHANISM FOR SUPPLY OF MECHANIZED EQUIPMENT FOR ARC WELDING AND SURFACING

Taking into account a large number of technical solutions for welding and surfacing methods under use of pulsed supply of electrode wire in various implementation versions, their classification is offered according to the most important characteristics of this movement. It was concluded that the further development of techniques and technologies for arc welding and surfacing is constrained by the already obtained capabilities of the deployed step and valve electric drives. It was noted an implementation based on the available technical solutions of the full algorithm of controlled pulse feed of the most complex variant with the reverse movement of the electrode wire in a pulse of movement is very problematic. An analysis of main research focuses and technical solutions was carried out aimed to obtaining a wider range of control frequencies for the pulsed wire feeding process. For the research of the possibility of specified displacements in the frequency range of the pulse supply of the electrode wire, a system of vector control of the speed of the synchronous motor was used. The researches have been carried out aimed to the processing of the impulses for speed control of the feed in a range of frequencies from 50 to 100 Hz. The system worked out the impulse signal of the control throughout the whole frequency range. At the same time, the average wire feed speed varied from 216 m/h to 864 m/h.

Keywords: welding, pulsed wire feed, automatic control system, vector control.

Введение. Расширение возможностей электродуговой сварки и наплавки в последнее время в основном связывается с использованием импульсных алгоритмов работы систем сварочного оборудования: источник сварочного тока, подача защитного газа, подача электродной проволоки. Большинство из них направлено на решение задачи управления переносом электродного металла [1, 2]. Для повышения эффективности сварочно-наплавочных работ необходимо повышать частоту импульсной подачи электродной проволоки до 80÷100 Гц. Существующие системы подачи могут обеспечить частоту подачи проволоки только до 50÷60 Гц. Поэтому задача изыскания возможностей повышения быстродействия электропривода механизма подачи механизированного оборудования для дуговой сварки-наплавки является актуальной.

Целью работы является изыскание направлений совершенствования электроприводов механизмов подачи электродной проволоки для повышения их быстродействия и улучшения условий эксплуатации.

Анализ основных достижений. Разработано достаточно большое число способов применения импульсных алгоритмов управления переносом, но наибольшее распространение получили процессы с использованием импульсных алгоритмов работы современных инверторных источников сварочного тока, которые в различных вариантах функционирования применяются во многих конструкциях аппаратов для сварки и наплавки – полуавтоматов и автоматов [3]. Импульсная подача защитных газов может быть весьма ограниченной, так как имеются процессы сварки и наплавки с применением порошковых электродных проволок, где защитная газовая среда не всегда используется [4].

Развиваются способы сварки и наплавки с применением импульсной подачи электродной проволоки в различных вариантах исполнения [5]. Все варианты технических решений с применением импульсных систем подачи электродной проволоки можно укрупненно сгруппировать следующим образом:

© В. А. Лебедев, А. М. Халимовский, 2019

1. С заранее заданными (установленными) параметрами формирования импульсов движения;
2. С управляемыми алгоритмами импульсной подачи;
3. С использованием обратных связей по параметрам дугового процесса, вводимых в электропривод механизма подачи.

Импульсную подачу с установленными и неизменяемыми параметрами можно получить, применяя механические преобразователи вращательного движения вала приводного электродвигателя в импульсное перемещение движителей электродной проволоки [6].

Управляемая импульсная подача, в том числе с использованием обратных связей по току или напряжению дуги с получением дозированной подачи [7] может быть реализована лишь с применением быстродействующих электроприводов.

В настоящее время в системах управляемой импульсной подачи применяются шаговые и в большей степени вентильные электродвигатели [8] в безредукторном варианте с компьютеризованными системами управления и регулирования. С применением таких систем подачи электродной проволоки получены частоты импульсной подачи порядка $40 \div 50$ Гц [9]. При этом достигнуты достаточно показательные технологические результаты при сварке и наплавке сталей и сплавов алюминия, которые представлены в работе [10]. Дальнейшее развитие техники и технология дуговой сварки и наплавки сдерживается уже полученными возможностями используемых шаговых и вентильных электроприводов.

На рис. 1 схематически представлен полный алгоритм управляемой импульсной подачи в наиболее сложном варианте с реверсом движения электродной проволоки в импульсе движения. На частотах порядка 50 Гц и выше реализовать такое движение с уже имеющимися техническими решениями весьма проблематично.

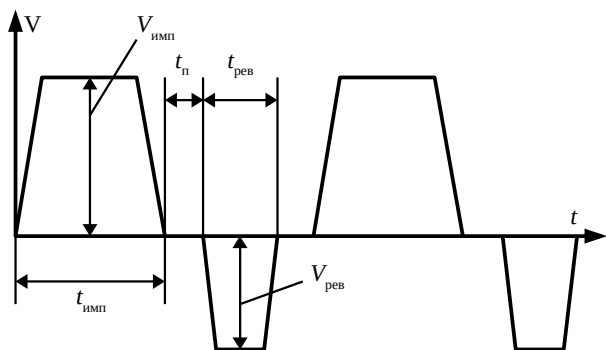


Рисунок 1 – Графический алгоритм импульсной скорости подачи проволоки: $V_{\text{имп}}$, $V_{\text{рев}}$ – скорости движения в импульсе и реверсе; $t_{\text{имп}}$, $t_{\text{п}}$, $t_{\text{рев}}$ – времена движения в импульсе, паузе и реверсе

В настоящее время в исследовательской и производственной практике применяются вентильные электроприводы специальной разработки, выполненной в Украине. Они могут быть использованы как в обычных условиях, так и для высокоэффективной сварки в водной среде, производимой мокрым способом [11].

Для получения большего диапазона частот импульсной работы такого электропривода в настоящее время рассмотрено ряд направлений. В работе [12] для способа дозированной подачи предложено использовать прогнозирование для получения сигнала обратной связи (предиктивное управление), что позволило улучшить условия функционирования электропривода, а также несколько улучшить его частотные свойства, что уже оценено на ведении реального процесса наплавки. В этом направлении необходимо продолжать исследования, так как эффективность уже полученных результатов при ведении сварочно-наплавочных работ очевидна.

Следует отметить, что для существенного расширения технико-технологических возможностей системы импульсной подачи электродной проволоки необходима частота $80 \div 100$ Гц и возможность воспроизведения алгоритма, представленного на рис. 1 с учётом реверсивного движения электродной проволоки, которое в уже действующем оборудовании в широком диапазоне частот практически не воспроизводится.

В настоящее время рассматриваются несколько направлений на повышение быстродействия вентильного электропривода, среди которых нами рассматриваются:

- модернизация вентильного электродвигателя с целью снижения его инерционных свойств с целенаправленным повышением быстродействия системы подачи электродной проволоки в целом;
- синтез системы регулирования вентильного электропривода на основе моделирования основных звеньев и системы в целом с изысканием наиболее быстродействующего варианта при минимальных затратах и переработке уже апробированных решений, возможно на программном уровне;
- поиск новых типов электродвигателей и регуляторов к ним, применение которых в механизмах подачи повысит быстродействие системы в целом.

Модернизация вентильного электродвигателя постоянно проводится с достаточно перспективными результатами, однако нам понятно, что без существенного изменения структуры регулятора приблизиться или достичь необходимого результата не представляется возможным.

Рассмотрим для примера некоторые возможные технические и программные решения, которые могут быть использованы в системах подачи электродной проволоки сварочно-наплавочного оборудования для расширения возможностей импульсного движения и улучшения условий функционирования электродвигателей.

Исследование динамических свойств математической модели САУ. Для вентильного электропривода с учётом выводов работы [13] получены результаты моделирования двухконтурной системы автоматического управления (САУ) [14] показавшие возможность обеспечения дозированной импульсного перемещения проволоки со средней скоростью подачи в диапазоне от 100 до 700 м/ч при частоте повторения импульсов 100 Гц.

Учитывая высокودинамические свойства синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ) их использование для повышения частоты импульсной подачи электродной проволоки может быть одним из возможных альтернативных направлений совершенствования электроприводов механизмов подачи. Надёжность работы синхронного двигателя (СД) с постоянными магнитами небольшой мощности обусловила их применение в самолётах, автомобилях и других областях техники. Преимуществами СД по сравнению с асинхронным двигателем являются: высокий коэффициент полезного действия; меньшая зависимость от падения напряжения питания и др. Так же, как известно, широкое распространение СД получили из-за хороших пусковых и рабочих свойств. Требования к электроприводу и экономической целесообразности определяют выбор схемы управления СДПМ. Наиболее распространёнными схемами реализации управления синхронным электроприводом являются схемы скалярного и векторного управления. На низких скоростях вращения и переменной нагрузке на валу скалярное управление не подходит. Учитывая требования технологического процесса обеспечить высокودинамичное управление координатами СД, в качестве привода САУ импульсной подачей электродной проволоки был выбран векторно-управляемый синхронный электропривод.

Для оценки возможности достижения желаемых динамических показателей качества системы управления скорости (коэффициент демпфирования $\zeta = 1$) применялась стандартная настройка ПИ регулятора скорости САУ для двигателя MSK030B с номинальным моментом $M = M_n = 0,4 \text{ Н} \cdot \text{м}$. Структурная схема системы векторного управления СД с возбуждением от постоянных магнитов представлена на рис. 2.

На рисунке использованы стандартные обозначения: u_a, u_b, u_c – напряжения на статоре СД; u_{1a}, u_{1b} – расчётные компоненты вектора напряжения системы координат статора (a-b) после преобразования Парка-

Горева компонент u_{1d}, u_{1q} в системе координат (d-q); i_a, i_b – ток статора; $i_{1a}, i_{1b}, i_{1d}, i_{1q}$ – ток статора в стационарной и вращающейся системах координат (a-b), (d-q) соответственно; $\dot{\omega}^*$ – производная задания скорости ω ; $\tilde{i}_{1d} = i_{1d}^* - i_{1d}, \tilde{i}_{1q} = i_{1q}^* - i_{1q}$ – ошибки отработки токов i_{1d}^*, i_{1q}^* соответственно.

Результаты математического моделирования работы САУ. Анализ результатов математического моделирования переходных процессов САУ, представленных на рис. 3 показывает удовлетворительную отработку системой управления последовательности следования сигналов задания ω^* с частотой 50 Гц (рис. 3, а, в, д) и 100 Гц (рис. 3, б, г, е) для 20-процентной длительности импульса в периодах обоих вариантов. При этом шаг подачи электродной проволоки L на частотах 50 Гц и 100 Гц составил соответственно 1,2 мм (рис. 3, д) и 0,6 мм (рис. 3, е). По данным результатов исследований шаг дозированной подачи проволоки с увеличением длительности времени импульсов задания до 80 % на частоте 50 достиг значения 2,6 мм, а на частоте 100 Гц – 2,5 мм.

Выводы. С целью расширения технико-технологических возможностей применяемых электроприводов в механизмах импульсной подачи электродной проволоки определены приоритетные направления разработок по повышению их быстродействия. Результаты математического моделирования системы векторного управления скоростью СДПМ подтвердили возможность использования такой системы управления для дозированной импульсной подачи электродной проволоки в диапазоне частот 80÷100 Гц. Учитывая высокودинамические свойства СДПМ, их использование в приводах подачи может быть одним из возможных альтернативных направлений совершенствования электроприводов механизмов подачи.

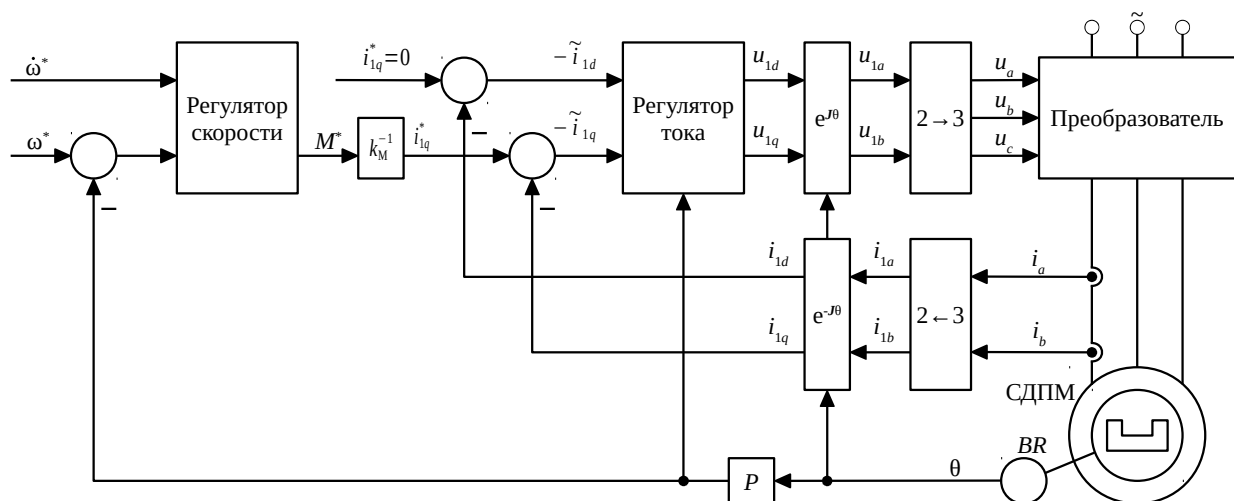


Рисунок 2 – Структурная схема системы векторного управления СДПМ

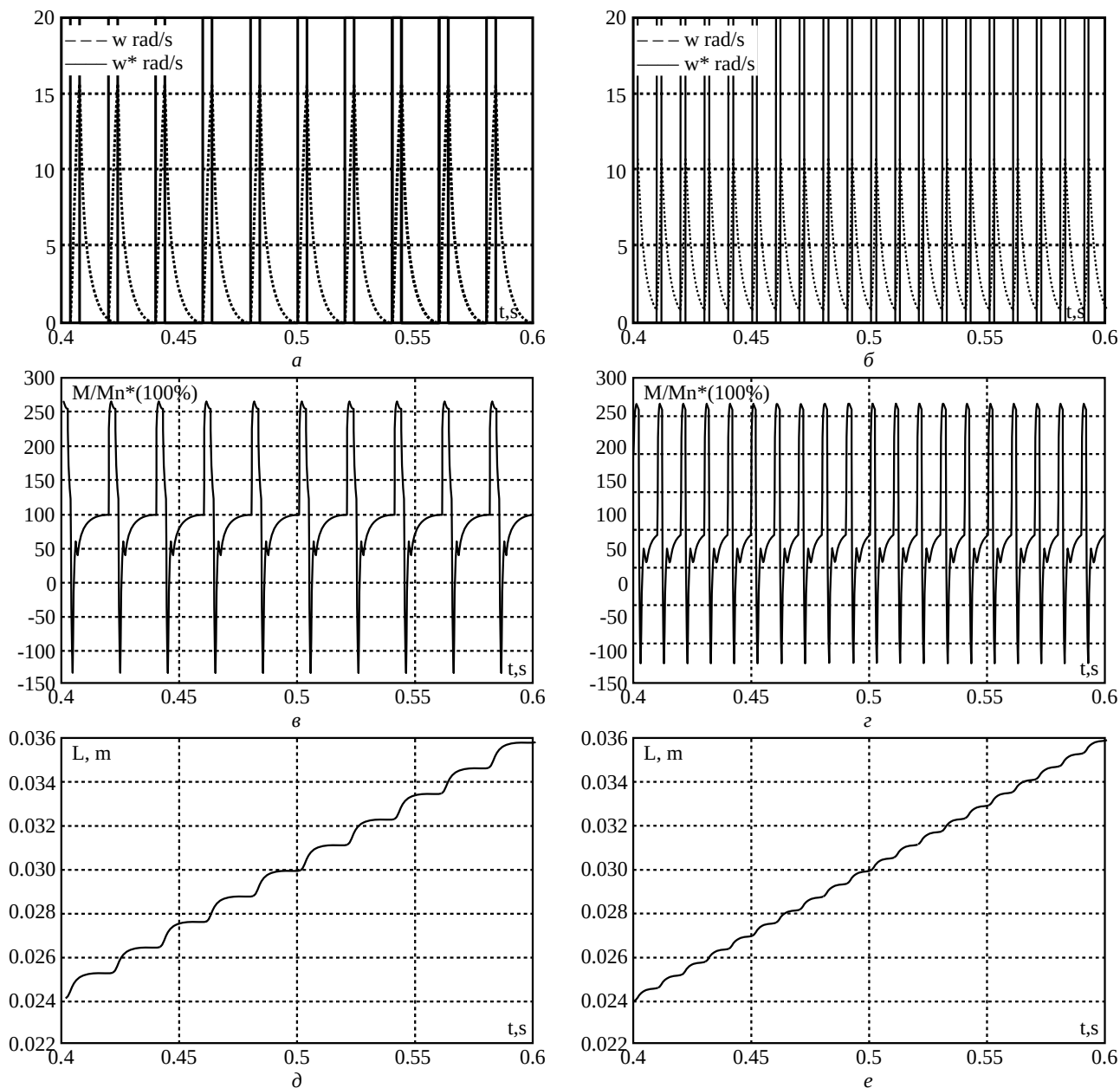


Рисунок 3 – Результаты математического моделирования работы САУ

Список литературы

1. Патон Б. Е. Современные направления исследований и разработок в области сварки и прочности конструкций. *Автоматическая сварка*. Киев: Издательский дом «Патон». 2003, №10-11(607). С. 7-13.
2. Harris I. Transfer of Heat and Mass to the Base Metal in Gas Metal Arc Welding, *Welding, Brazing, and Soldering*. 2011. Vol. 6. pp. 82-88.
3. Praveen P., Yarlagadda P. K. D. V., Kangb M. J. Advancements in pulse gas metal arc welding, *Journal of Materials Processing Technology*. 2005. Vol. 164-165. pp. 1113-1119.
4. Md. Ibrahim Khan. *Welding science and technology*. New Delhi: New Age International (P) Ltd., Publishers, 2007. 278 p.
5. Лебедев В. А., Притула С. И. Современные механизмы подачи электродной проволоки в аппаратах для механизированной сварки, наплавки и резки. *Автоматическая сварка*. Киев: Издательский дом «Патон». 2006, № 4. С. 53-56.
6. Крампит Н. Ю. Способы управления плавлением и переносом электродного металла (обзор). *Сварочное производство*. Москва: Издательский центр Технология машиностроения. 2009, № 3. С. 31-35.
7. Лебедев В. А., Жук Г. В. Управление переносом электродного металла на основе импульсных алгоритмов функционирования систем с дозированием подачи электродной проволоки при механизированной дуговой сварке. *Тяжёлое Машиностроение*. Москва: Фонд НПО ЦНИИТМАШ. 2017, №6. С. 27-32.
8. Патон Б. Е., Лебедев В. О., Жук Г. В. Алгоритмы управления электродуговой механизированной и автоматической сваркой-наплавкой с импульсной подачей электродной проволоки. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Київ: Техніка. 2019, № 30. С. 9-18.
9. Лебедев В. А., Рымша В. В., Радимов И. Н. Современные вентиляционные электроприводы в системах механизированного сварочного оборудования. *Електромашинобудування та електрообладнання*. Київ: Техніка. 2009, Вип. 74. С. 22-24.
10. Лендел И. В., Лебедев В. А., Максимов С. Ю., Жук Г. В. и др. Автоматизация сварочных процессов с использованием механического сварочного оборудования. *Автоматическая сварка*. Киев: Издательский дом «Патон». 2017, №5-6. С. 99-104.
11. Lebedev V. Automatic arc for deep underwater welding wet process in the conditions of a rigid space is limited. *Інновації в суднобудуванні та океанотехніці: Матеріали Міжнарод. наук.-техн. конф. 11-13 жовтня 2017*. Миколаїв: НУК, 2017. С. 156-158.

12. Лебедев В. А., Новиков С. В. Гипотеза формирования структуры наплавленного металла при наплавке на основе применения прогностического алгоритма управления скоростью подачи электродной проволоки. *Нові матеріали і технології в металургії та машинобудуванні*. Запоріжжя: ЗНТУ. 2017, №2. С. 100-102.
13. Лебедев В. О., Халімовський О. М. Оцінка ефективності використання FUZZY регулятора в швидкодіючому електроприводі механізму подачі автоматизованого зварювального обладнання. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Київ: Техніка. 2019, № 30. С. 26-33.
14. Анучин А. С. Структуры цифрового ПИ-регулятора для электропривода. *Электротехника*. Москва: Знак. 2014, №7. С. 02-06.
8. Paton B. E., Lebedev V. O., ZHuk G. V. *Algoritmy upravleniya elektrodugovoy mekhanizirovannoy i avtomaticheskoy svarkoj-naplavkoj s impul'snoy podachej elektrodnoj provoloki* [Control algorithms for electric arc mechanized and automatic fusion welding with pulsed electrode wire feed]. *Elektrotekhnichni ta kompiuterni systemy* [Electrotechnic and Computer Systems]. Kyiv: Tekhnika. 2019, № 30. pp. 9-18.
9. Lebedev V. A., Rymsha V. V., Radimov I. N. *Sovremennye ventilye elektroprivody v sistemah mekhanizirovannogo svarochnogo oborudovaniya* [Modern valve electric drive in systems of mechanized welding equipment]. *Elektromashynobuduvannia ta elektroobladnannia* [Electrical machine-building and electrical equipment]. Kyiv: Tekhnika. 2009, vyp. 74. pp. 22-24.
10. Lendel I. V., Lebedev V. A., Maksimov S. YU., ZHuk G. V. i dr. *Avtomatizaciya svarochnyh processov s ispol'zovaniem mekhanicheskogo svarochnogo oborudovaniya* [Automation of welding processes using mechanical welding equipment]. *Avtomaticheskaya svarka* [Automatic welding]. Kiev: Izdatel'skij dom «Paton». 2017, №5-6. pp. 99-104.
11. Lebedev V. Automatic arc for deep underwater welding wet process in the conditions of a rigid space is limited. *Innovatsii v sudnobuduvanni ta okeanotekhnitsi: Materialy Mizhnar. nauk.- tekhn. konf. 11-13 zhovtnia 2017 r., Mykolaiv* [Innovations in shipbuilding and ocean engineering. Materials of the international scientific and technical conference. October 11-13, 2017. Mykolaiv]. Mykolaiv: NUK, 2017. pp. 156-158.
12. Lebedev V. A., Novikov S. V. *Gipoteza formirovaniya struktury naplavlennogo metala pri naplavke na osnove primeneniya prognosticheskogo algoritma upravleniya skorost'ju podachi jelektrodnoj provoloki* [The hypothesis of the formation of the structure of the weld metal during surfacing based on the application of the predictive algorithm for controlling the feed rate of the electrode wire]. *Novi materialy i tekhnologii v metalurhii ta mashynobuduvanni* [Innovative materials and technologies in metallurgy and mechanical engineering]. Zaporizhzhia: ZNTU. 2017, №2. p.p. 100-102.
13. Lebedev V. O., Halimovskiy O. M. *Ocinka efektyvnosti vykorystannya FUZZY reguljatora v shvydkodijuchomu elektroprivodi mehanizmu podachi avtomatyzovanogo zvarjuval'nogo obladnannja* [Estimation of efficiency of use of FUZZY regulator in high-speed electric drive of the mechanism of submission of automated welding equipment]. *Elektrotekhnichni ta kompiuterni systemy* [Electrotechnic and Computer Systems]. Kyiv: Tekhnika. 2019, № 30. p.p. 26-33.
14. Anuchin A. S. *Struktury cifrovogo PI-regulyatora dlya elektroprivoda* [The structure of the digital PI controller for the electric drive]. *Elektrotekhnika* [Electrical engineering]. Moskva: Znak. 2014, №7. pp. 02-06.

References (transliterated)

Поступила 26.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Лебедев Володимир Олександрович (Лебедев Владимир Александрович, Lebedev Volodymyr Oleksandrovych) – доктор технічних наук, професор, головний конструктор «Дослідницьке конструкторсько-технологічне бюро Інституту електрозварювання ім. Є. О. Патона НАН України», м. Київ, Україна; e-mail: valraton@ukr.net

Халімовський Олексій Модестович (Халимовский Алексей Модестович, Khalimovskyy Oleksiy Modestovych) – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», доцент кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу; м. Київ, Україна; e-mail: o.khalimovskyy@ukr.net

В. В. ГРАБКО, О. В. ДІДУШОК**ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПРИВОДУ ВАКУУМНОГО ВИМИКАЧА ЯК ОБ'ЄКТА ДІАГНОСТУВАННЯ**

В роботі запропоновано спосіб визначення вебер-амперної характеристики електромагніту у процесі роботи вакуумного вимикача. Проведено натурний експеримент із вимірюванням електричних параметрів та розрахунком магнітної характеристики обмоток електромагніту. Здійснено моделювання роботи електромагнітного приводу вимикача у програмі Finite Element Method Magnetics. Відповідність отриманих даних при розрахунку і моделюванні свідчить про вірність запропонованого методу розрахунку магнітної характеристики.

Ключові слова: вимірювання, моделювання, потокозчеплення, електромагнітний привод, обмотка, вакуумний вимикач.

В. В. ГРАБКО, О. В. ДИДУШОК**ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРИВОДА ВАКУУМНОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ КАК ОБЪЕКТА ДИАГНОСТИКИ**

В работе предложен способ определения вебер-амперной характеристики электромагнита в процессе работы вакуумного выключателя. Проведен натурный эксперимент с измерением электрических параметров и расчётом магнитной характеристики обмоток электромагнита. Осуществлено моделирование работы электромагнитного привода выключателя в программе Finite Element Method Magnetics. Соответствие полученных данных при расчёте и моделировании свидетельствует о верности предложенного метода расчёта магнитной характеристики.

Ключевые слова: измерения, моделирование, потокозчепления, электромагнитный привод, обмотка, вакуумный выключатель.

V. V. HRABKO, O. V. DIDUSHOK**INVESTIGATION OF THE WORK OF THE ELECTROMAGNETIC ACTUATOR OF THE VACUUM CIRCUIT BREAKER AS A OBJECT DIAGNOSTIS**

The role of vacuum switches among switching devices of average voltage is considered in this work. The structure, principle of the action of the electromagnetic actuator of the vacuum circuit breaker is presented. A method for determining the weber-ampere characteristic during the operation of the vacuum circuit breaker is proposed. A full-scale experiment was conducted with the measurement of electrical parameters and the calculation of the magnetic characteristics of the electromagnetic windings. In accordance with the given passport data on the electromagnet of the vacuum circuit breaker VR0, the simulation of the operation of the electromagnetic actuator in the Finite Element Method Magnetics program was performed. The obtained results of modeling the strength of the anchor of an electromagnet in the program correspond to the passport data on the switch. Calculated values of the flow coupling from the experiment are half-dimensional with the results obtained in the simulation of the work of the electromagnet of the vacuum circuit breaker. The correspondence of the data obtained in the calculation and modeling indicates the correctness of the proposed method for calculating the magnetic characteristic of the electromagnet of the direct current of the vacuum circuit breaker.

Key words: measurement, simulation, flux-linkage, electromagnetic actuator, winding, vacuum circuit breaker.

Вступ. В наш час в Україні існує стійка тенденція до підвищення кількості порушень електропостачання відповідальних енергетичних об'єктів, що призводить до негативних наслідків. Досить часто експлуатуються застарілі комутаційні апарати, які потребують капітального ремонту або повної заміни. В енергетичній системі України здійснюється заміна масляних і маломасляних вимикачів 6 ÷ 35 кВ на вакуумні вимикачі. Вакуумні апарати характеризуються максимальними значеннями швидкості відновлення електричної міцності, мінімальною масою рухомих частин і енергією приводу, мінімальними габаритами і масою апарату в цілому, максимальним комутаційним ресурсом. У більшості випадків в якості приводів у вакуумних вимикачах середньої напруги використовують електромагнітний привод на основі “магнітної заціпки”.

Особливістю таких приводів є використання високоерцитивних постійних магнітів, які дозволяють рухомій частині електромагніту знаходитися у одному із двох стійких положень (“ВВИМКНЕНО” і “ВИМКНЕНО”) без споживання електричної енергії. В таких приводах є дві обмотки, які виконують перемикання між положеннями вимикача. Електромагнітний

привід відіграє вирішальну роль у роботі вакуумного вимикача. Від його роботи залежить надійність електропостачання споживачів. Тому дослідження електромагнітних характеристик які впливають на роботу електромагніту постійного струму вакуумного вимикача є задачею актуальною.

У роботах [1, 2] автори досліджують ступінь впливу вихрових струмів у сердечнику електромагнітного приводу вакуумного вимикача на його динамічні характеристики. В залежності від конструктивного виконання і типу матеріалів змінюються динамічні характеристики електромагнітного приводу вакуумного вимикача. У роботах [3, 4] авторами було розроблено нову конструкцію електромагнітного приводу вакуумного вимикача. Для розроблених вимикачів проведено моделювання роботи та проаналізовано вплив лінійних розмірів магнітопроводу на силу утримання якоря електромагніту. Авторами у роботах [5–9] приведені результати розрахунку статичних тягових характеристик електромагнітних систем, отримані залежності розподілу магнітного потоку у перехідних режимах, проаналізовано вплив додаткового опору на швидкодію електромагнітів постійного струму із магнітною заціпкою.

В перелічених роботах основну увагу присвячено розробці нового зразка електромагнітного приводу вакуумного вимикача. Для запропонованих приводів проведено моделювання та проаналізовано вплив конструкції і матеріалів на його магнітні і динамічні властивості. Проте не менш актуальними є дослідження, згідно яких можна розраховувати магнітні характеристики для вимикачів, що знаходяться у роботі. Аналіз магнітних характеристик електромагніту постійного струму вакуумного вимикача у експлуатації дозволить розраховувати поточний технічний стан приводу, що може бути використано у задачах діагностування [10].

Метою роботи є перевірка запропонованого методу вимірювання магнітної характеристики обмоток електромагніту шляхом комп'ютерного моделювання у програмі Finite Element Method Magnetics (FEMM) роботи електромагнітного приводу вакуумного вимикача.

Результати дослідження. В якості досліджуваного об'єкта розглянуто електромагнітний привод вакуумного вимикача ВР0, виробник ТОВ “ВИСОКО-ВОЛЬТНИЙ СОЮЗ РЗВА”. Вакуумні вимикачі компанії серії ВР0 призначені для комутації електричних кіл при нормальних і аварійних режимах в мережах трифазного змінного струму частотою 50 (60) Гц із номінальною напругою 10 кВ для систем із ізольованою нейтраллю [11].

Привод вакуумного вимикача типу ВР0 – багатофункціональний електромагніт, який здійснює наступні функції:

- надійне і стабільне ввімкнення і вимкнення вимикача із нормованими параметрами;
- надійно фіксує вимикач за допомогою “магнітної зачіпки” в крайніх положеннях “ВВІМКНЕНО” і “ВИМКНЕНО”;
- забезпечує ручне нормоване вимкнення за допомогою кнопки ручного вимкнення.

На рисунку 1 зображено конструкцію електромагнітного приводу вимикача ВР0.

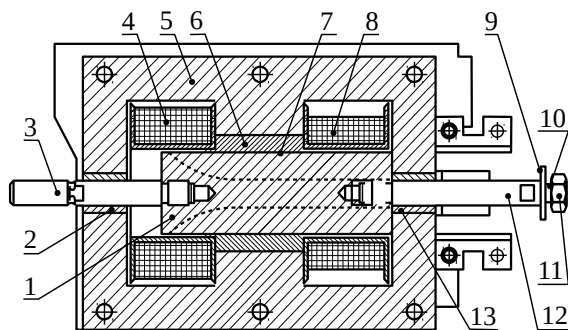


Рис. 1. Електромагнітний привод вимикача ВР0:

- 1 – якорь; 2 – призма; 3 – шток; 4 – обмотка ввімкнення;
5 – магнітопровід; 6 – постійний магніт; 7 – фольга;
8 – обмотка вимкнення; 9 – шайба; 10 – шайба; 11 – гайка;
12 – шток; 13 – призма

У вимкненому стані силові контакти вакуумного вимикача розімкнуті, якорь електромагніту утримується в крайньому положенні за допомогою магнітів 6. Для ввімкнення вимикача необхідно через обмотку вві-

мкнення пропустити постійний струм, при якому сила в магнітному колі ввімкнення перевищить силу притягання постійними магнітами 6 якоря 1 у магнітному колі вимкнення. Після перевищення сили зрушення якоря 1 починає рухатися із прискоренням, що призводить в рух усю кінематичну систему вимикача. При досягненні магнітопроводу якорем 1 вимикач вмикається і фіксується в даному положенні постійним магнітом 6 (“магнітна зачіпка”). Чим меншим стає зазор між якорем і магнітопроводом магнітного кола, тим більша сила тяги постійних магнітів. Для вимкнення вимикача необхідно через обмотку вимкнення пропустити постійний струм у напрямку, при якому сила дії на якоря 1 перевищить результуючу силу утримання постійними магнітами 6 вимикача у ввімкненому положенні. Процес вимкнення закінчується, коли якоря 1 замикає собою магнітне коло вимкнення електромагніту і тим самим надійно фіксує вимикач у вимкненому положенні постійними магнітами 6.

Роботу електромагнітного приводу вакуумного вимикача можна описати за допомогою вебер-амперної характеристики, яка зображена на рис. 2. Проаналізуємо її.

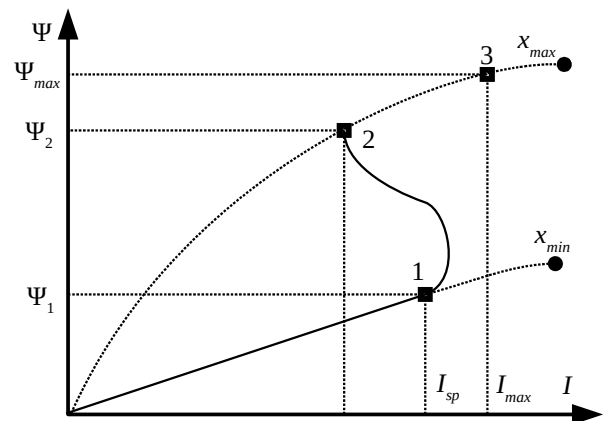


Рис. 2. Вебер-амперна характеристика робочого циклу електромагніту

Після подачі живлення на електромагніт, струм в обмотці досягає значення струму зрушення (точка 1). В цей момент часу шток електромагніту розпочинає рух, в результаті робочий зазор x зменшується, індуктивність обмотки зростає, а струм в ній спадає до тих пір, поки якоря не досягне упору, що відповідає точці 2. Під час руху штока взаємозв'язок між потокозчеплення ψ і струмом I визначається кривою 1-2. Після закінчення руху штока електромагніту струм знову починає зростати і досягає сталого значення у точці 3. В момент відключення живлення електромагніту струм в обмотці спадає і при досягненні значення струму відпускання, шток розпочинає рух, а робочий зазор збільшується від мінімального x_{min} до максимального x_{max} . Далі струм спадає до нуля.

Енергетичне перетворення в електромагнітному пристрої описується формулою [12]:

$$u = i \cdot R_a + \frac{d\Psi}{dt}, \quad (1)$$

де u – напруга живлення обмотки електромагніту;

i – миттєве значення струму в обмотці електромагніту;

R_a – активний опір обмотки;

Ψ – миттєве значення потокозчеплення обмотки;

t – час.

Із рівняння (1) магнітна характеристика електромагнітного приводу має вигляд:

$$\Psi = \int (u(t) - i(t) \cdot R_a) dt. \quad (2)$$

Рівняння (2) описує криву намагнічування магнітопроводу і визначає ступінь перетворення магнітної енергії в механічну і обумовлює величину діючої в певний момент електромагнітної сили.

Для чисельного розрахунку магнітної характеристики знайдемо диференціали потокозчеплення:

$$d\Psi = (U_i - I_i \cdot R_a) \cdot (t_i - t_{i-1}), \quad (3)$$

де U_i – значення напруги живлення обмотки електромагніта;

I_i – значення струму, який протікає через електромагніт;

t_i – час протягом якого здійснюється вимірювання напруги та струму;

i – порядковий номер кроку вимірювання.

Відповідно значення потокозчеплення на i -ому кроці вимірювання:

$$\Psi_i = \Psi_{i-1} + d\Psi_i. \quad (4)$$

Для розрахунку магнітної характеристики, на першому кроці (при $i = 1$) прийнято величину потокозчеплення $\Psi_1 = 0$. При подальшому обчисленні використовуються виміряні значення на кожному відповідному кроці вимірювання.

Для розрахунку веберамперної характеристики електромагніту постійного струму вакуумного вимикача проведено натурний експеримент із вакуумним вимикачем типу ВР0-10-12,5/630 У2.

Структурна схема експериментальної установки для дослідження веберамперної характеристики електромагнітного приводу наведена на рисунку 3.

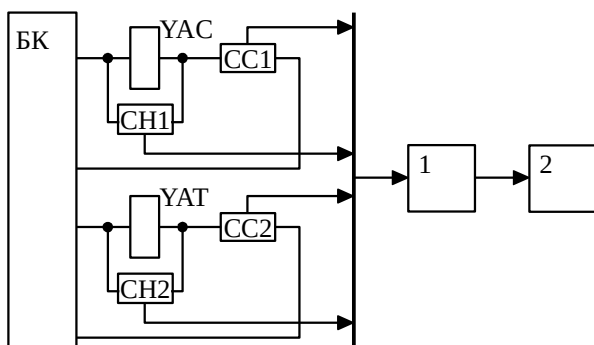


Рис. 3. Структурна схема експериментальної установки

Управління роботою вимикача здійснюється за допомогою блока керування БК. Для отримання вебер-амперних характеристики обмоток електромагнітного приводу здійснюється ввімкнення та вимкнення вакуумного вимикача ВР0. Під час ввімкнення вимикача проводяться вимірювання струму, який протікає через обмотку ввімкнення YAC (сенсор струму CC1), напруги на обмотці ввімкнення YAC (сенсор напруги CH1). Під час вимкнення вимикача проводяться вимі-

рювання струму, який протікає через обмотку вимкнення YAT (сенсор струму CC2), напруги на обмотці вимкнення YAT (сенсор напруги CH2). Після вимірювання струму та напруги на обмотках здійснюється вимірювання їх активних складових опорів. Отримання вимірюваної інформації здійснюється за допомогою інформаційно-вимірювальної системи 1, а результати вимірювання та розрахунку виводяться і зберігаються на персональний комп'ютер 2.

Зовнішній вигляд експериментальної установки зображено на рисунку 4. Відповідно до формул (2)-(4) розраховано значення потокозчеплення для обмоток ввімкнення та вимкнення при комутації вакуумного вимикача, результати розрахунку потокозчеплення представлено у таблиці 1.

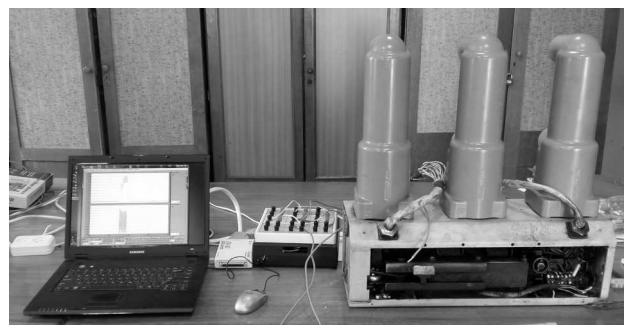


Рис. 4. Зовнішній вигляд експериментальної установки

Результати моделювання. Для перевірки розрахунку магнітної характеристики електромагнітного приводу проведено моделювання роботи електромагніту вимикача у програмі FEMM. Програма Finite Element Method Magnetics (Магнітні розрахунки методом скінченних елементів) дозволяє створювати моделі для розрахунку плоскопаралельного або плоскомеридіанного стаціонарного і квазістаціонарного магнітного і стаціонарного електростатичного та теплового полів, побудувати їх картини і визначити польові і колові параметри. Задачі розрахунку магнітних полів можуть бути як лінійні, так і нелінійні [13].

При реалізації методу скінченних елементів розрахункова область, в якій здійснюється розрахунок, розбивається на об'ємні (для об'ємних полів) або плоскі (для плоскопаралельних полів) елементи кінцевої величини, всередині яких значення магнітного потенціалу апроксимуються кусково-плоскою функцією. Розміри і форми елементів можуть довільно змінюватися, а їх взаємні з'єднання можуть мати різну структуру. При виборі розмірів і форми елементів враховується очікуваний розподіл щільності енергії в межах розглянутої області.

Після розбивки розрахункової області на елементи і накладення граничних умов розраховуються коефіцієнти апроксимації, виходячи з мінімуму функціоналу, що визначає сумарну накопичену енергію системи за умови з'єднання потенціалів у вузлах. Вид функціоналу для феромагнітного середовища має вигляд:

$$F(A) = \int_V W(\vec{A}) \cdot dV - \int_V \vec{J} \cdot \vec{A} \cdot dV, \quad (5)$$

де $W(\vec{A})$ – питома енергія:

Таблиця 1 – Порівняння результатів розрахунку поточкозчеплення дослідним шляхом та моделюванням у програмі FEMM

Процес	Експериментальні дані			Потокозчеплення обмотки Ψ , Вб, розраховане		Похибка, %
	Струм I, А	Напруга U, В	Активний опір обмотки R_a , Ом	за експериментальними даними	у FEMM	
Ввімкнення	11,12	188,82	12,8	3,76	4,03	6,8
	8,01	0		4,01	4,23	5,3
	6,01	272,8		4,35	4,56	4,6
	5,01	281,61		4,73	4,99	5,2
	2,64	74,12		5,11	5,5	7,2
Вимкнення	17,47	202,14	8,3	2,52	2,74	8,3
	14,0	0		2,38	2,53	6,1
	11,51	70,52		2,98	3,14	5,3
	8,01	0		2,89	3,03	4,8
	4,13	186,14		2,99	3,22	7,3

$$W(\vec{A}) = \int \vec{H} \cdot d\vec{B}, \quad (6)$$

де V – об'єм, який займає феромагнетик;

\vec{J} – вектор щільності струму в обмотці електромагніту;

\vec{A} – векторний магнітний потенціал;

\vec{B} – вектор магнітної індукції;

\vec{H} – вектор напруженості магнітного поля.

Вектор магнітної індукції:

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A}. \quad (7)$$

Вектор напруженості магнітного поля:

$$\vec{H} = v \cdot \vec{B}, \quad (8)$$

де v – величина обернено пропорційна магнітній проникності.

Для плоскопаралельного поля вектор електромагнітної сили, що діє на якор, визначається по заданому розподілу магнітної індукції:

$$\vec{Q} = \frac{1}{\mu_0} \int_l \left((\vec{B} \cdot \vec{n}) \cdot \vec{B} - \frac{1}{2} (B^2) \cdot \vec{n} \right) \cdot dl, \quad (9)$$

де l – довжина контуру інтегрування;

\vec{n} – вектор зовнішньої нормалі до елементарної ділянки контуру інтегрування dl .

Розрахункова модель (осесиметрична задача) магнітної системи досліджуваного електромагніту вакуумного вимикача у вимкненому положенні приведена на рисунку 5.

По заданим вхідним параметрам промодельовано у програмі FEMM роботу електромагнітного приводу у крайніх та проміжних положеннях. Тип електромагніту Е-10. Матеріал пластин магнітопроводу ОЦ 08 кп ВГ-МТ-УР-2. Матеріал осердя Сталь 10. Матеріал постійного магніту Nd-Fe-B із коерцитивною силою 860 кА/м, залишкова індукція 1,18 Тл. Обмотка ввімкнення – 1200 витків, активний опір $13 \pm 1,3$ Ом, провід ПЭТ-155-0,8; обмотка вимкнення – 800 витків, активний опір $7,5 \pm 0,7$ Ом, провід ПЭТ-155-0,8. На рисунку 6 представлено розподіл магнітного поля в електромагніті у ввімкненому та вимкненому стані.

Для порівняння результатів моделювання роботи електромагніту та паспортних даних на вимикач розраховуємо силу утримання якоря електромагніту відповідно до розробленої моделі у програмі FEMM методом інтеграла тензора Максвелла. Результати порівняння моделювання та паспортних даних представлено у таблиці 2.

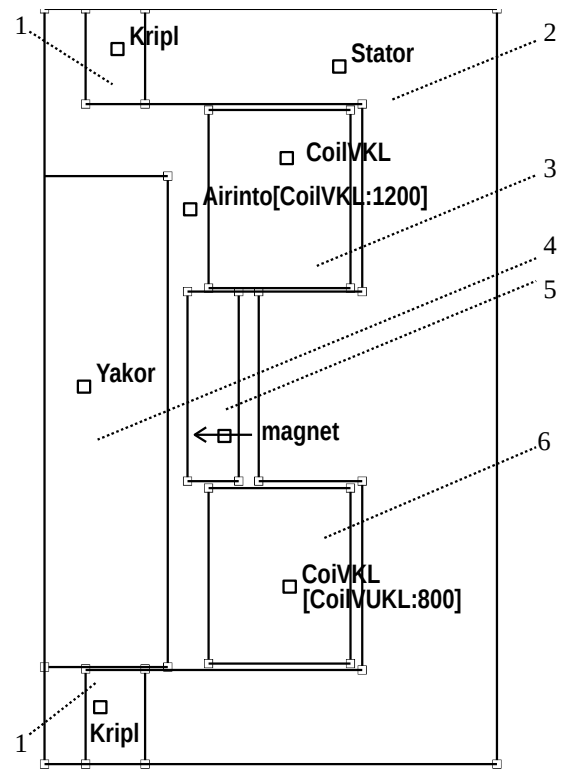


Рис. 5. Розрахункова модель магнітної системи електромагнітного приводу вакуумного вимикача у програмі FEMM: 1 – кріплення призми; 2 – магнітопровід; 3 – обмотка ввімкнення; 4 – осердя; 5 – постійний магніт; 6 – обмотка вимкнення

Таблиця 2 – Порівняння результатів моделювання та паспортних даних сили утримання якоря вимикача

Вихідна інформація	Електромагнітна сила утримання якоря вакуумного вимикача ВР0	
	у положенні "ВВІМКНЕНО" F_{em} , Н	у положенні "ВИМКНЕНО" F_{em} , Н
Паспортні дані на вакуумний вимикач	3000±300	3000±300
Моделювання роботи електромагніту у FEMM	2745,03	3000,29

Відповідно до отриманих значень можна зробити висновок, що результати моделювання коректні, оскільки вони знаходяться в діапазоні значень, які допускаються паспортними даними на вимикач.

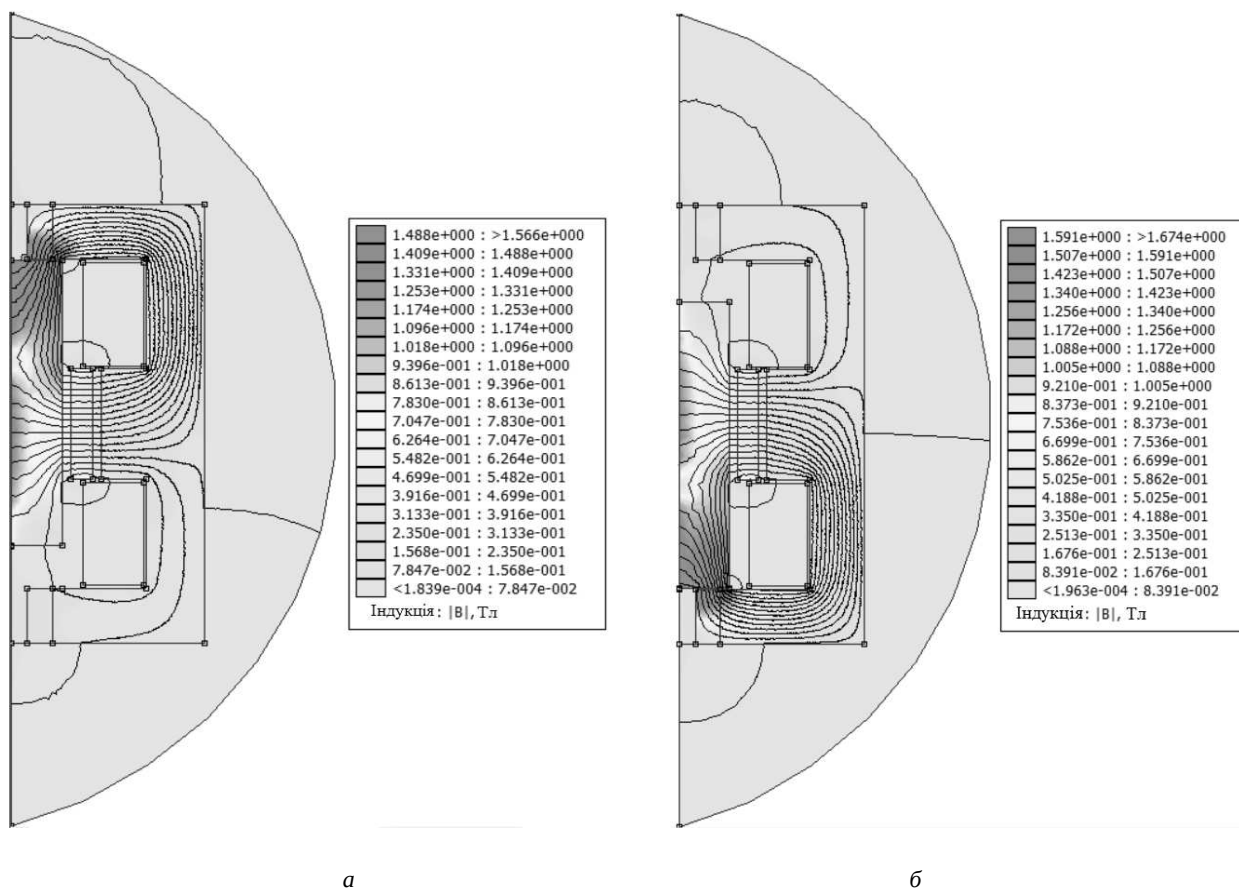


Рис. 6. Розподіл магнітного поля в електромагніті вакуумного вимикача у крайніх положеннях:
а – електромагніт у вимкненому положенні; б – електромагніт у ввімкненому положенні

Програма FEMM дозволяє проводити розрахунок параметрів електричних кіл. При ввімкненні/вимкненні електромагнітного приводу промодельовано та розраховано потокозчеплення для різних позицій. Результати порівняння даних, отриманих при експерименті та при моделюванні у FEMM, наведені у таблиці 1.

Аналізуючи отримані результати можна зробити висновки, що розрахункові значення потокозчеплення для обмоток електромагніту вакуумного вимикача підтверджуються моделюванням у програмі FEMM. Отримані результати у FEMM перевищують значення потокозчеплення, розраховані за результатами експерименту, але похибка складає у середньому 5 %.

Отже, наведений спосіб отримання вебер-амперної характеристики є адекватним і розрахункові дані потокозчеплення можуть бути використані для діагностування електромагнітного приводу вакуумного вимикача на основі аналізу вебер-амперних характеристик обмоток в процесі його експлуатації.

Висновок. Вакуумні вимикачі мають позитивну динаміку розвитку та впровадження у експлуатацію енергетичної системи. Електромагнітний привід займає вирішальну роль у роботі вакуумного вимикача.

Проведено натурний експеримент із визначенням вебер-амперної характеристики вакуумного вимикача. Для вакуумного вимикача розроблено модель у програмі FEMM. Проведено розрахунок його магнітної системи. Визначено потокозчеплення обмоток ви-

микача при його ввімкненні та вимкненні. Результати моделювання підтверджують доцільність застосування запропонованого методу визначення магнітної характеристики обмоток вимикача.

Запропонований спосіб отримання магнітної характеристики можна використовувати при діагностуванні технічного стану електромагнітного приводу вакуумного вимикача.

Список літератури

1. Гречко А. М. Экспериментальное исследование влияния выхревых токов в сердечнике магнитопровода на динамические характеристики электромагнитного привода. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків: НТУ «ХПІ», 2012, Вип. 49 (955). С. 9 – 17.
2. Клименко Б. В., Гречко А. М. Электромагнитный привод с двухпозиционной магнитной защелкой для вакуумного выключателя среднего напряжения. *Електротехніка і Електромеханіка*. Харків: НТУ «ХПІ», 2007, №6. С. 40 – 43.
3. Гречко А. М. Исследование и расчет размеров магнитопровода электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой. *Електротехніка і Електромеханіка*. Харків: НТУ «ХПІ», 2008, №2. С. 15 – 20.
4. Выровец С. В., Чепелюк А. А. Анализ влияния ферромагнитных шунтов в рабочем зазоре на тяговые усилия в электромагните с однопозиционной магнитной защелкой. *Електротехніка і Електромеханіка*. Харків: НТУ «ХПІ», 2008, №1. С. 15 – 17.
5. Байда Е. И. Расчет динамики двухпозиционного электромагнита постоянного тока с магнитной защелкой. *Електротехніка і Електромеханіка*. Харків: НТУ «ХПІ», 2010, №4. С. 10 – 12.

6. Байда Е. И. Динамика нечеткого срабатывания бистабильного электромагнитного актуатора на базе высококоэрцитивных постоянных магнитов. *Электротехника и Электромеханика*. Харьков: НТУ «ХПИ». 2012, №5. С. 18 – 20.
7. Alexandru Răduľian, Mihai Maricar, Iosif Vasil, Radu Crețu. New solution of linear DC actuator with additional permanent magnets: Working principle, design and testing. *Revue Roumaine des Sciences Techniques. Serie: Électrotechnique et Énergétique*. Bucarest, 2017, Vol. 62 (1). pp. 3 – 7.
8. Yong-Min Y., Dae-Kyung K., Byung-Il K. Optimal Design of a Permanent Magnetic Actuator for Vacuum Circuit Breaker using FEM. *Journal of Electrical Engineering & Technology*. 2006. Vol. 1(1). pp. 92 – 97.
9. Zhenxing W. A., Liqiong S., Sainan H., Yingsan G., Zhiyuan L. Permanent Magnetic Actuator for 126 kV Vacuum Circuit Breakers. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2014. Vol. 50(3). pp. 129 – 135.
10. Грабко В. В., Дідушок О. В. Метод діагностування електромагнітного приводу вакуумного вимикача на основі вебер-амперних характеристик. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця: ВНТУ, 2018, Вип.6. С. 53 – 61.
11. НКАИ.674152.006. РЭ. Выключатели вакуумные серий ВР0 и ВР1. Руководство по эксплуатации. Ровно: ООО «Высоковольтный союз РЗВА», 2003. 40 с.
12. Сливинская А. Г. *Электромагниты и постоянные магниты: учебное пособие для студентов вузов*. Москва: Энергия, 1976. 248 с.
13. Буль О. Б. *Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов. Магнитные цепи, поля и программа FEMM: учебное пособие*. Москва: Академия, 2005. 336 с.
4. Vyrovce S. V., Chepeljuk A. A. *Analiz vlijanija ferromagnitnyh shuntov v rabochem zazore na tjavovye usilija v jelectromagnite s odnopo-zicionnoj magnitnoj zashhelkoj* [Analysis of the influence of ferromagnetic shunts in the working gap on traction forces in an electromagnet with a single-position magnetic latch]. *Elektrotehnika i Elektromekhanika* [Electrical Engineering and Electromechanics]. Kharkiv: NTU «KhPI». 2008, №1. pp. 15 – 17.
5. Bajda E. I. *Raschet dinamiki dvuhpozicionnogo jelectromagnita postojannogo toka s magnitnoj zashhelkoj* [Calculation of the dynamics of a two-position DC electromagnet with a magnetic latch]. *Elektrotehnika i Elektromekhanika* [Electrical Engineering and Electromechanics]. Kharkiv: NTU «KhPI». 2010, №4. pp. 10 – 12.
6. Bajda E. I. *Dinamika nechetkogo sratyvanija bistabil'nogo jelectromagnitnogo aktuatora na baze vysokokojercitivnyh postojannyh magnitov* [The dynamics of fuzzy operation of a bistable electromagnetic actuator based on high-coercive permanent magnets]. *Elektrotehnika i Elektromekhanika* [Electrical Engineering and Electromechanics]. Kharkiv: NTU «KhPI». 2012, №5. pp. 18 – 20.
7. Alexandru Răduľian, Mihai Maricar, Iosif Vasil, Radu Crețu. New solution of linear DC actuator with additional permanent magnets: Working principle, design and testing. *Revue Roumaine des Sciences Techniques. Serie: Électrotechnique et Énergétique*. Bucarest, 2017, vol. 62 (1). pp. 3 – 7.
8. Yong-Min Y., Dae-Kyung K., Byung-Il K. Optimal Design of a Permanent Magnetic Actuator for Vacuum Circuit Breaker using FEM. *Journal of Electrical Engineering & Technology*. 2006, vol. 1(1). pp. 92 – 97.
9. Zhenxing W. A., Liqiong S., Sainan H., Yingsan G., Zhiyuan L. Permanent Magnetic Actuator for 126 kV Vacuum Circuit Breakers. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2014, vol. 50(3). pp. 129 – 135.
10. Hrabko V. V., Didushok O. V. *Metod diahnostuvannia elektromagnitnoho pryvodu vakuumnoho vymykacha na osnovi veber-ampornykh kharakterystyk* [Method of diagnosis of electromagnetic actuator of vacuum circuit breaker on the basis of weber-ampere characteristics]. *Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu*. [Visnyk of Vinnytsia Politechnical Institute]. Vinnytsia: VNTU, 2018, Vyp. 6. pp. 53 – 61.
11. NKAИ.674152.006. РЕ. *Vyklyuchateli vakuumnye serij VR0 i VR1. Rukovodstvo po ekspluatatsii* [Vacuum Circuit Breakers Series VR0 and VR1 Operation Manual]. Rowno: ООО «Vysokovol'tnyj soyuz RZVA», 2003. 40 p.
12. Slivinskaja A. G. *Jelectromagnity i postojannye magnity: uchebnoe posobie dlja studentov vuzov* [Electromagnets and permanent magnets: textbook for university students]. Moskva: Jenergija, 1976. 248 p.
13. Bul' O. B. *Metody rascheta magnitnyh sistem jelektricheskikh apparatov. Magnitnye cepi, polja i programma FEMM* [Methods for calculating the magnetic systems of electrical apparatus. Magnetic circuits, fields and the FEMM program]. Moskva: Akademija, 2005. 336 p.

References (transliterated)

Надійшла 03.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Грабко Володимир Віталійович (Грабко Владимир Витальевич, Hrabko Volodymyr Vitaliyovych) – доктор технічних наук, професор, Вінницький національний технічний університет, професор кафедри електро-механічних систем автоматизації в промисловості і на транспорті, м. Вінниця, Україна: e-mail: grabko@vntu.edu.ua

Дідушок Олег Васильович (Дидушок Олег Васильевич, Didushok Oleh Vasylovych) – інженер автоматизованих систем керування виробництвом, Вінницька філія ТОВ «КСК–Автоматизація», м. Вінниця, Україна: e-mail: didushokov@gmail.com

Б. М. ГОРКУНОВ, С. Г. ЛЬВОВ, Д. В. ГЛАДЧЕНКО, САЛИБА АБДЕЛЬ НУР

РАСПОЗНАВАНИЕ СТРУКТУРЫ МАТЕРИАЛОВ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ОБРАЗЦОВ ПО ИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПАРАМЕТРАМ

Предложен вихретоковый метод распознавания структуры материалов ферромагнитных цилиндрических прутков по их электромагнитным характеристикам. Проведено одновременное бесконтактное определение относительной магнитной проницаемости и удельной электрической проводимости с применением проходного параметрического электромагнитного преобразователя включённого в схему моста переменного тока. Выполнен анализ чувствительности и оценка погрешностей, что позволяет рационально выбирать режимы работы преобразователя и измерительной аппаратуры. На основании экспериментальных данных была проведена разбраковка образцов по маркам стали.

Ключевые слова: параметрический электромагнитный преобразователь, относительная магнитная проницаемость, удельная электрическая проводимость

Б. М. ГОРКУНОВ, С. Г. ЛЬВОВ, Д. В. ГЛАДЧЕНКО, САЛИБА АБДЕЛЬ НУР

РОЗПІЗНАВАННЯ СТРУКТУРИ МАТЕРІАЛІВ ЦИЛІНДРИЧНИХ ЗРАЗКІВ ЗА ЇХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМИ ПАРАМЕТРАМИ

Запропоновано вихрострумовий метод розпізнавання структури матеріалів феромагнітних циліндричних прутків по їх електромагнітним характеристикам. Проведено одночасне безконтактне визначення відносної магнітної проникності і питомої електричної провідності із застосуванням проходного параметричного електромагнітного перетворювача включеного в схему моста змінного струму. Виконано аналіз чутливості і оцінка похибок, що дозволяє раціонально вибирати режими роботи перетворювача і вимірювальної апаратури. На підставі експериментальних даних було проведено розбраковування зразків за марками сталі.

Ключові слова: параметричний електромагнітний перетворювач, відносна магнітна проникність, питома електрична провідність

B. M. GORKUNOV, S. G. LVOV, D. V. HLADCHENKO, SALIBA ABDEL NOUR

RECOGNITION OF THE STRUCTURE OF MATERIALS OF CYLINDRICAL SAMPLES BY THEIR ELECTROMAGNETIC PARAMETERS

An eddy current method for recognizing the structure of materials of ferromagnetic cylindrical rods according to their electromagnetic characteristics is proposed. The inclusion of parametric converters in bridge circuits is more expedient from the point of view of achieving high sensitivity and measurement accuracy. To determine the sensitivity of the parametric electromagnetic converter, a preliminary calculation of the expected values was carried out. A sensitivity analysis and an error estimate were performed, which makes it possible to rationally choose the operating modes of the converter and measuring equipment. Based on the experimental data, the samples were graded by steel grades. The direct and inverse problem of studying an electromagnetic transducer to control the electromagnetic parameters of cylindrical samples made of different steel grades was solved. Different operating modes of the converter are determined by the sensitivity of the method for the generalized parameter x ($1.5 \leq x \leq 3$). The estimated errors of contactless control of magnetic and electrical parameters, which were 1.3 % and 2.6 %, respectively. The total errors of determining the relative magnetic permeability and specific electrical conductivity did not exceed the expected calculated values.

Keywords: parametric electromagnetic converter, relative magnetic permeability, specific electric conductivity

Введение. Распознавание материалов по маркам стали осуществляется по электромагнитным характеристикам материала.

Особый практический интерес представляют одновременные бесконтактные измерения магнитной проницаемости μ_r и удельной электрической проводимости σ цилиндрических проводящих изделий с помощью проходного параметрического электромагнитного преобразователя (ПЭМП) [1]. Для этих целей, как правило, применяются накладные преобразователи, которые дают возможность измерять σ изделия непосредственно в месте контакта преобразователя.

К основным достоинствам ПЭМП относятся:

- использование достаточно однородного магнитного поля внутри преобразователя;
- простота конструктивных решений, поскольку функции создания магнитного потока и измерения его характеристик выполняет всего лишь одна обмотка;
- возможность непосредственного включения их в схемы мостов переменного тока, на которых техника измерений достигла больших успехов, благодаря таким характеристикам как высокая точность, чувстви-

тельность, многопредельность;

– использование ПЭМП совместно с автоматическими цифровыми мостами переменного тока даёт возможность построения автоматизированных устройств на базе микро-ЭВМ для структурного анализа проводящих изделий, а также обработки выходных сигналов преобразователя при многопараметровых измерениях [2].

Целью работы является исследование электромагнитного преобразователя для контроля электромагнитных параметров цилиндрических образцов, определение рациональных по чувствительности режимов работы и оценка погрешности бесконтактного контроля магнитных и электрических параметров.

Основная часть. Рассмотрим работу проходного ПЭМП для одновременного бесконтактного измерения μ_r и σ сплошных цилиндрических проводящих изделий.

Для одновременного измерения двух параметров цилиндрического изделия с помощью ПЭМП необходимо измерять сразу два каких-либо электрических параметра преобразователя. Такими параметрами мо-

гут быть амплитуда и фаза намагничивающего тока при постоянном напряжении, или амплитуда и фаза напряжения при $I = \text{const}$, или эквивалентные активное сопротивление и индуктивность, или активное и реактивное вносимые сопротивления преобразователя [3].

Включение параметрических преобразователей в мостовые схемы более целесообразно с точки зрения достижения высокой чувствительности и точности измерения. Для определения чувствительности работы ПЭМП рассмотрим решение прямой задачи.

Исходя из заданного конкретного значения обобщённого параметра x и учитывая формулу [3]:

$$x = \frac{a}{2} \sqrt{\mu_0 \mu_r \sigma \omega}, \quad (1)$$

где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота; μ_0 – магнитная постоянная равная $4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; a – радиус образца, находим частоту f изменения зондирующего магнитного поля:

$$f = \frac{x^2}{2\pi \mu_0 \mu_r \sigma a^2}. \quad (2)$$

Определим сопротивление R обмотки ПЭМП при отсутствии в нем образца:

$$R = \rho_{np} \frac{l_{np}}{S_{np}}, \quad (3)$$

где ρ_{np} – удельное электрическое сопротивление медного провода обмотки; l_{np} и S_{np} – длина и площадь поперечного сечения провода обмотки определяют по формулам: $l_{np} = 2\pi a_n W$, $S_{np} = \frac{\pi d_{np}^2}{4}$, $W = \frac{l_n K_3}{d_{np}}$; l_n – длина обмотки ПЭМП; a_n – радиус обмотки преобразователя, K_3 – коэффициент заполнения обмотки.

Определим индуктивность обмотки ПЭМП без образца:

$$L = \frac{W_1^2 \pi a_n^2 \mu_0}{l_n}. \quad (4)$$

Рассчитаем коэффициент заполнения $\eta = a^2/a_n^2$.

Учитывая результаты работы [3] и значение x по функциям $\text{tg } \varphi_2 = f(x)$ и $K = f(x)$, находим значение параметра K и фазу φ_2 .

После определения всех параметров по формулам рассчитывают значения R_1 и L_1 обмотки ПЭМП с цилиндрическим проводящим изделием [4]:

$$R_1 = R + \omega K \eta \mu_r L \sin \varphi_2; \quad (5)$$

$$L_1 = L (K \eta \mu_r \cos \varphi_2 + (1 - \eta)). \quad (6)$$

Чувствительность ПЭМП целесообразно определять к обобщённому параметру x , так как изменение электрофизических параметров, диаметра исследуемого изделия и частоты зондирующего поля приводят к изменению параметра x , а в конечном итоге к изменению активного сопротивления и индуктивности преобразователя [4].

Относительные дифференциальные чувствитель-

ности измеряемых электрических величин R и L преобразователя к обобщённому параметру x находят из соотношений:

$$S_R = \frac{\partial R_1 / \omega L_0}{\partial x} = \eta \mu_r \left(\frac{\partial K}{\partial x} \sin \varphi + \frac{\partial \sin \varphi}{\partial x} K \right), \quad (7)$$

$$S_L = \frac{\partial L_1 / L_0}{\partial x} = \eta \mu_r \left(\frac{\partial K}{\partial x} \cos \varphi + \frac{\partial \cos \varphi}{\partial x} K \right), \quad (8)$$

где $\frac{\partial K}{\partial x}$, $\frac{\partial \sin \varphi}{\partial x}$, $\frac{\partial \cos \varphi}{\partial x}$ – производные параметров K , $\sin \varphi$, $\cos \varphi$ по x , которые находят используя табличные данные, считая при этом:

$$\frac{\partial K}{\partial x} \approx \frac{\Delta K}{\Delta x}; \quad \frac{\partial \sin \varphi}{\partial x} \approx \frac{\Delta \sin \varphi}{\Delta x}; \quad \frac{\partial \cos \varphi}{\partial x} \approx \frac{\Delta \cos \varphi}{\Delta x}$$

– для конкретных значений x и K (Δx , ΔK , $\Delta \sin \varphi$ и $\Delta \cos \varphi$ – приращения параметров, соответствующие разностям их значений в окрестностях точек).

При работе ПЭМП, включённого в мостовую схему, необходимо измерять R , L и R_1 , L_1 , то есть электрическое сопротивление и индуктивность обмотки преобразователя при отсутствии и наличии в нем изделия на какой-либо фиксированной частоте. По результатам измерений R , L и R_1 , L_1 на основании формул (5) (6) и учитывая выражение:

$$|\bar{K}| = \frac{2}{x} \sqrt{\frac{\text{ber}_1^2 x + \text{bei}_1^2 x}{\text{ber}_0^2 x + \text{bei}_0^2 x}}, \quad (9)$$

где ber , bei – функции Кельвина первого и нулевого порядка [5,6].

Выражение для расчёта, нормированного магнитного потока Φ_n :

$$\Phi_{2n} = \frac{1}{L \omega} \sqrt{(\omega L_1 - \omega L (1 - \eta))^2 + (R_1 - R)^2}. \quad (10)$$

Формула для определения фазового угла φ_2 параметра Φ_n имеет следующий вид:

$$\text{tg } \varphi_2 = \frac{R_1 - R}{\omega L_1 - \omega L (1 - \eta)}. \quad (11)$$

Используя универсальную функцию преобразования, т.е. $\varphi_2 = f(x)$, находят обобщённый параметр x по формуле (1). Затем по универсальной функции преобразования, т.е. $K = f(x)$, определяют параметр K . После этого на основании (9) вычисляют значение μ_r для сплошного цилиндра по формуле:

$$\mu_r = \frac{1}{L \omega \eta K} \sqrt{(\omega L_1 - \omega L (1 - \eta))^2 + (R_1 - R)^2}. \quad (12)$$

А, исходя из (1), рассчитывают σ из выражения:

$$\sigma = \frac{x^2}{2\pi a^2 \mu_0 \mu_r f}. \quad (13)$$

На рис. 1 изображена экспериментальная установка на базе моста переменного тока Е7-8 и параметрического датчика. В табл. 1 приведены измеренные и расчётные величины двухпараметрового контроля.

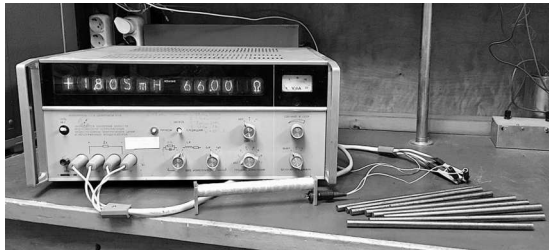


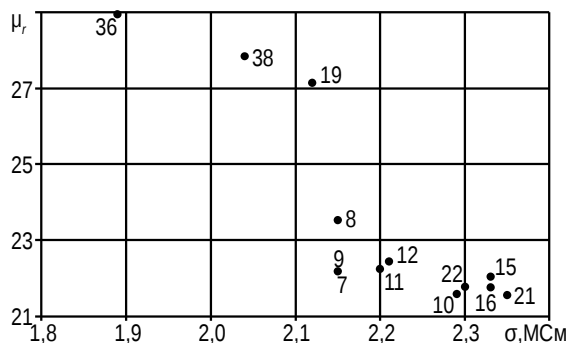
Рис. 1. Внешний вид экспериментальной установки

Табл. 1. Результаты экспериментального определения μ_r и σ

№	L_1 , мГн	R_1 , Ом	$\text{tg}\varphi_2$	x	μ_r	σ , МСм
11	8,44	100,6	0,7386	3,105	22,23	2,20
21	8,052	99,17	0,7476	3,166	21,56	2,35
10	8,168	99,47	0,7419	3,127	21,59	2,29
12	8,44	100,7	0,7423	3,132	22,45	2,21
16	8,073	98,96	0,7432	3,135	21,76	2,33
15	8,122	99,28	0,7455	3,152	22,04	2,33
9	8,53	100,7	0,7334	3,072	22,19	2,15
7	8,54	100,7	0,7326	3,066	22,19	2,15
19	9,22	105,9	0,7729	3,373	27,14	2,12
22	8,177	99,6	0,7445	3,145	21,77	2,30
8	8,61	101,2	0,7377	3,099	23,54	2,15
38	9,38	106,2	0,7629	3,283	27,84	2,04
36	9,97	108,9	0,7589	3,252	28,94	1,89

В качестве образцов применяли цилиндрические стержни разных марок стали. В эксперименте использовался автоматический мост переменного тока E7-8 и параметрический преобразователь с параметрами: $R = 66,6$ Ом; $L = 1,807$ мГн, $l_n = 0,24$ м, $2a_n = 0,0162$ м. Измерения проводились на частоте 1000 Гц. Для создания однородного поля использовался параметрический преобразователь с отношением геометрических параметров $l_n / 2a_n > 10$.

На рис. 2 приведены зависимости экспериментального определения μ_r и σ , позволяющие сортировать образцы по маркам стали. Из него следует, что образцы 9 и 7 принадлежат одной марке стали, 11 и 12 другой, а образцы 22, 10, 15, 16, 21 третьей и т.д.

Рис. 2. Зависимости экспериментального определения μ_r и σ

Очень важным метрологическим параметром является погрешность метода. Поскольку в нашем случае косвенный метод измерения, то определение погрешностей одновременного измерения μ_r и σ для случая включения ПЭМП в схему RL -моста перемен-

ного тока будет следующим.

Обозначив $\text{tg } \varphi = z$ и используя выражения $\mu_r = \frac{\Phi_n}{\eta K}$, $\sigma = \frac{N_x}{\mu_0 \omega \Phi_n a_n^2}$, а также результаты работы, получим формулы для оценки относительных погрешностей метода одновременного измерения μ_r и σ :

$$\gamma_\mu = 1,1 \sqrt{\gamma_{\Phi_n}^2 + (A_\mu \gamma_z)^2} + \gamma_\eta^2, \quad (14)$$

$$\gamma_\sigma = 1,1 \sqrt{\gamma_{\Phi_n}^2 + (A_\sigma \gamma_z)^2} + \gamma_\omega^2 + 4 \gamma_{a_n}^2, \quad (15)$$

где $\gamma_{\Phi_n}, \gamma_z, \gamma_\eta, \gamma_\omega, \gamma_{a_n}$ – относительные погрешности параметров, соответствующие индексам при погрешностях, (эти погрешности носят случайный характер):

$$A_\mu = f'_3(z) \cdot z / f_3(z); \quad (16)$$

$$A_\sigma = f'_5(z) \cdot z / f_5(z) \quad (17)$$

– коэффициенты влияния при погрешностях γ_z ; $f'_3(z)$ и $f'_5(z)$ – производные функций по аргументу $z = \text{tg } \varphi$.

Считая при этом: $f'_3(z) \approx \frac{\Delta K}{\Delta z}$; $f'_5(z) \approx \frac{\Delta N_x}{\Delta z}$ – для конкретных значений z (Δz , ΔK и ΔN_x – приращения параметров, соответствующие разностям их значений в окрестностях рабочей точки).

Погрешности γ_{Φ_n} и γ_z зависят от схемы включения преобразователя, реализующей метод одновременного измерения μ_r и σ . Применительно к рассматриваемой схеме получим формулы для определения относительных погрешностей γ_{Φ_n} и γ_z :

$$\gamma_{\Phi_n}^2 = (m_\omega \gamma_\omega)^2 + (m_{L_0} \gamma_{L_0})^2 + (m_{L_1} \gamma_{L_1})^2 + (m_{R_0} \gamma_{R_0})^2 + (m_{R_1} \gamma_{R_1})^2 + (m_\eta \gamma_\eta)^2; \quad (18)$$

$$\gamma_z^2 = (n_\omega \gamma_\omega)^2 + (n_{L_0} \gamma_{L_0})^2 + (n_{L_1} \gamma_{L_1})^2 + (n_{R_0} \gamma_{R_0})^2 + (n_{R_1} \gamma_{R_1})^2 + (n_\eta \gamma_\eta)^2, \quad (19)$$

где $\gamma_{R_0}, \gamma_{R_1}, \gamma_{L_0}, \gamma_{L_1}$ – относительные погрешности параметров, соответствующие индексам при погрешностях, характерные значения которых определяются в основном классами точности используемых измерительных приборов. При этом:

$$m_\omega = \frac{(R_1 - R_0)^2}{(R_1 - R_0)^2 + \omega^2 [L_1 - (1 - \eta) L_0]^2}; \quad (20)$$

$$m_{L_0} = \frac{\omega^2 L_0 (1 - \eta) [L_0 (1 - \eta) - L_1]}{(R_1 - R_0)^2 + \omega^2 [L_1 - (1 - \eta) L_0]^2} - 1; \quad (21)$$

$$m_{L_1} = \frac{\omega^2 L_1 [L_1 - (1 - \eta) L_0]}{(R_1 - R_0)^2 + \omega^2 [L_1 - (1 - \eta) L_0]^2}; \quad (22)$$

$$m_{R_0} = \frac{(R_1 - R_0) R_0}{(R_1 - R_0)^2 + \omega^2 [L_1 - (1 - \eta) L_0]^2}; \quad (23)$$

$$m_{R_1} = \frac{(R_1 - R_0)R_1}{(R_1 - R_0)^2 + \omega^2 [L_1 - (1 - \eta)L_0]^2}; \quad (24)$$

$$m_{\eta} = \frac{\omega^2 \eta L_0 [L_1 - (1 - \eta)L_0]}{(R_1 - R_0)^2 + \omega^2 [L_1 - (1 - \eta)L_0]^2}, \quad (25)$$

– коэффициенты влияния при определении относительной погрешности модуля нормированного магнитного потока;

$$n_{\omega} = 1; n_{L_0} = \frac{L_1(1 - \eta)}{L_1 - (1 - \eta)L_0}; n_{L_1} = \frac{L_1}{L_1 - (1 - \eta)L_0}; \quad (26)$$

$$n_{R_0} = \frac{R_0}{R_1 - R_0}; n_{R_1} = \frac{R_1}{R_1 - R_0}; n_{\eta} = \frac{\eta L_0}{L_1 - (1 - \eta)L_0}, \quad (27)$$

– коэффициенты влияния при определении относительной погрешности фазы нормированного магнитного потока.

Выражения (14), (15) и (18), (19) получены в предположении, что распределение каждой исходной относительной погрешности внутри заданных границ равновероятно.

Характерные значения относительных погрешностей измерения признаков R и L мостом переменного тока принимались $\gamma_{R_0} \approx \gamma_{R_1} \approx \gamma_{L_0} \approx \gamma_{L_1} \approx 0,2\%$. Погрешность измерения частоты $\gamma_{\omega} \approx 0,1\%$. На основании расчёта поведения зависимостей относительных погрешностей γ_{μ} и γ_{σ} от обобщённого параметра x можно сделать вывод, что существует оптимальный диапазон изменения параметра ($1,5 \leq x \leq 3$), в котором погрешности одновременного измерения μ_r и σ минимальны.

Суммарные погрешности определения относительной магнитной проницаемости не превышали 1,3 %, а удельной электрической проводимости 2,6 %.

Выводы. В работе решена прямая и обратная задача при исследовании электромагнитного преобразователя для контроля электромагнитных параметров цилиндрических образцов, изготовленных из разных марок стали. Определены рациональные режимы работы преобразователя по чувствительности метода для обобщённого параметра x ($1,5 \leq x \leq 3$). Оценены погрешности бесконтактного контроля магнитных и электрических параметров, которые составили 1,3 % и 2,6 % соответственно.

Список литературы

1. Ключев В. В., Шкатов П. Н. *Комбинированные методы вихретокового, магнитного и электропотенциального контроля*. Москва: Издательский дом «Спектр», 2011. 191 с.
2. *Неразрушающий контроль: справочник*. В 8 т. Т. 6. В 3 кн. Кн. 1: *Магнитные методы контроля* / В. В. Ключев, В. Ф. Мужичкий, Э. С. Горкунов, В. Е. Щербинин. Москва: Машиностроение, 2004. 832 с.
3. Горкунов Б. М., Себко В. П., Тодоров Е. И. Вихретоковый параметрический преобразователь с улучшенными характеристиками. *Дефектоскопия*. URL: <https://elibrary.ru/contents.asp?id=34027014>. (дата обращения 15.04.2019).
4. Горкунов Б. М., Авраменко А. А., Львов С. Г. и др. Оптимизация работы электромагнитного преобразователя по частоте возбуждающего поля. *Энергосбережение. Энергетика. Энергаудит*. Харьков: НТУ «ХПИ». 2014, №9 (128), Т.2. С. 120–124.
5. Двайт Г.Б. *Таблицы интегралов и другие математические формулы*. URL: http://old.pskgu.ru/ebooks/gb_dwait.html. (дата обращения 05.04.2019).
6. Абрмовиц М. *Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами*. URL: https://fileskachat.com/file/10747_8a03f6da39943dd57040d2d4b1746c8f.html. (дата обращения 20.04.2019).

References (transliterated)

1. Kljuev V. V., Shkatov P. N. *Kombinirovannyye metody vihetokovogo, magnitnogo i jelektropotencial'nogo kontrolya* [Combined eddy current, magnetic, and electropotential control methods]. Moscow: Spektr Publ., 2011. 191 p.
2. *Nerazrushayushchij kontrol': spravochnik* [Non-Destructive Testing]. V 8 t. T. 6. V 3 kn. Kn. 1: *Magnitnye metody kontrolya* [Magnetic control methods] / V. V. Klyuev, V. F. Muzhickij, E. S. Gorkunov, V. E. SHCHerbinin. Moskva: Mashinostroenie, 2004. 832 p.
3. Gorkunov B.M., Sebkov V.P., Todorov E.I. *Vihretokovyy parametricheskij preobrazovatel' s uluchshennymi harakteristikami* [Eddy current parametric converter with improved characteristics]. *Defektoskopija* [Flaw detection]. URL: <https://elibrary.ru/contents.asp?id=34027014>. (accessed 15.04.2019).
4. Gorkunov B. M., Avramenko A. A., L'vov S. G. Optimizacija raboty jelektromagnitnogo preobrazovatelya po chastote vzbuzhdajushhego polja [Optimization of the electromagnetic transducer operation according to the frequency of the exciting field]. *Jenergosberezhenie. Jenergetika. Jenergoaudit* [Energy saving. Power engineering. Energy audit]. Kharkov: NTU «KhPI». 2014, № 9 (128), vol. 2. pp. 120–124.
5. Dwight G.B. *Tablitsyi integralov i drugie matematicheskie formuly* [Tables of integrals and other mathematical formulas]. URL: http://old.pskgu.ru/ebooks/gb_dwait.html. (accessed 05.04.2019).
6. Abromovits M., Stigan M. *Spravochnik po spetsialnyim funktsiyam s formulami, grafikami i matematicheskimi tablitsami* [Handbook for special functions with formulas, graphs and math tables]. URL: https://fileskachat.com/file/10747_8a03f6da39943dd57040d2d4b1746c8f.html. (accessed 20.04.2019).

Поступила 11.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Горкунов Борис Митрофанович (Горкунов Борис Митрофанович, Gorkunov Boris Mitrofanovich) – доктор технічних наук, професор; Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології та системи»; м. Харків, Україна; e-mail: gorkunov@kpi.kharkov.ua

Львов Сергій Геннадійович (Львов Сергей Геннадиевич, Lvov Sergij Gennadijovych) – кандидат технічних наук, доцент; Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології та системи»; м. Харків, Україна; e-mail: lsg@kpi.kharkov.ua

Гладченко Дар'я Віталіївна (Гладченко Дарья Виталиевна, Hladchenko Daria Vitalievna) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», магістр кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології та системи»; м. Харків, Україна; e-mail: elglafira@gmail.com

Саліба Абдель Нур (Саліба Абдель Нур, Saliba Abdel Nour) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», аспірант кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології та системи»; м. Харків, Україна; e-mail: abdel.nour.saliba@gmail.com

Вісник Національного технічного університету «ХПІ».

Д. А. ПШЕНИЧНИКОВ, Б. В. ВОРОБЬЁВ

МОДЕЛЬ СИЛОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ В РЕЖИМЕ РЕКУПЕРАТИВНОГО ТОРМОЖЕНИЯ

Построена компьютерная модель асинхронного электропривода автомобиля с суперконденсаторной батареей в качестве промежуточного звена накопления электрической энергии торможения и развёрнутой моделью преобразователя частоты. Проведено компьютерное моделирование переходных процессов в преобразователе частоты при движении автомобиля по прямой и со склона. Получены переходные характеристики в ключах преобразователя, а также общие переходные процессы электропривода в режимах городского цикла движения транспорта и рекуперативного торможения.

Ключевые слова: электропривод, суперконденсатор, рекуперативное торможение, энергосбережение.

Д. О. ПШЕНИЧНИКОВ, Б. В. ВОРОБЬЮВ

МОДЕЛЬ СИЛОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ У РЕЖИМІ РЕКУПЕРАТИВНОГО ГАЛЬМУВАННЯ

Побудована комп'ютерна модель асинхронного електроприводу автомобіля з суперконденсаторною батареєю як проміжною ланкою накопичення електричної енергії гальмування і розгорнутою моделлю перетворювача частоти. Проведено комп'ютерне моделювання перехідних процесів в перетворювачі частоти при русі автомобіля по прямій та зі схилу. Отримано перехідні характеристики в ключах перетворювача, а також загальні перехідні процеси електроприводу в режимах міського циклу руху транспорту і рекуперативного гальмування.

Ключові слова: електропривод, суперконденсатор, рекуперативне гальмування, енергозбереження.

D. PSHENYCHNYKOV, B. VOROBIOV

ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE POWER CONVERTER MODEL OF AN ELECTRIC VEHICLE IN REGENERATIVE BRAKING MODE

A computer model of an asynchronous electric drive of an electric vehicle with a supercapacitor battery as an intermediate link of accumulation of electric braking energy and an expanded model of a frequency converter is constructed. An electric vehicle electric drive function block diagram is designed according to energy transformation character during movement of an according. Optimum on power parameters and regulating and mechanical characteristics the structure of the modern frequency-adjustable electric drive with the asynchronous motor includes autonomous voltage inverter with power IGBT transistors and control system. Pulse width modulation principle is used for formation of output current. By development of mathematical model of the frequency converter includes mathematical description of processes only in a power unit as nonlinear pulse system. A computer simulation of transients in the frequency converter during the movement of an electric vehicle in a straight line and from a slope was conducted. Transient characteristics were obtained in converter switches, as well as general transients of the electric drive in the modes of the urban cycle of traffic with regenerative braking.

Keywords: electric drive, supercapacitor, regenerative braking, saving energy.

Введение. Потребление значительного количества нефтяных ресурсов, а также ухудшающаяся экологическая обстановка в больших городах, связанная с увеличением концентрации выхлопных газов автомобилей (один литр сжигаемого бензина приводит к образованию примерно 16 м³ смеси различных газов), требуют перехода к альтернативным источникам энергии. Особенно актуальной данная проблема является для Украины, обеспеченной собственными ресурсами лишь на 48 %. При этом сильная зависимость от импорта нефтепродуктов приводит к тому, что цены на бензин быстро растут. По данным статистики [1], Украина в январе-августе 2017 года импортировала нефтепродуктов на 2,466 млрд. долларов, что на 30% больше, чем за аналогичный период прошлого года.

В итоге импорт занял более половины отечественного нефтерыннка. Кроме того, исследования показывают, что запасы нефтяных ресурсов неумолимо сокращаются. Эти проблемы привели к существенному росту разработок электромобилей (EV), гибридных электромобилей (HEV) и подключаемых гибридных электромобилей (PHEV), которые в значительной мере могут решить экологическую проблему, а также снизить потребление нефтяных ресурсов [2-5].

На данном этапе развития электромобили уступают по ряду показателей бензиновым или дизельным автомобилям, однако их преимущества неоспоримы: высокая энергоэффективность, экологичность, простота конструкции и техобслуживания, применение более дешёвой (по сравнению с бензином) энергии, снижение уровня шума. Уже сейчас в мире эксплуатируется более 2 млн. электромобилей, а ежемесячный прирост продаж (2018 г.) составляет около 17 %. Согласно расчётам, полная энергоэффективность электромобили (0,97 км/МДж для Tesla Roadster) значительно (практически в 3 раза) превышает энергоэффективность бензиновых автомобилей (0,38 км/МДж для Honda Civic VX). [6].

Целью данной работы является создание компьютерной модели асинхронного электропривода электромобили с использованием суперконденсаторной батареи в качестве буферного источника электроэнергии и развёрнутой модели силового полупроводникового преобразователя, компьютерное моделирование и получение переходных процессов в преобразователе в рекуперативных режимах торможения.

Содержание и результаты исследований. Функциональная схема электропривода электромобили

© Д. А. Пшеничников, Б. В. Воробьёв, 2019

строится в соответствии с характером преобразования энергии в процессе движения электромобиля. Источником энергии является аккумуляторная батарея (БА), обеспечивающая на выходе постоянное напряжение $U_{ба}$. Преобразование постоянного напряжения в переменное, необходимое для питания асинхронного двигателя (АД), обеспечивается трёхфазным автономным инвертором напряжения (АИН), который выполняет функции регулирования частоты и напряжения по закону Костенко [7]:

$$U/f = U_{ном}/f_{ном} = const. \quad (1)$$

Управление инвертором осуществляется микропроцессорным блоком (МПБУ), осуществляющим коммутацию ключей автономного инвертора по алгоритму широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Преобразование электрической энергии в механическую осуществляется АД, на валу которого формируется движущий момент. Повышение момента на валах колес с соответствующим снижением скорости достигается с помощью механической коробки переключения передач (КПП). Функциональная схема электропривода (ЭП) электромобиля представлена на рис. 1.

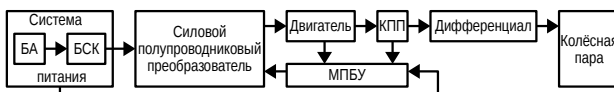


Рисунок 1 – Функциональная схема ЭП электромобиля

Силовой канал электромеханической системы включает в себя МПБУ, силовой полупроводниковый преобразователь, электродвигатель, механическую трансмиссию, дифференциал и колёсную пару. Оптимальная по энергетическим показателям и по регулируемым и механическим характеристикам структура современного частотно-регулируемого электропривода с асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором включает в себя АИН на силовых транзисторах IGBT с системой управления. IGBT представляет собой $p-n-p$ -транзистор, управляемый через высоковольтный n -канальный полевой транзистор. Несущая частота IGBT составляет 10-15 кГц. Его достоинства: высокая допустимая плотность тока; управление напряжением, как у МОП-транзисторов; практически прямоугольная область безопасной работы, исключающая необходимость формирования траектории переключения, низкие потери в импульсном режиме. Для формирования выходного тока используется принцип ШИМ. Компьютерная модель АД строится, исходя из уравнений электрической и механической части машины и имеет вид [8]:

$$\left\{ \begin{aligned} u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega \psi_{ds}; & u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \omega \psi_{qs}; \\ u'_{qr} &= R'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \psi'_{qr} + (\omega - \omega_r) \psi'_{dr}; \\ u'_{dr} &= R'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \psi'_{dr} - (\omega - \omega_r) \psi'_{qr}; \\ M &= 1.5(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}); & M &= M_c + J \frac{d\omega}{dt}, \end{aligned} \right.$$

$$\begin{aligned} \text{где } \psi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i'_{qr}, \psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i'_{dr}, \\ \psi'_{qr} &= L'_r i'_{qr} + L_m i_{ss}, \psi'_{dr} = L'_r i'_{dr} + L_m i_{ds}, \\ L_s &= L_{ls} + L_m, L'_r = L'_{lr} + L_m; \end{aligned}$$

активное сопротивление и индуктивность рассеяния

R_s, L_{ls} – статора, R'_r, L'_{lr} – ротора;

индуктивности:

L_m – цепи намагничивания,

L_s, L'_r – полные статора и ротора;

проекция напряжения и тока статора:

u_{qs}, i_{qs} – на ось q , u_{ds}, i_{ds} – на ось d ;

проекция напряжения и тока ротора:

u'_{qr}, i'_{qr} – на ось q , u'_{dr}, i'_{dr} – на ось d ;

проекция потокосцепления на оси d и q

Ψ_{ds}, Ψ_{qs} – статора, Ψ'_{dr}, Ψ'_{qr} – ротора;

моменты:

M – электромагнитный, M_c – сопротивления.

При разработке математической модели преобразователя частоты ограничиваются математическим описанием процессов только в силовой части, по своей сути нелинейной импульсной системы. При этом ключевые элементы представляют периодически коммутируемыми активными сопротивлениями, коммутация которых происходит между двумя крайними пределами – 0 и ∞ . Фазы обмоток статора АД, который является нагрузкой для ПЧ, соединены между собой по схеме «треугольник», либо «звезда». В каждый момент времени постоянный ток протекает через две фазы нагрузки и включённые вентили. Таким образом, ток нагрузки в инверторе тока и выходное напряжение инвертора напряжения однозначно определяются, соответственно, током i_d или напряжением батареи $U_{ба}$. Линейные и фазные напряжения и токи выходных фаз инвертора однозначно определяются с помощью коммутационных функций [9]:

$$F_k = C_i(t - t_i), \quad (2)$$

где F_k – коммутационная функция, определяемая состоянием k -го ключа в силовой цепи инвертора; t – текущее время открытого состояния ключа; t_i – моменты коммутации k -го ключа в процессе функционирования инвертора; C_i – значения коммутационной функции, соответствующие состоянию ключа в момент t_i . В моменты коммутации коммутационная функция принимает значения +1 или -1 [10].

Линейные напряжения на выходе идеализированного инвертора, которые при соединении фаз обмоток статора треугольником одновременно являются и фазными напряжениями двигателя, можно при базовом законе коммутации представить в виде графиков (рис. 2) [10], где U_n – напряжение на входе инвертора, а U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} – линейные напряжения на выходе инвертора. Тогда можно записать следующие соотношения между напряжениями на выходе и входе инвертора:

$$U_{ab} = F_{ab} \cdot U_n; \quad U_{bc} = F_{bc} \cdot U_n; \quad U_{ca} = F_{ca} \cdot U_n, \quad (3)$$

где $F_{ab, bc, ca}$ – коммутационные функции линейных напряжений, представляющие собой прямоугольники единичной амплитуды в моменты, когда проводят противоположные ключи соответствующих фаз, и нулевые участки, когда проводят однополярные ключи.

График же линейного напряжения, например $U_n(\vartheta)$, описывается выражением:

$$U_n(\vartheta) = U_{ab}(\vartheta) = \begin{cases} +U_{\Pi} - \text{при } -0 < \vartheta < 2\pi/3; \\ 0 - \text{при } -2\pi/3 < \vartheta < \pi; \\ -U_{\Pi} - \text{при } -\pi < \vartheta < 5\pi/3; \\ 0 - \text{при } -5\pi/3 < \vartheta < 2\pi, \end{cases} \quad (4)$$

где $\vartheta = \Omega t$ – время в угловых единицах, определяемых частотой выходного напряжения инвертора.

В случае соединения обмотки трёхфазного двигателя в звезду, к фазе нагрузки прикладывается половина напряжения звена постоянного тока, так как для каждого состояния инвертора две фазы двигателя с помощью ключей соединены параллельно и подключены к источнику питания последовательно с третьей фазой. Поэтому соотношения между выходными фазными напряжениями инвертора и напряжением на его входе можно записать в виде [11]:

$$U_a = F_a \cdot U_{\Pi}/2; U_b = F_b \cdot U_{\Pi}/2; U_c = F_c \cdot U_{\Pi}/2, \quad (5)$$

где F_a, F_b, F_c – коммутационные функции фазных напряжений инвертора.

Графики напряжений на фазах нагрузки в этом случае имеют вид, представленный на рис. 3.

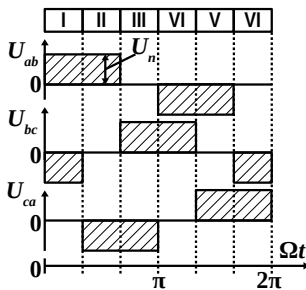


Рисунок 2 – Графики линейных напряжений

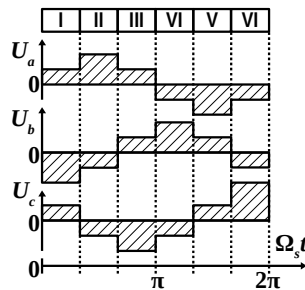


Рисунок 3 – Графики фазных напряжений

Они представляют собой знакопеременные импульсные функции, где одна треть величины напряжения приходится на каждую из параллельно включённых фаз, две трети – на последовательно включённую фазу. Происходит это потому, что токи в параллельно включённых фазах в два раза меньше, чем в последовательно включённой с ними фазе. Т. е. значение напряжения нагрузки, например фазы А, определено:

$$U_{\Phi}(\vartheta) = U_a(\vartheta) = \begin{cases} +1/3 U_{\Pi} - \text{при } -0 < \vartheta < \pi/3; \\ +2/3 U_{\Pi} - \text{при } \pi/3 < \vartheta < 2\pi/3; \\ +1/3 U_{\Pi} - \text{при } 2\pi/3 < \vartheta < \pi; \end{cases} \quad (6)$$

$$U_{\Phi}(\vartheta + \pi) = -U_a(\vartheta)$$

Анализ графиков линейных и фазных напряжений на нагрузке (рис. 2, 3) показывает, что коммутационные функции этих напряжений представляют:

F_{ab}, F_{bc}, F_{ca} – прямоугольники единичной амплитуды в моменты, когда проводят противоположные ключи соответствующих фаз, и нулевые участки, когда проводят однополярные ключи;

F_a, F_b, F_c – единичные ступенчатые функции, которые в моменты переключения фаз нагрузки изме-

няют свои значения от $-1/2$ до $1/2$, а при переключении противоположных ключей изменяют амплитуду импульса до $2/3$ единицы.

При моделировании автономных инверторов коммутационные функции фазных напряжений при 180° -ом управлении можно представить в виде [10]:

$$F_a(\varphi) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} \sin(k\varphi);$$

$$F_b(\varphi) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} \sin\left(k\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\right); \quad (7)$$

$$F_c(\varphi) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} \sin\left(k\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right)\right),$$

где $k = 2p + 1$ – коэффициент гармоники;

$p = 0, 1, 2, 3, \dots$ – ряд натуральных чисел.

Тогда коммутационные функции линейных напряжений можно определить, как:

$$F_{AB}(\varphi) = F_A(\varphi) - F_B(\varphi);$$

$$F_{BC}(\varphi) = F_B(\varphi) - F_C(\varphi); \quad (8)$$

$$F_{CA}(\varphi) = F_C(\varphi) - F_A(\varphi).$$

Графики линейных и фазных напряжений автономного инвертора несинусоидальные, поэтому их можно представить в виде суммы гармонических составляющих, не содержащих гармоник, кратных двум и трём.

Из вышеперечисленных соотношений получаем выражение для линейных напряжений инвертора:

$$U_n(\vartheta) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{\Pi} \left(\sin \vartheta' + \frac{\sin 5\vartheta'}{5} + \frac{\sin 7\vartheta'}{7} + \frac{\sin 11\vartheta'}{11} \dots \right) \quad (9)$$

где $\vartheta' = \vartheta + \pi/6$.

Из (9) получаем амплитуду основной гармоники линейного напряжения $U_{n1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{\Pi} \approx 1,1 \cdot U_{\Pi}$ при этом действующее (эффективное) значение выходного линейного напряжения: $U_{\text{Лэфф}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_{\Pi} \approx 0,816 \cdot U_{\Pi}$.

Выражение для фазных напряжений:

$$U_{\Phi}(\vartheta) = \frac{2}{\pi} U_{\Pi} \left(\sin \vartheta' + \frac{\sin 5\vartheta'}{5} + \frac{\sin 7\vartheta'}{7} + \frac{\sin 11\vartheta'}{11} \dots \right). \quad (10)$$

Из (10) получаем амплитуду основной гармоники линейного напряжения, $U_{\Phi 1} = (2/\pi) U_{\Pi} \approx 0,637 U_{\Pi}$ при этом действующее (эффективное) значение выходного линейного напряжения

$$U_{\Phi \text{эфф}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{\Pi} \approx 0,45 \cdot U_{\Pi}.$$

Следуя функциональной схеме и полученным соотношениям, построим компьютерную модель средствами пакета MATLAB Simulink и simPowerSystem. Нагрузка состоит из сил трения качения колес, сопротивления подъёму, сопротивления воздуха, сопротивления разгону (инерции).

Построенная компьютерная модель показана на рис. 4, на рис. 5 – модель силового полупроводникового преобразователя.

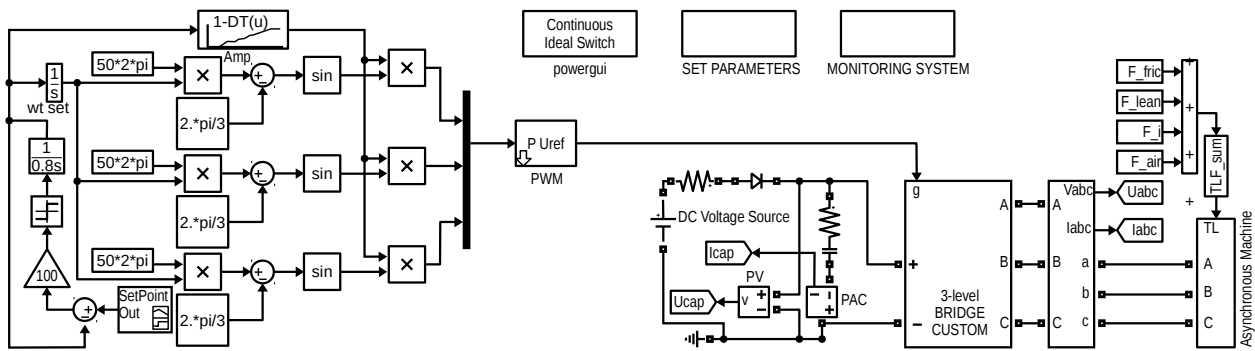


Рисунок 4 – Компьютерная модель асинхронного электропривода электромобиля

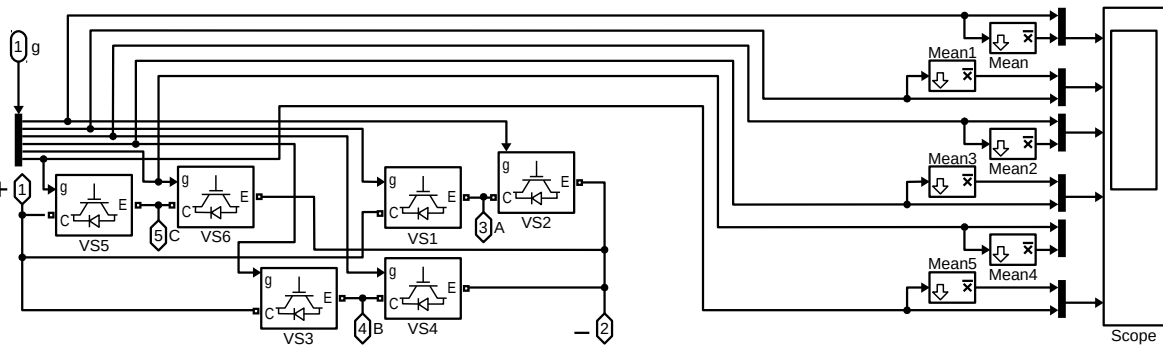


Рисунок 5 – Модель силового полупроводникового преобразователя

На рис. 6 показаны фазные напряжения на выходе АИН, на рис. 7 – временная диаграмма управляющих импульсов.

Колебания амплитуды на пиках импульсов связаны с перепадами напряжения в батарее аккумуляторов, вызванных ростом тока и внутренним сопротивлением батареи.

Далее на рисунках показаны переходные процессы: рис. 8 – скорости АД, рис. 9 – момента на валу двигателя, рис. 10 – фазных токов, рис. 11, 12 – в ключах инвертора, рис. 11 – линейные напряжения АИН.

Используя построенную компьютерную модель, было проведено моделирование процессов в ЭП и преобразователе. Характер кривой тока в ключе при пуске соответствует частотному пуску по закону Костенко. Разгон длится около 1 с, после чего ЭП выходит на установившийся режим работы. На 1,5-й секунде происходит изменение задающего сигнала и ЭП переходит в режим рекуперативного торможения. Скорость снижается с $\omega_{ном}$ до $0,5\omega_{ном}$, после чего ЭП снова выходит на установившийся режим.

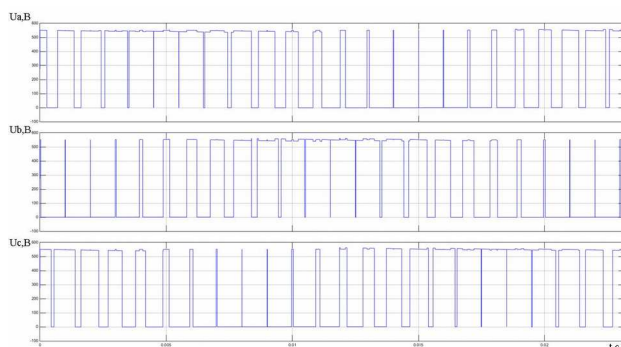


Рисунок 6 – Фазные напряжения на выходе АИН

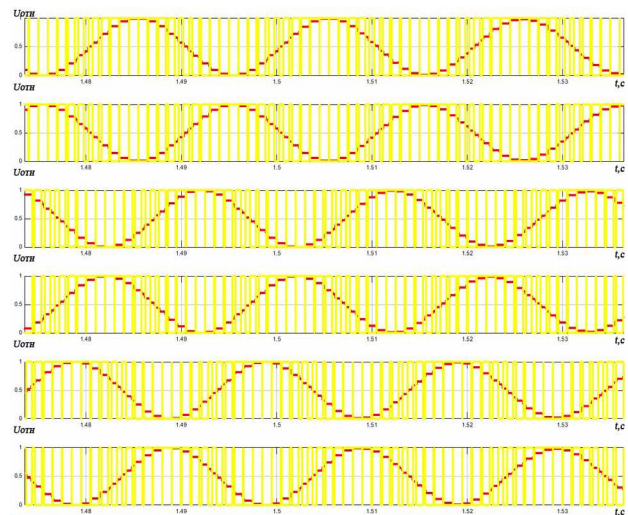


Рисунок 7 – Управляющие импульсы для АИН

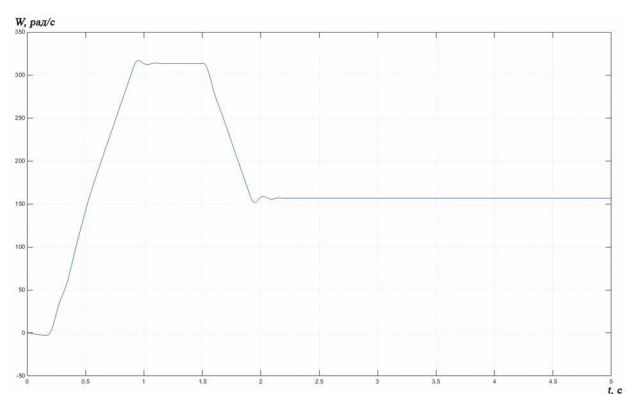


Рисунок 8 – Переходный процесс скорости АД

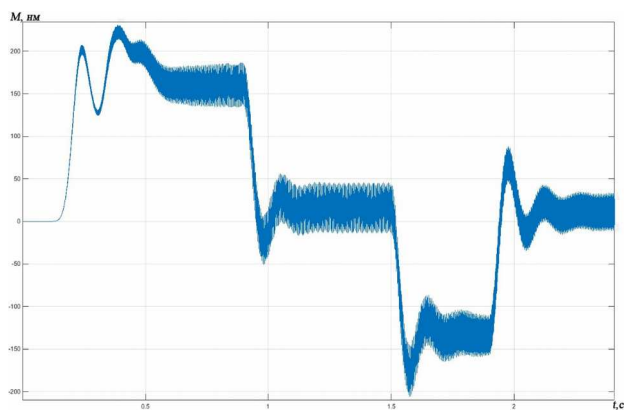


Рисунок 9 – Переходный процесс момента на валу двигателя.

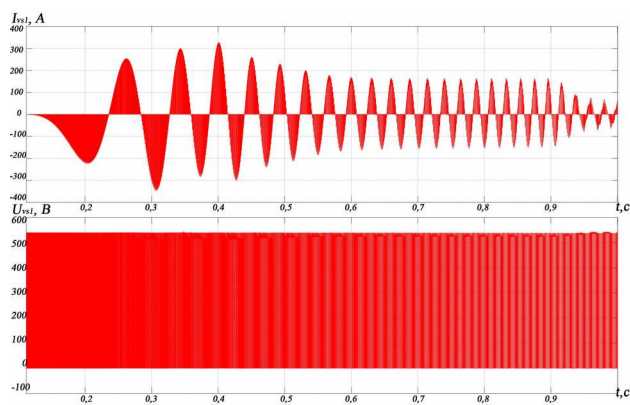


Рисунок 11 – Переходные процессы в ключе VS1 инвертора при разгоне электромобиля

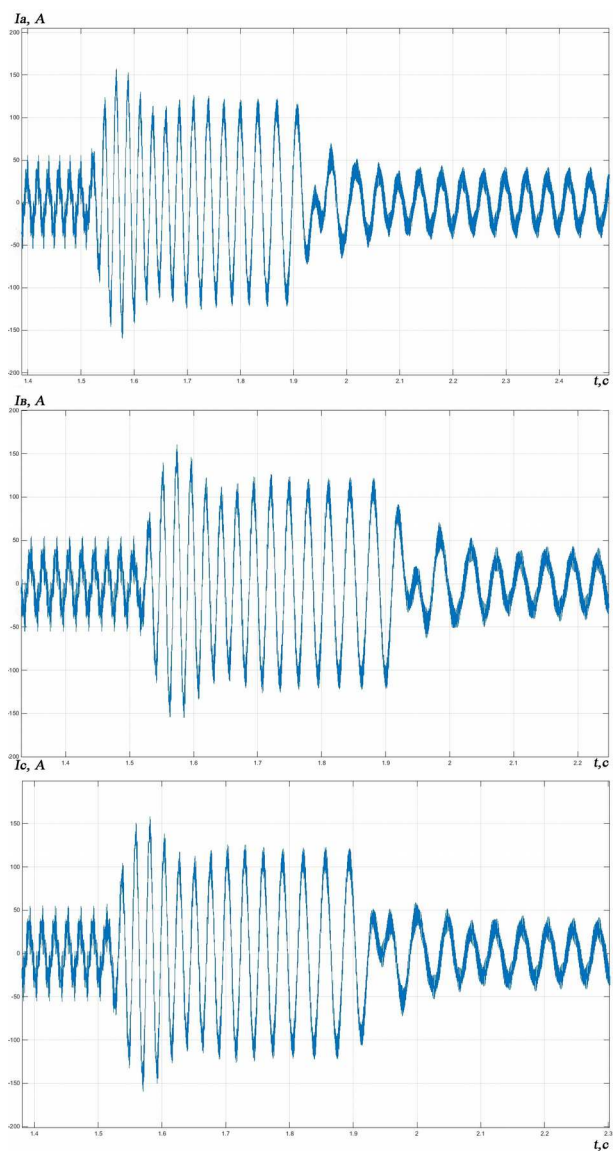


Рисунок 10 – Переходные процессы фазных токов

Этот процесс характеризуется изменением фазы на графике тока и увеличением амплитуды тока и напряжения во время торможения.

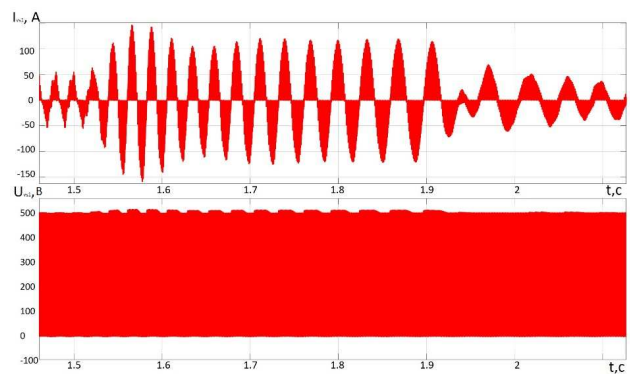


Рисунок 12 – Переходные процессы в ключе VS1 инвертора при рекуперативном торможении электромобиля с $\omega_{\text{ном}}$ до $0,5\omega_{\text{ном}}$

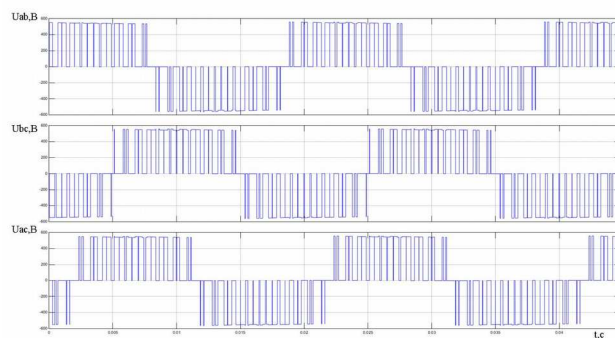


Рисунок 13 – Линейные напряжения АИН

Выводы. Построена компьютерная модель асинхронного электропривода электромобиля с суперконденсаторной батареей и развёрнутой моделью преобразователя частоты. Получены переходные процессы электропривода электромобиля в режиме городского цикла с рекуперативным торможением, а также переходные характеристики в ключах преобразователя. Результаты моделирования подтвердили адекватность математической модели физическим процессам на различных этапах движения и эффект рекуперации энергии в тормозных режимах.

Список литературы

1. Сумарний обсяг імпорту та експорту у розрізі товарних позицій за кодами УКТЗЕД. URL: <http://sfs.gov.ua/ms/f11>. (дата обращения 15.04.2019).
2. Demirdoven N., Deutch J. Hybrid Car Now, Fuel Cell Cars Later, *Science*. 2004. Vol. 305. pp. 974 – 976.
3. Van Mierlo J., Maggetto G., Lataire Ph. Which energy source for road transport in the future? A comparison of battery, hybrid and fuel cell vehicles, *Energy Conversion Management*. 2006. Vol. 47. pp. 2748 – 2760.
4. Chan C. C. The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles, *Proc. of the IEEE*. 2007. Vol. 95, N4. pp. 704 – 718.
5. He X., Parten M., Maxwell T. Development of a hybrid electric vehicle with a hydrogen-fueled IC engine. *Transactions on Vehicular Technology*. 2006. Vol. 55 (6). pp. 1693 – 1703.
6. The 21st Century Electric Car. URL: http://www.evworld.com/library/Tesla_21centuryEV.pdf. (дата обращения 15.04.2019).
7. Соколовский Г. Г. *Электроприводы переменного тока с частотным управлением*. Москва: Академия, 2006. 263 с.
8. Клепиков В. Б., Семиков А. В., Банев Е. Ф. и др. Из опыта создания электропривода электромобиля с суперконденсаторным накопителем энергии. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків: НТУ «ХПІ», 2015, Вип. №112 (1121). С. 195 – 198.
9. Перфирьев Ю. С., Даничев А. М., Довгун В. П. *Применение переменных состояния к анализу переходных процессов: учебное пособие*. Красноярск: Красноярский политехнический институт, 1988. 82с.
10. Масальский Г. Б. *Инвариантные системы в задачах управления. Автоматизированный анализ и синтез систем управления: учебное пособие*. Красноярск: Красноярский политехнический институт, 1987. 144с.
11. Поздеев А. Д. *Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах*. Чебоксары: ЧВГУ, 1998. 172 с.

References (transliterated)

1. Sumarnij obshyag importu ta eksportu u rozrizi tovarnih pozitsiy za kodami UKTZED [Total volume of goods import and export according UKTZED codes]. URL: <http://sfs.gov.ua/ms/f11>. (accessed 15.04.2019).
2. Demirdoven N.; Deutch J. Hybrid Car Now, Fuel Cell Cars Later, *Science*. 2004, №305. pp. 974– 976.
3. Van Mierlo J.; Maggetto G.; Lataire Ph. Which energy source for road transport in the future? A comparison of battery, hybrid and fuel cell vehicles, *Energy Conversion Management*. 2006, №47. pp.2748 – 2760.
4. Chan, C.C. The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles. *Proc. IEEE*. 2007, №95. pp. 704 – 718.
5. He X., Parten M., Maxwell T. Development of a hybrid electric vehicle with a hydrogen-fueled IC engine. *Transactions on Vehicular Technology*. 2006, vol. 55 (6). pp. 1693 – 1703.
6. The 21st Century Electric Car. URL: http://www.evworld.com/library/Tesla_21centuryEV.pdf. (accessed 15.04.2019).
7. Sokolovskij G. G. *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym upravleniem* [Frequency adjustable alternating current electric drives]. Moskva: Akademiya, 2006. 263 p.
8. Klepikov V. B., Semikov A. V., Banev E. F. i dr. Iz opyita sodaniya elektroprivoda elektromobilya s superkondensatornym nakopitelem energii [Design experience of an electric vehicle electric drive with ultracapacitor storage]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»* [Bulletin of the National Technical University "KhPI"]. Kharkiv: NTU «KhPI» 2015, vyp. 112 (1121). pp. 195 – 198.
9. Perfir'ev YU. S., Danichev A. M., Dovgun V. P. *Primenenie peremennyyh sostoyaniya k analizu perekhodnyh processov: uchebnoe posobie* [Application of state variables to the analysis of time responses: manual]. Krasnoyarsk: Krasnoyarskij politekhnicheskij institut, 1988. 82 p.
10. Masal'skij G. B. *Invariantnye sistemy v zadachah upravleniya. Avtomatizirovannyj analiz i sintez sistem upravleniya: uchebnoe posobie* [Invariant systems in tasks of control. The automated analysis and synthesis of control systems: manual]. Krasnoyarsk: Krasnoyarskij politekhnicheskij institut, 1987. 144 p.
11. Pozdeev A. D. *Elektromagnitnye i elektromekhanicheskie processy v chastotno-reguliruemyyh asinhronnyh elektroprivodah* [Electromagnetic and electromechanical processes in frequency adjustable asynchronous electric drives]. CHEBOKSARY: CHVGU, 1998. 172 p.

Поступила 29.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Пшеничников Дмитро Олексійович (Пшеничников Дмитрий Алексеевич, Pshenichnykov Dmytro) – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: pshenichdm@gmail.com

Воробйов Богдан Віталійович (Воробьев Богдан Витальевич, Vorobiov Bohdan) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», аспірант кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: pro100lolpro100lolpro100lol@gmail.com

Л. В. АСМОЛОВА, М. В. АНИЩЕНКО, К. Ю. ЛОБОДА

**ДАТЧИКИ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОГО ПОЛОЖЕННЯ ВАЛА НА БАЗІ ОБЛАДНАННЯ
NATIONAL INSTRUMENTS З ПЛАТОЮ QNET-МЕШКІТ «ДАТЧИКИ ДЛЯ МЕХАТРОНИКИ»**

Розглядається застосування плати QNET «Датчики для мехатроніки» з освітньої платформи NI ELVIS II + при організації циклу лабораторних робіт з курсу «Основи мехатроніки». Методика виконання робіт розглядається на прикладах двох лабораторних робіт по вивченню датчиків кута обертання вала електродвигуна: енкодера і потенціометра. Для підвищення якості навчання студентів при проведенні експериментів забезпечується наочність і точність відповідності реальних датчиків.

Ключові слова: віртуальний прилад, датчик кута обертання вала, енкодер, потенціометр.

Л. В. АСМОЛОВА, Н. В. АНИЩЕНКО, Е. Ю. ЛОБОДА

**ДАТЧИКИ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛА ПОВОРОТА ВАЛА НА БАЗЕ ОБОРУДОВАНИЯ
NATIONAL INSTRUMENTS НА ПЛАТЕ QNET-МЕШКІТ «ДАТЧИКИ ДЛЯ МЕХАТРОНИКИ»**

Рассматривается применение платы QNET «Датчики для мехатроники» с образовательной платформой NI ELVIS II+ при организации цикла лабораторных работ по курсу «Основы мехатроники». Методика выполнения работ рассматривается на примерах двух лабораторных работ по изучению датчиков угла поворота вала электродвигателя: энкодера и потенциометра. Для повышения качества обучения студентов при проведении экспериментов обеспечивается наглядность и точность соответствия реальных датчиков.

Ключевые слова: виртуальный прибор, датчик угла поворота вала, энкодер, потенциометр.

L. V. ASMOLOVA, M. V. ANISHCHENKO, K. Y. LOBODA

**SENSORS OF MEASUREMENT OF SHAFT ROTATION ANGLE ON THE BASIS OF
EQUIPMENT NATIONAL INSTRUMENTS ON THE BOARD QNET-MESCHKIT
«SENSORS FOR MECHATRONICS»**

The article presents the methodological aspects of solving student is educational and cognitive action problems in the process of the course «Mechatronics Fundamentals» studying. The opportunity of cycle of laboratory work implementation on Equipment company NATIONAL INSTRUMENTS base is regarded as an effective source of modern educational technology realization. The implementation and realization order of laboratory works on studying sensors of the electric motor's angle rotation shaft from the example of two works on measuring the angle rotation using an encoder and a potentiometer based on the QNET MECHKIT module. The use of virtual instruments QNET Mechatronics Sensors provides visibility and accuracy of compliance with real sensors when conducting experiments. Improving the quality of student's education for carrying out laboratory work is assured by the ability of multivariate tasks realization.

Keywords: virtual instrument, shaft angle sensor, encoder, potentiometer.

Вступ. Кафедра «Автоматизовані електромеханічні системи» Національного технічного університету «ХПІ» веде підготовку студентів бакалаврів та магістрів зі спеціальності «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», спеціалізація «Мехатроніка та робототехніка».

Відкриває цикл спеціальних дисциплін для підготовки студентів спеціалізації «Мехатроніка та робототехніка» дисципліна «Основи мехатроніки». Вивчення даного курсу забезпечує цілісне розуміння предмета оскільки, з одного боку, проблема важкого засвоєння матеріалу дисципліни обумовлена суб'єктивними причинами навчального контингенту студентів, що, як правило, намагаються отримати готовий матеріал.

З іншого боку, доступні літературні джерела або обмежуються описовим матеріалом, або математизовані слабо доступними для розуміння студентами викладками через відсутність у них знань, розуміння і умінь попередніх дисциплін.

У зв'язку з цим необхідно передбачити ряд заходів, що ведуть до активації пізнавальної діяльності студентів, формуванню їх позитивної мотивації на самоосвіту. Одним з таких заходів є розширення меж самостійної роботи студентів при проведенні практичних та лабораторних робіт.

В рамках реалізації міжнародного міжвузівського проекту 530278-TEMPUS-1-DE-TEMPUS-JPHES «iCo-op: – Промислове співробітництво та креативна інженерна освіта на основі дистанційного інженерного та віртуального інструментарію» кафедра «Автоматизовані електромеханічні системи» придбала обладнання компанії National Instruments [1].

Одним з пристроїв є плата датчиків – Quanser QNET Mechatronics Sensors Board, яка використовується при виконанні лабораторних робіт [2]. Устаткування сенсорної лабораторії дозволяє вивчити 10 сучасних датчиків мехатронних систем і охоплює питання вивчення принципів калібрування датчиків, обробки і аналізу отриманих з датчиків сигналів. Плата Mechatronics Sensors сумісна з настільною робочою платформою NI ELVIS II+. До складу лабораторії входить тренажер QNET «Мехатронні датчики», персональний комп'ютер і віртуальні прилади, розроблені в середовищі LabVIEW [3].

Мета роботи. Описання лабораторних робіт з курсу «Основи мехатроніки» для вивчення принципу дії, застосування та дослідження властивостей датчиків вимірювання кутового положення вала за допомогою енкодера та потенціометра та представлення деяких результатів дослідження.

© Л. В. Асмолова, М. В. Аніщенко, К. Ю. Лобода, 2019

Лабораторна робота «Вимірювання кутового положення вала за допомогою енкодера».

Метою лабораторної роботи є виконання градування і калібрування енкодера, та спостереження сигналів, які генеровані ним на платі модуля QNET MECNKIT.

Задачі цієї роботи включають:

- ознайомлення з принципом дії енкодерів, як технічних пристроїв для зміни і контролю кутів обертів валів на електродвигунах, а також для зміни руху в тих чи інших елементах роботів; види енкодерів (абсолютний та інкрементальний) та їх відмінності [4];
- підготовка до проведення експерименту на макетній платі QNET Mechatronics Sensors модуля MECNKIT: наявність джамперу J7 в положенні «Енс А» (енкодер), джамперу J8 – у положенні «Енс В» (енкодер), джамперу J10 – у положенні «Енс І» (енкодер); включення живлення установки NI ELVIS-II та відкриття програми VI QNET_MECNKIT_Encoder.vi;
- виконання лабораторної роботи та визначення кута оберт вала [5].

На рисунку 1 показано зовнішній вигляд енкодера та світлодіоди, які відображають імпульси вихідних сигналів по каналам А та В на QNET-стенді.

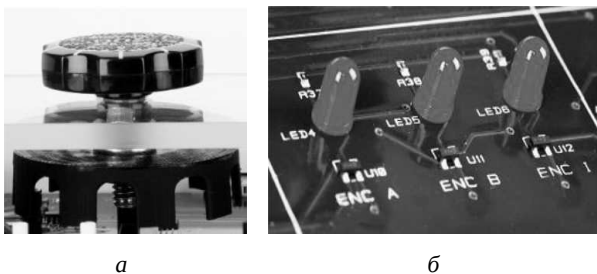


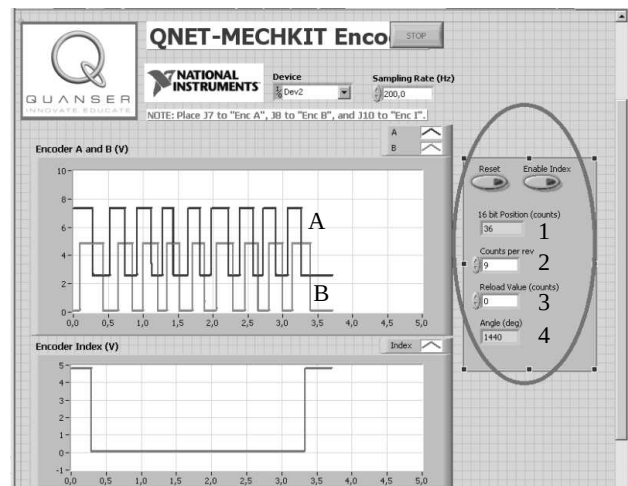
Рис. 1. Рукоятка енкодера і світлодіоди на QNET-стенді

Рукоятка енкодера (рис. 1,а) являє собою кодуєчий диск, розмічений радіальними шаблонними мітками. Коли диск обертається разом з валом, світло світлодіода проходить через ці шаблонні мітки і фіксується фотодатчиком. Це дозволяє досить просто отримати сигнали А та В, які відображені на робочому екрані VI QNET MECNKIT Encoder на рисунку 2.

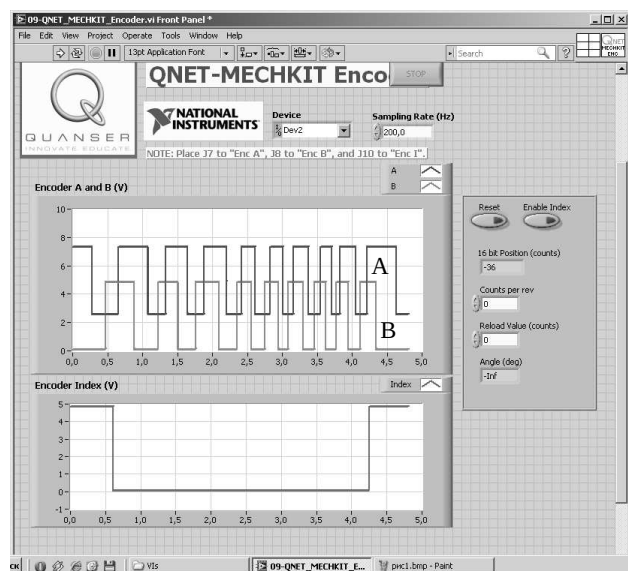
Робочий екран VI QNET MECNKIT Encoder розділений на два вікна. У верхньому вікні «Encoder A and B» відображається графічний індикатор вихідних сигналів за напругою А та В таким чином, що сигнали зсунені по вертикалі на 2,5 В для поліпшеної ілюстрації. У нижньому вікні «Encoder Index» відображається індикатор індексного сигналу, який ілюструє повний оберт рукоятки та застосовується для калібрування або «наведення» системи.

На робочому екрані VI QNET MECNKIT Encoder зліва (рис. 2,а обведено колом) розташований індикатор 16-bit Position (counts) (1), на якому відображається кількість імпульсів за один оберт рукоятки енкодера.

Результати спостережень кількості імпульсів відповідних одному повному оберт у вводяться в елемент управління Counts per rev (2).



а



б

Рис. 2. Сигнали А і В при повороті рукоятки за годинниковою (а) та проти годинникової (б) стрілки

Позначка установки енкодера в задане положення відбивається на індикаторі Reload Value (counts) (3), кут, виміряний енкодером з урахуванням Counts per rev – на Angle (deg) (4).

На останньому етапі лабораторної роботи проводиться обробка результатів експериментів. На цьому етапі визначається, що при обертанні рукоятки за годинниковою стрілкою фаза А випереджає фазу В (верхнє вікно на рис. 2,а), а проти годинникової стрілки фаза В випереджає фазу А (верхнє вікно на рис. 2,б). Перепад до 5,0 В імпульсу індексу відбувається на кожному повному оберті рукоятки енкодера (нижнє вікно на рис. 2).

За даними експерименту визначається кут оберт вала за формулою:

$$\alpha = \frac{360^\circ \cdot (n \% N)}{N}, \quad (1)$$

де α – кут оберт вала (значення на індикаторі Angle (deg));

$n\%N = 36$ – поточне значення шаблонних міток за один оберт (значення з індикатора 16-bit Position (counts));

$N = 9$ – кількість імпульсів на один оберт (значення з індикатора Counts per rev).

Для експерименту, результати якого показані на рис. 2,а, та відповідають відображенню на індикаторі Angle (deg), кут оберт вала дорівнює

$$\alpha = \frac{360^\circ \cdot 36}{9} = 1440^\circ.$$

Лабораторна робота «Датчик кута оберт на основі потенціометру».

Метою лабораторної роботи є спостереження результатів вимірювань за допомогою потенціометра при обертанні його рукоятки на тренажері МЕЧКІТ та виконання градування і калібрування датчика кута оберт.

Задачі цієї роботи включають:

– теоретичні відомості про потенціометр, як аналоговий датчик для вимірювання кутового положення вала електродвигуна [6];

– підготовку до проведення експерименту макетної плати QNET Mechatronics Sensors модуля МЕЧКІТ: наявність джамперу J10 в положенні «POT» (потенціометр); включення живлення установки NI ELVIS-II та відкриття програми VI QNET_MECHKIT_Potentiometer.vi;

– виконання лабораторної роботи та калібрування датчика кута оберт.

На рисунку 3 показано загальний вигляд потенціометра та його зовнішній вигляд на QNET-стенді. На рисунку 3,а прийняті наступні позначення: 1 – три виводи (два виводи з'єднані один з одним шляхом постійного опору, третій вивід має рухомий контакт, який переміщається по поверхні постійного опору); 2 – ручка; 3 – резистивна речовина; 4 – ротор [7].

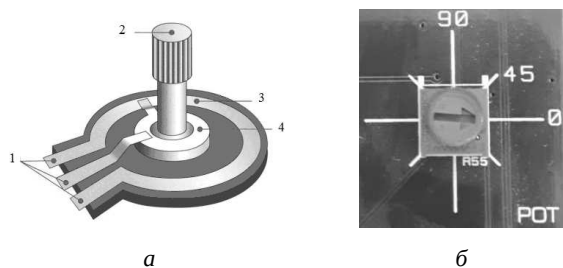


Рис. 3. Загальний (а) та зовнішній на QNET-стенді (б) вигляди потенціометру

Отриманий за допомогою потенціометру, як датчика кута оберт (лінійного переміщення) сигнал є переривчастим, тобто після декількох обертів потенціометру сигнал на його виході скидається в нуль. Для виконання лабораторної роботи потрібно виконати 7 вимірів напруги на виході потенціометру, при положенні стрілки від 0° до 225°. Значення кута при кожному вимірюванні заноситься у масив Pot Angle Deg (deg) (1), а результат вимірювання напруги на виході датчика – в масив Sensor Measurement (V) (2) в таблиці, рисунок 4, робочого вікна віртуального приладу QNET_MECHKIT_Potentiometer, які розташовані у лівому нижньому куті.

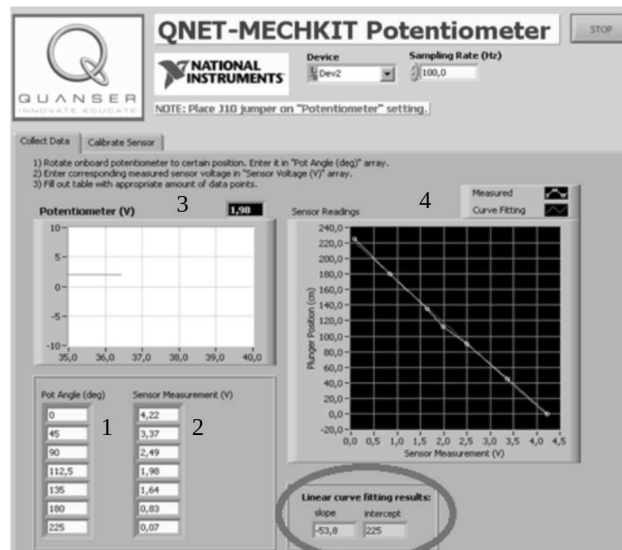


Рис. 4. Конфігурація вікна QNET_MECHKIT_Potentiometer з результатами вимірювань потенціометра

Відображення напруги на виході потенціометра можна спостерігати у графічному індикаторі «Potentiometer» (3).

У вікні Sensor Readings (4) за результатами виміру напруги на виході потенціометру від кута оберту будуватиметься характеристика Measured та її лінійна апроксимація Curve Fitting, які наведені на рисунку 5.

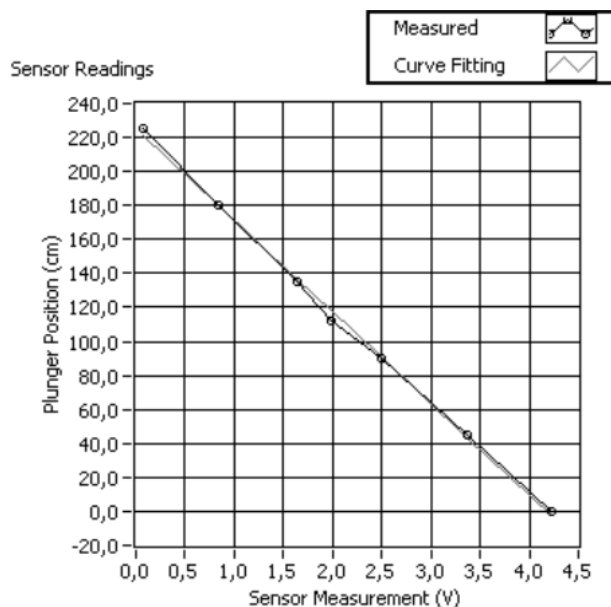


Рис. 5. Результати вимірювань та апроксимуюча крива напруги на виході потенціометру

Значення параметрів нахилу апроксимуючої лінії та її зміщення відображаються на індикаторах «slope» – кут нахилу (коефіцієнт посилення датчика) та «intercept» – зміщення нуля (на рис. 5 обведено колом), які необхідні для калібрування датчика.

На останньому етапі лабораторної роботи виконувалося калібрування потенціометра.

Отримані на першому етапі лабораторної роботи параметри калібрування переносяться в закладку Calibrate Sensor для підтвердження правильності вимірювання кута оберту рукоятки потенціометра. Конфігурація вікна QNET_MECHKIT_Potentiometer для калібрування потенціометра наведена на рисунку 6.

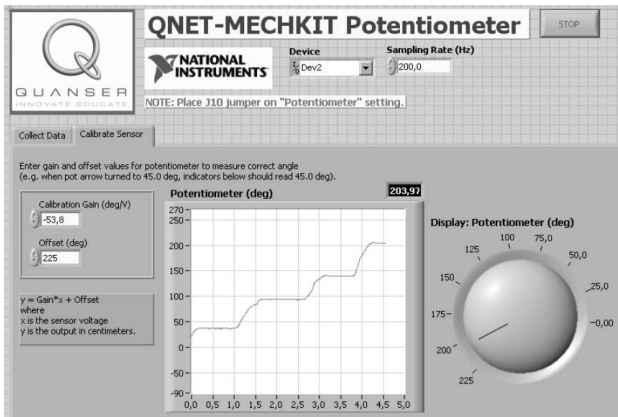


Рис. 6. Віртуальний пристрій калібрування потенціометра

З рисунку 6 видно, що для відповідних параметрів калібрування рукоятки потенціометра Display Potentiometer (deg) встановлено на позначці 200 градусів, а індикатор кута оберту рукоятки потенціометра Potentiometer (deg) показує значення 203,97 градусів. Відносна похибка обчислюється за формулою:

$$\delta = \frac{|a - x|}{a} \cdot 100\%, \quad (2)$$

де δ – відносна похибка;
 a – дійсне значення вимірюваної величини;
 x – результат вимірювання.

За результатами експерименту, відносна похибка, що є в межах норми, дорівнює

$$\delta = \frac{|200 - 203,97|}{200} \cdot 100\% = 1,985\%.$$

Висновки. В статті представлені порядок та результати виконання двох лабораторних робіт з курсу «Основи мехатроніки» по дослідженню принципу дії датчиків вимірювання кута оберту. Використання лабораторії в навчальному процесі створює умови для самостійної роботи студентів з обладнанням та мотивує їх до самостійного аналізу результатів досліджень і прийняття обґрунтованих рішень.

Список літератури

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. Инженерный тренажер Quanser для NI-ELVIS. Руководство пользователя QNET. URL: <http://nitech.nstu.ru/upload/lib/QNET%20User%20Manual.pdf>. (дата обращения 20.09.2018).
3. Инженерный тренажер Quanser для NI-ELVIS. Тренажер QNET Мехатронные датчики. URL: <http://nitech.nstu.ru/upload/lib/QNET%20MECHKIT%20Laboratory%20-%20Instructor%20Manual.pdf>. (дата обращения 20.09.2018).
4. Енкодер. Пристрій і принцип роботи. URL: <http://textarchive.ru/c-1373108.html> (дата обращения 15.10.2018).
5. Лобода К. Ю., Асмолова Л. В. Дослідження датчиків для мехатронних систем на платі QNET MECHKIT компанії NATIONAL INSTRUMENTS. *Актуальні проблеми автоматизації та приладобудування: Матеріали Міжнарод. наук.-техн. конф. 06-07 грудня 2018*. Харків: НТУ «ХПІ», 2018. С. 48-49.
6. Потенціометр. URL: <https://habr.com/ru/post/85545/> (дата обращения 18.09.2018).
7. Принцип работы потенциометров. URL: <https://electrosam.ru/glavnaja/slabotochnye-seti/oborudovanie/potentsiometriy/> (дата обращения 14.11.2018).

References (transliterated)

1. Anishchenko N. V., Timoshchenko A. V., Tkachenko A. A. Sozdanie na kafedre «Avtomatizirovannye elektromekhanicheskie sistemy» NTU «HPI» 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. Inzhenernyj trenazher Quanser dlya NI-ELVIS. Rukovodstvo pol'zovatelya QNET [Quanser Engineering Trainer for NI-ELVIS. QNET User Manual]. URL: <http://nitech.nstu.ru/upload/lib/QNET%20User%20Manual.pdf>. (accessed 20.09.2018).
3. Inzhenernyj trenazher Quanser dlya NI-ELVIS. Trenazher QNET Mekhatronnye datchiki [Quanser Engineering Trainer for NI-ELVIS. QNET Mechatronic Sensors Trainer]. URL: <http://nitech.nstu.ru/upload/lib/QNET%20MECHKIT%20Laboratory%20-%20Instructor%20Manual.pdf>. (accessed 20.09.2018).
4. Enkoder. Prystrii i pryntsyp roboty [Encoder. Device and principle of operation]. URL: <http://textarchive.ru/c-1373108.html> (accessed 15.10.2018).
5. Loboda K. Yu., Asmolova L. V. Doslidzhennia datchykyv dlia mekhatronnykh system na plati QNET MECHKIT kompanii NATIONAL INSTRUMENTS [Research of sensors for mechatronic systems on the QNET MECHKIT board company National INSTRUMENTS]. *Aktualni problemy avtomatyky ta prykladobuduvannia: Materialy Mizhnar. nauk.-tekh. konf. 06-07 hrudnia 2018 r.*, Kharkiv [Actual problems of automation and instrument engineering: Materials of the International Scientific and Practical Conference 06-07 December 2018]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2018. pp. 48-49.
6. Potentsiometr [Potentiometer]. URL: <https://habr.com/ru/post/85545/> (accessed 18.09.2018).
7. Princip raboty potentsiometrov [Principle of operation the Potentiometer]. URL: <https://electrosam.ru/glavnaja/slabotochnye-seti/oborudovanie/potentsiometriy/> (accessed 14.11.2018).

Поступила 28.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Асмолова Лариса Валеріївна (Асмолова Лариса Валериевна, Asmolova Larysa Valeriivna) – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: asmolova_larisa@ukr.net

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

Лобода Катерина Юріївна (Лобода Екатерина Юрьевна, Loboda Kateryna Yuriivna) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», магістр кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: katyaloboda17@gmail.com

П. Д. АНДРИЕНКО, О. В. НЕМЫКИНА, А. А. АНДРИЕНКО, И. В. АВДЕЕВ, В. Л. ПРИХНО

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ПРИ РАБОТЕ ГРУППЫ КРАНОВ С ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫМИ ПРИВОДАМИ

В статье приведены результаты исследований электромагнитной совместимости систем питания кранов с частотно-регулируемыми приводами в режимах потребления и рекуперации энергии при их одновременной работе. Показано, что при одновременной работе показатели электромагнитной совместимости ухудшаются, что требует установки дополнительных групповых фильтров.

Ключевые слова: высшие гармоники, потери напряжения, токопроводы, алюминиевые шины, системы питания кранов, активный выпрямитель.

П. Д. АНДРІЄНКО, О. В. НЕМИКІНА, А. А. АНДРІЄНКО, І. В. АВДЄЄВ, В. Л. ПРИХНО

ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ ПРИ РОБОТІ ГРУПИ КРАНІВ З ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНИМИ ПРИВОДАМИ

У статті наведено результати досліджень електромагнітної сумісності систем живлення кранів з частотно-регульованими приводами в режимах споживання і рекуперації енергії при їх одночасній роботі. Показано, що при одночасній роботі показники електромагнітної сумісності погіршуються, що вимагає установки додаткових групових фільтрів.

Ключові слова: вищі гармоніки, втрати напруги, струмопроводи, алюмінієві шини, системи живлення кранів, активний випрямляч.

P. D. ANDRIENKO, O. V. NEMYKINA, A. A. ANDRIENKO, I. V. AVDEEV, V. L. PRIHNO

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY IN OPERATION OF GROUP CRANES WITH VARIABLE FREQUENCY DRIVE

The article presents the results of electromagnetic compatibility's research of power supply cranes' systems with variable frequency drives in the modes of consumption and energy recovery by their simultaneous operation. It is shown that the installation individual filters on cranes with a frequency-variable drive, providing electromagnetic compatibility with a power source, does not allow to obtain satisfactory compatibility by group work of cranes. This circumstance is caused by the influence of variable and non-linear of trolley conductors in the power supply circuits of individual cranes on the magnitude of the voltage loss, power factor, current distortion factor and voltage distortion factor.

Keywords: higher harmonics, voltage loss, conductors, aluminum tires, crane supply systems, active rectifier.

Введение. Широкое внедрение частотно-регулируемых приводов (ЧРП) в различных областях промышленности приводит к искажению тока и напряжения в питающей сети. Указанное обстоятельство вызвало достаточный большой объем исследований электромагнитной совместимости (ЭМС) ЧРП с сетью, а также поиск наиболее оптимальных технических решений для решения указанной задачи, среди которых широкое распространение получили пассивные и активные фильтры высших гармоник. Среди промышленных объектов особое внимание уделяется проблема ЭМС промышленных установок, работающих в тяжёлых режимах и имеющих установленную мощность электроприводов соизмеримую с мощностью цеховых трансформаторов. К таким установкам следует отнести 30-60т мостовые краны металлургических цехов, порталные краны, экскаваторы, конвейеры. Многочисленные исследования [1-5], связанные с ЭМС позволяют сделать рекомендации по обеспечению допустимого уровня искажений напряжения и токов в питающей сети.

Среди упомянутых промышленных установок с ЧРП следует выделить крановые установки металлургических цехов, порталных кранов, которые имеют значительную протяженность токопроводов (200 м и более). Решение проблемы ЭМС крановых установок с ЧРП при их одновременной работе требует дополнительных исследований.

Целью работы является проведение исследований взаимного влияния крановых установок и ЭМС группы кранов при их одновременной работе.

Основные результаты работы. Исследования проведены на примере систем питания порталных кранов «Сокол» 150-метрового причала порта «Южный», рис. 1. Установленная мощность крана «Сокол» $P_{уст.} = 342$ кВт (грузоподъёмностью 16 т, при вылете стрелы 32 м). Двигатели крана «Сокол» имеют такие параметры (подъём: 2×110 кВт, ПВ = 60 %; поворот: 2×26 кВт, ПВ = 40 %; вылет стрелы: 2×20 кВт, ПВ = 40 %; передвижение: $4 \times 7,5$ кВт, ПВ = 25 %).

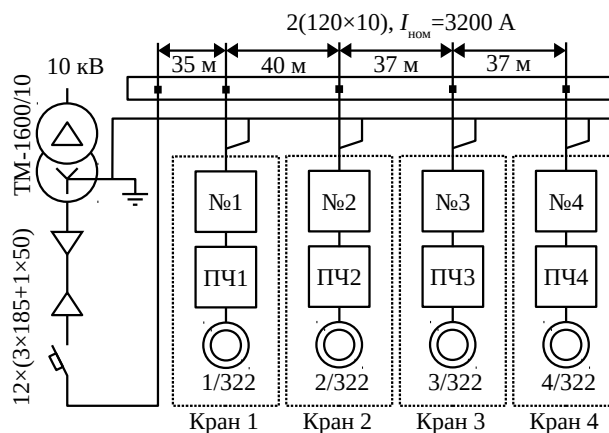


Рис. 1. Схема электропитания группы порталных кранов

Электропитание ЧРП кранов осуществляется от шинопровода через электрические колонки. Размещение колонок предусматривается по длине шинопровода с дистанцией 35 ÷ 40 м. Питание кранов осуществляется трансформатором ТМ-1600/10 береговой ПС. Соединение длиной 150 м между трансформатором и началом шин ($I_{ном.} = 3200$ А) сечением 2 (120×10) выполнено через 12 кабельных линий (3×185 + 1×150) мм² (КЛ). Изменение напряжения короткого замыкания токоподвода $U_{кз}$ относительно мощности ПЧ в диапазоне $U_{кз} (S_{пч}) = 1,61\% - 7,6\%$ [6]. Исследования проводилось на имитационной модели выполненной в программном пакете Matlab/Simulink, представленной на рис. 2 [7-9].

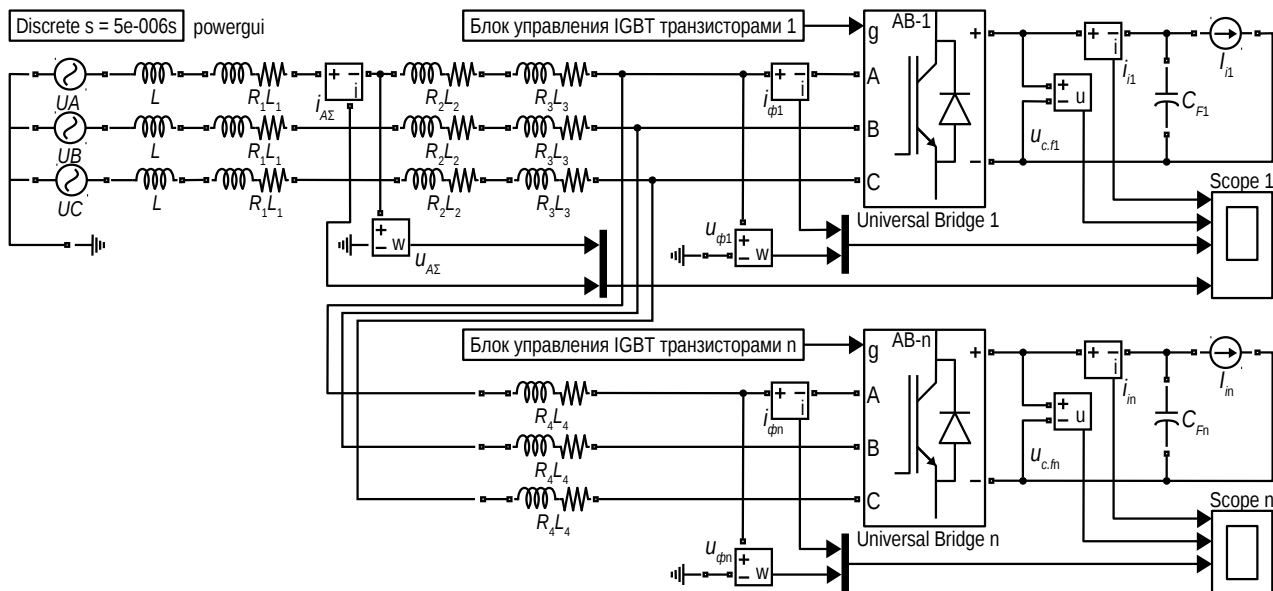


Рис. 2. Модель системы питания порталных кранов

В качестве выпрямителя ЧРП кранов используется активный выпрямитель с двухсторонней проводимостью. На интервале проводимости (120°) двунаправленного ключа АВ автоматически обеспечивается обмен энергией для режимов работы: режим потребления (РП) электроэнергии или режим рекуперации (РР) энергии в питающую сеть.

При выпрямлении открыты диоды мостового выпрямителя на интервале проводимости. Эквивалентный источник тока работает в режиме потребления (условно положительное направление тока) и отображает процесс преобразования энергии сети переменного тока в энергию постоянного тока на выходе.

При рекуперации открыты IGBT-транзисторы. Эквивалентный источник тока в звене выпрямления работает в режиме генерации (условно отрицательное направление тока) и отображает процесс передачи постоянного тока в питающую сеть.

На рис. 3 и 4 приведены осциллограммы тока i_{ϕ} на входе каждого преобразователя частоты ПЧ без реактора при номинальном токе кранов в РП и РР. Значение индуктивного сопротивления шины составляет 63,81 % от суммарного сопротивления.

Для рассмотренного случая была построена зависимость THD_i и K_U ПЧ без реактора, и с входным 4,5 % – реактором от длины шины переменного тока l при номинальном токе всех кранов в РП (рис. 5,а) и РР (рис. 5,б).

Анализ зависимости THD_i (рис. 5) показывает, что установка ПЧ без реактора приводит к ухудшению значения THD_i на шине переменного тока, который находится в диапазоне 58 % ÷ 68 % в режиме потребления и 60 % ÷ 75 % в режиме рекуперации. Установка входного 4,5 %-реактора, приводит к улучшению THD_i до значений 30 % ÷ 40 % в РП, и до 40 % ÷ 50 % в РР, что меньше требований стандартов [10, 11] в РП.

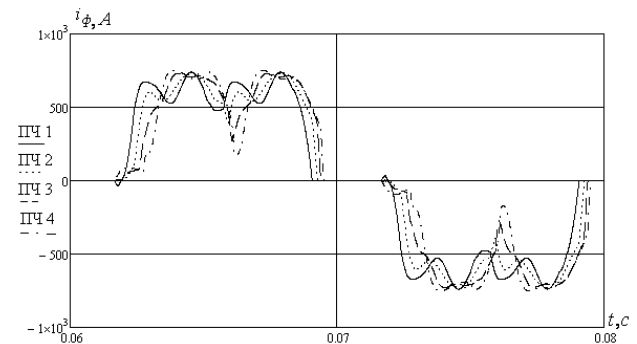


Рис. 3. Осциллограмма тока i_{ϕ} на входе каждого ПЧ в РП

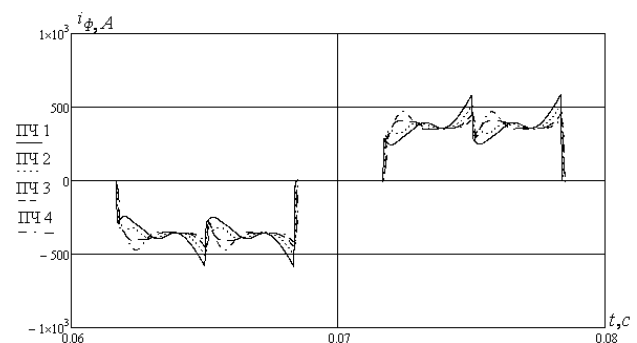


Рис. 4. Осциллограмма тока i_{ϕ} на входе каждого ПЧ в РР

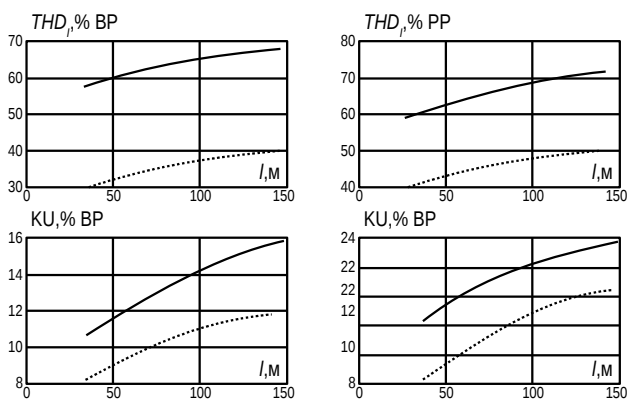


Рис. 5. Зависимости значения THD_I входного тока и K_U напряжения питания на шине переменного тока в РП (а) РР (б) от длины шины l :
(—) — $U_{k3} = 3,1\%$; (---) — $U_{k3} = 7,6(3,1+4,5)\%$

Значения K_U напряжения питания на шине переменного тока без реактора изменяются в диапазоне 11 % ÷ 16 % в РП и 17 % ÷ 24 % в РР.

При установке входного 4,5%-реактора значение K_U составляет 9 % ÷ 12 % в РП и 14 % ÷ 21 % в РР, что превосходит предельно-допустимое значение 12 %, и требует проведения дополнительных мероприятий.

Зависимости коэффициента сдвига $\cos\phi$ фазного тока и потери напряжения на основной и высших гармониках (ΔU_1 , ΔU_5 , ΔU_7), рассчитанными по соотношению (1) в зависимости от длины шины переменного тока (сечением $2(120 \times 10 \text{ мм}^2)$), в режиме потребления ($I_1 = 1600 \text{ А}$), представлены на рис. 6.

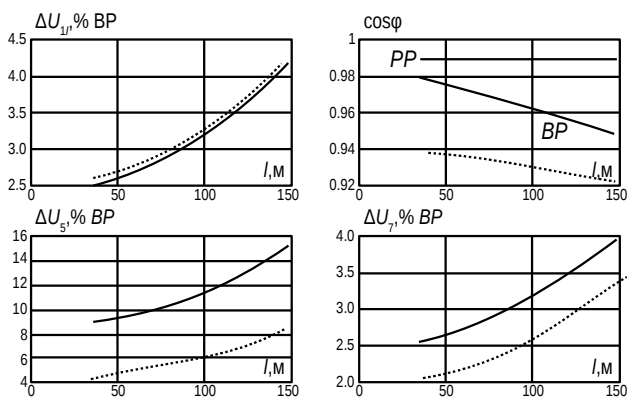


Рис. 6. Зависимость значений $\cos\phi$ фазного тока и потери напряжения: ΔU_1 , ΔU_5 , ΔU_7 от длины шины l , при $U_{k3} = \text{const}$ (—) — $U_{k3} = 3,1\%$; (---) — $U_{k3} = 7,6(3,1+4,5)\%$

Потери напряжения от основной и высших гармоник:

$$\Delta U_n = \frac{k_{\text{пик}} \cdot I_n \cdot R_{\text{ш}} \cdot n (\cos \varphi_1 + \text{tg} \varphi_{\text{шн}} \cdot \sin \varphi_1)}{U_{\text{ном}}} \cdot 100\%, \quad (1)$$

где $k_{\text{пик}}$ — коэффициент, учитывающий увеличение пикового тока относительно расчетного значения тока; I_n , φ_1 — значение фазного тока n -гармоники, угла сдвига для основной гармоники; $R_{\text{шн}}$ — сопротивление шины; $\text{tg} \varphi_{\text{шн}}$ — отношение активного и индуктивного сопротивления шины для n -гармоники.

В общем случае потери напряжения определяют соотношением:

$$\Delta U = \sqrt{\sum_{i=1}^n \Delta U_i^2}, \quad (2)$$

где ΔU_n — потери напряжения для гармоник n -го порядка в токопроводах.

Расчеты по соотношениям (1) и (2) показывают, что при установке входного реактора АВ с $U_{k3} = 4,5\%$ приводит к увеличению потери напряжения в 2,6 раза по сравнению с потерей напряжения на основной гармонике.

Анализ результатов показывает, что одновременная работа кранов приводит к ухудшению показателей ЭМС: THD_I , $\cos\phi$ и K_U по сравнению с показателями раздельной работы одного крана. THD_I возрастает в 1,2 ÷ 1,5 раза, K_U в 2 ÷ 2,7 раза по сравнению с работой одного крана.

Выводы

1. Установка фильтров обеспечивающих показатели ЭМС THD_I , $\cos\phi$ и K_U для индивидуального привода не обеспечивает удовлетворительную ЭМС при групповой работе ЧРП с распределительной системой питания.

2. Для обеспечения показателей ЭМС в пункте подключения электроприводов с ЧРП наиболее целесообразно устанавливать групповой фильтр.

Список литературы

- Медведев В. Н., Карандаев А. С., Евдокимов С. А. Способы обеспечения электромагнитной совместимости мощных преобразователей частоты с электродвигателем и сетью. *Электродвигатели переменного тока: Труды международной XV науч. практ. конф. 12-16 марта 2012*. Екатеринбург: УрФУ, 2012. С. 161 – 165.
- Микитченко А. Я., Могучев М. В., Шевченко А. Н. Выбор емкости силовых конденсаторов в двухзвенных преобразователях частоты с рекуперацией. *Электричество*. Москва: Знак. 2008, №6. С. 63 – 66.
- Колб А. А. Система группового питания приводов с емкостными накопителями и параллельными активными фильтрами. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Київ: Техніка. 2011, №3 (79). С. 404 – 407.
- Фираго Б. И., Медведев К. М., Павлячик Л. Б. Электромагнитная совместимость системы "преобразователь частоты – асинхронный двигатель" с системой электроснабжения. *Електромашинобудування та електрообладнання*. Київ: Техніка. 2006, Вип. 66. С. 263 – 264.
- Zhezhelienko I., Sayenko Y. Centralized Compensation of High Harmonics in Electrical Networks. *Electrical Power Quality and Utilization*. 1999. Vol. 5, №2. pp. 29 – 35.
- Радимов С. Н. Экспериментальное определение фактических электрических параметров крановых шинопроводов – информационная основа оптимизации их функционирования. *Вісник Одеського державного морського університету*. Одеса: ОДМУ, 2001, Вип. 7. С. 161 – 168.
- Немыкина О. В. Энергосберегающий аспект при выборе индуктивности сети, питающей частотно-регулируемый привод. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук: КрНУ. 2011, № 2 (14). С. 101 – 104.
- Немыкина О. В. Исследование процессов в сети, питающей группу частотно-регулируемых приводов для крановых установок. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Київ: Техніка. 2011, № 03 (79). С. 355 – 356.

9. Авдєєв І. В., Немикіна О. В., Климко О. М., Прихно В. Л., Баранец В. В. Вплив на показники якості електроенергії вхідної індуктивності мережі, що живить частотно-регульований привід. *Електротехніка та електроенергетика*. Запоріжжя: ЗНТУ. 2012, № 1. С. 51 – 57.
 10. IEC 61000-3-12:2012. *Electromagnetic Compatibility (EMC) of Technical Equipment*, 2012. (International Standard).
 11. IEC 61000-3-12:2004. *Limitation of Emission of Harmonic Currents in low Voltage Power Supply Systems for Equipment with rated Current Greater than 16 A Per Phase*, 2004. (International Standard).
- References (transliterated)**
1. Medvedev V. N., Karandaev A. S., Evdokimov S. A. Sposoby obe-specheniya elektromagnitnoy sovmestimosti moshchnykh preobrazovatelej chastoty s elektrodvigatelem i set'yu [Ways to ensure the electromagnetic compatibility of high-power frequency converters with an electric motor and a network]. *Elektroprivody peremennogo toka: Trudy mezhdunarodnoj XV nauchn. prakt. konf. 12-16 marta 2012 goda, Ekaterinburg* [Alternating current electrical drives: Proceeding of The fifteenth international scientific-technical conference 12-16 march 2012]. Ekaterinburg: UrFU, 2012. p.p. 161 – 165.
 2. Mikitchenko A. YA., Moguchev M. V., Shevchenko A. N. Vybór emkosti silovykh kondensatorov v dvuhzvennykh preobrazovatelyah chastoty s rekuperaciej [Choosing the capacity of power capacitors in two-unit frequency converters with recuperation]. *Elektrichestvo* [Electricity]. Moskva: Znak, 2008, №6. p.p. 63 – 66.
 3. Kolb A. A. Sistema gruppovogo pitaniya privodov s emkostnyimi nakopitelyami i parallelnyimi aktivnyimi filtrami [The group power supply system of drives with capacitive drives and parallel active filters]. *Elektrotekhnichni ta kompiuterni systemy* [Electrical and computer systems]. Kyiv: Tehnika. 2011, №3 (79). p.p. 404 – 407.
 4. Firago B. I., Medvedev K. M., Pavlyachik L. B. Elektromagnitnaya sovmestimost' systemy "preobrazovatel' chastoty – asinhronnyj dvigatel'" s sistemoy elektrosnabzheniya [Electromagnetic compatibility of the system "frequency converter - asynchronous motor" with the power supply system]. *Elektromashynobuduvannia ta elektroobladnannia* [Electrical machine-building and electrical equipment]. Kyiv: Tehnika. 2006, vyp. 66. p.p. 263 – 264.
 5. Zhezhelenko I., Sayenko Y. Centralized Compensation of High Harmonics in Electrical Networks. *Electrical Power Quality and Utilization*. 1999, vol. 5, №2. p.p. 29 – 35.
 6. Radimov S. N. Eksperimental'noe opredelenie fakticheskikh elektricheskikh parametrov kranovykh шинoprovodov – informacionnaya osnova optimizatsii ih funkcionirovaniya. [Experimental determination of the actual electrical parameters of crane busbars - an informational basis for optimizing their operation]. *Visnyk Odeskoho derzhavnoho morskoho universytetu* [Bulletin of the Odessa National Maritime University]. Odesa: ODMU, 2001, vyp. 7. p.p. 161 – 168.
 7. Nemyikina O. V. Energoberegayushchiy aspekt pri vyibore induktivnosti seti, pitayushey chastotno-reguliruemyy privod [Energy saving aspect when choosing the inductance of the network that supplies the frequency-controlled drive]. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy* [Electromechanical and energy saving systems]. Kremenchuk: KrNU. 2011, № 2(14). p.p. 101 – 104.
 8. Nemyikina O. V. Issledovanie protsessov v seti, pitayushey gruppu chastotno-reguliruemyykh privodov dlya kranovykh ustanovok. [Study of processes in the network supplying a group of variable frequency drives for crane installations]. *Elektrotehnicheskie i kompiuternyye sistemy* [Electrotechnic and computer systems]. Kyiv: Tehnika. 2011, № 03(79). p.p. 355 – 356.
 9. Avdieiev I. V., Nemykina O. V., Klymko O. M., Prihno V. L., Baraniets V. V. Vplyv na pokaznyky yakosti elektroenerhii vkhidnoi induktyvnosti mrezhi, shcho zhyvyt chastotno-rehulovanyi pryvod [Influence on the Indicators of the Quality of the Electricity of the Input Inductance of the Network Feeding the Frequency-Regulated Drive]. *Elektrotehnika ta elektroenerhetika* [Electrical Engineering and Power Engineering]. Zaporizhzhia: ZNTU. 2012, № 1. p.p. 51 – 57.
 10. IEC 61000-3-12:2012. *Electromagnetic Compatibility (EMC) of Technical Equipment*, 2012. (International Standard).
 11. IEC 61000-3-12:2004. *Limitation of Emission of Harmonic Currents in low Voltage Power Supply Systems for Equipment with rated Current Greater than 16 A Per Phase*, 2004. (International Standard).

Поступила 30.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

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

Немикіна Ольга Володимирівна (Немыкина Ольга Владимировна, Nemykina Olga Vladimirovna) – кандидат технічних наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, доцент кафедри електропостачання промислових підприємств; м. Запоріжжя, Україна; e-mail: olganemikina@ukr.net

Андрієнко Андрій Андрійович (Андрієнко Андрей Андреевич, Andrienko Andrej Andreevich) – Запорізький національний технічний університет, аспірант кафедри електричних та електронних апаратів; м. Запоріжжя, Україна; e-mail: vamoaseandrey@mail.ru

Авдєєв Ігор Вікторович (Авдеев Игорь Викторович, Avdeev Igor Viktorovich) – кандидат технічних наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, доцент кафедри електропостачання промислових підприємств; м. Запоріжжя, Україна; e-mail:

Прихно Валерія Леонідівна (Прихно Валерия Леонидовна, Prihno Valeria Leonidovna) – Запорізький національний технічний університет, ст. викладач кафедри електропостачання промислових підприємств; м. Запоріжжя, Україна; e-mail:

А. В. ОСИЧЕВ, А. А. ТКАЧЕНКО, Б. Д. ПОЧАПСКИЙ

МЕТОДИКА И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ВЫБОРА АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С УЧЁТОМ ИХ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ УЧЕБНОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ

Представлены подходы к расчёту и его результаты в части построения семейств механических, электромеханических и энергетических характеристик асинхронных машин продолжительного режима, а также их Матлаб-моделей с учётом особенностей представления каталожных данных для глубокопазных и двухклеточных машин и ориентированных на уровень, доступный при курсовом и дипломном проектировании.

Ключевые слова: трехфазный асинхронный двигатель, параметры схемы замещения, механические характеристики, глубокопазный и двухклеточный ротор, погрешности табличных данных, Матлаб-модели.

О. В. ОСИЧЕВ, А. О. ТКАЧЕНКО, Б. Д. ПОЧАПСКИЙ

МЕТОДИКА ТА ПРОГРАМНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ВИБОРУ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З УРАХУВАННЯМ ЇХ ТЕХНІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ НАВЧАЛЬНОМУ ПРОЕКТУВАННІ

Представлені підходи до розрахунку і його результати в частині побудови сімейств механічних, електромеханічних і енергетичних характеристик асинхронних машин тривалого режиму, а також їх Матлаб-моделей з урахуванням особливостей подання каталожних даних для глубокопазних та двокліткових машин та орієнтованих на рівень, доступний при курсовому та дипломному проектуванні.

Ключові слова: трифазний асинхронний двигун, параметри схеми заміщення, механічні характеристики, глубокопазний та двоклітковий ротор, похибки табличних даних, Матлаб-моделі.

A. V. OSICHEV, A. A. TKACHENKO, B. D. POCHAPSKY

METHODS AND SOFTWARE FOR THE SELECTION OF ASYNCHRONOUS MOTORS, TAKING INTO ACCOUNT THEIR TECHNICAL CHARACTERISTICS IN EDUCATIONAL DESIGN

In the paper extended problem statement for choosing an asynchronous motor of continuous mode is presented. Presents approaches to the calculation and its results in terms of building families of mechanical, electromechanical and power asynchronous machines of continuous mode, as well as their Matlab models, taking into account the features of the submission of catalog data for deep-cutting and two-cell machines and focused on the level available in course and degree design. Including, for example, the constructed mechanical characteristics of a deep-phase motor with current displacement with volt-frequency speed control down from nominal with a step of 20% in the presence of 20% preamplification at zero frequency, which is usually provided in the frequency converter, are shown. Also, Excel-calculations of a number of static and dynamic indicators of the quality of asynchronous machines, based on factory data for 30 series 4A machines. Estimated errors in the presentation of data in catalog tables. Particularly large were the deviations of the calculated values of the critical moment from its catalog values.

Keywords: three-phase asynchronous motor, equivalent circuit parameters, mechanical characteristics, deep-phase and two-cell rotor, errors of tabular data, Matlab models.

Введение. Нынешний выход электротехнической промышленности на качественно новый уровень в части технологий производства, создания образцов изделий и систем, а также методов расчёта и инструментов исследования в последние 20-30 лет был обусловлен появлением и массовым внедрением:

- надёжной и быстродействующей программируемой управляющей цифровой техники;
- силовых вентилях, работающих в ключевых режимах, и преобразователей на их основе;
- миниатюрных и высокоточных датчиков самых разных измеряемых величин;
- результатов больших наработок теории автоматического управления в части регуляторов, в том числе и реализованных в CAD-системах;
- средств-программ компьютерного моделирования механической и электрической частей разрабатываемых или исследуемых устройств без многих ранее используемых упрощений;
- коммуникационных промышленных сетей и облачных технологий хранения данных;
- и, как итог, – глобализацией задач автоматизации промышленности.

Вузы, в свою очередь, как составляющая и про-

дуцирующая часть этого процесса, модифицировали лабораторную базу учебного процесса по мере финансовых возможностей, а содержание базовых дисциплин – в пределах доступного количества академических часов с учётом общеизвестного снижения уровня школьной подготовки абитуриентов и в рамках таких стандартных форм учебного процесса, как лекция, курсовое, бакалаврское и магистровское проектирование.

В силу высокого темпа указанных изменений часть актуальных инженерных вопросов и задач подготовки инженеров, к сожалению, осталась без внимания и без соответствующих изменений и обновлений.

Весьма наглядным и простым примером является, такая базовая часть квалификации студента при проектировании, как выбор асинхронного двигателя в курсовых, бакалаврских и магистровских проектах.

Рассмотрим основные проблемы, которые возникают в ходе применения этой, казалось бы, давно и однозначно разработанной процедуры.

Целью работы является анализ процедуры выбора асинхронного короткозамкнутого двигателя продолжительного режима для механизма непрерывного действия с учётом дальнейшего использования АД в

исполняемом курсовом или дипломном проекте на следующих этапах:

1. Определение (расчёт) значений параметров Г- и Т-схем замещения АД, исходя из каталожных данных; сравнение рассчитанного/выбранного из каталога значения активного сопротивления горячей фазы статора с каталожным значением измеренного активного сопротивления холодной фазы статора (при его наличии);

2. Построение статических механических, электромеханических и энергетических характеристик АД, с учётом особенностей роторной/роторных клеток, таких как эффект вытеснения тока в глубокопазной реализации и двухклеточная реализация; сравнение полученных значений номинальной скорости, критического и пускового моментов с каталожными данными;

3. Построение упрощённой одноклеточной модели АД в пакете Simulink/Matlab, расчёт процессов пуска и наброса номинальной нагрузки;

4. Определение, оценивание динамических свойств АД в точке номинального режима по результатам моделирования (коэффициент демпфирования, частота свободных колебаний) и сравнение с полученными расчётными значениями по известным формулам; оценивание полосы пропускания АД на рабочей ветви механической характеристики для дальнейшего обоснованного выбора регулятора скорости в системе с преобразователем частоты при скалярном управлении; определение времени пуска собственно АД на модели и сравнение с каталожными данными;

5. Построение виртуальной модели АД в пакете SimPower/Matlab при питании от источника бесконечной мощности для одноклеточных и двухклеточных АД;

6. Сравнение статических и динамических характеристик, полученных по каталожным данным, по расчётным формулам и по результатам моделирования в двух моделях (см. п.2, п.4); оценка степени влияния явления вытеснения тока на величину пускового момента и длительность пуска, исходя из каталожных данных на индуктивности рассеяния и активное сопротивление ротора в режиме к.з.; оценка корректности выбора двигателя с точки зрения значения пускового момента;

7. Анализ соотношения графиков статических и динамических механических характеристик, полученных в п.2, п.4, п.6 и известных экспериментальных кривых;

8. Выбор элементов силовой части двухуровневого преобразователя частоты, подбор частоты коммутации вентиля его инвертора, задание крутизны фронтов напряжений на выходе инвертора и сравнение с допустимой для двигателя крутизной по каталожным данным АД;

9. Построение модели системы АД-ПЧ (с учётом п.1÷п.8) в пакете SimPower/Matlab; выполнение расчётов динамических процессов, получение численных значений выше поименованных характеристик в опорных точках и их сравнение между собой; расчёт пуска с вольтодобавкой (бустерное напряжение) от преоб-

зователя, оценка добавочного пускового момента, бросков тока и момента; расчёт процессов работы на нижней скорости, допустимой для двигателя по каталожным данным и её сравнение с процессами на типовой наименьшей скорости для диапазона регулирования 1:1000; сопоставление с низшей скоростью по требованиям технологического процесса;

10. Выбор элементов силовой части тиристорного устройства плавного пуска (при его использовании в проекте), построение модели системы УПП-АД, расчёт модели в режиме к.з. для определения пускового момента в установившемся режиме после затухания колебаний и сравнение с таковым по каталожным данным АД.

Такая расширенная постановка задачи на корректный выбор асинхронного двигателя для его компоновки в электропривод была вызвана многочисленными нестыковками либо несоразмерно большими расхождениями при расчётах в ходе курсового и дипломного проектирования, особенно в связи со скудно, фрагментарно или некорректно представленной технической документацией на двигатели массовых серий (кроме 4А), не говоря уже о специализированных исполнениях машин, например, конвейерных, рудничных, пожаро- и взрывобезопасных и т.п., которые было бы правильным ставить по назначению даже при студенческом проектировании, а также высоковольтных. С другими важными расчётами и аспектами, традиционно принимаемыми во внимание при выборе двигателя, можно при необходимости ознакомиться в целом ряде источников, однако они не являются объектами обсуждения данной статьи.

Такие источники упоминаются здесь и ниже по тексту статьи и с ними можно ознакомиться по указанному номеру источника в Дополнительном Списке, например, здесь это – ДС1÷ДС4. Файл с Дополнительным Списком выставлен в интернет по ссылке: <https://drive.google.com/file/d/1kUuiTRLwj0CCZB0J1qLEJ8WfquCqOZfh/view?usp=sharing>.

Ниже более подробно изложены результаты анализа задач из первой части пунктов п. 1 ÷ п. 10.

Объект исследования. Объектом исследования является совокупность каталожных данных асинхронных двигателей, типовых расчётных формул для определения численных значений их характеристик, ГО-СТов и программного обеспечения, обеспечивающих корректную реализацию процедуры выбора АД при курсовом и дипломном проектировании. Для повышения степени общности оценивания сходимости расчётных и каталожных данных были выбраны три двигателя различных серий и производителей (в том числе низковольтный двигатель 4А315М4УЗ на 200 кВт, низковольтный двигатель К22R 355bLY6 NS LL IL HW на 315 кВт от WEM и высоковольтный двигатель АМА-500L2L на 1,8 МВт от АВВ), а также для единственной информационно полно представленной серии 4А (см. ДС5, ДС7) выполнен анализ всех двигателей основного исполнения мощностью от 90 Вт до 315 кВт с синхронной частотой 3000 об/мин.

Результаты решения поставленной задачи исследования. Результаты решения задачи представим и обсудим в основном в порядке нумерации пунктов, принятой при постановке задачи.

1. Самый простой и даже примитивный путь выбора двигателя – по мощности, напряжению сети, скорости, а также по пусковому и критическому моментам из каталога. Такой выбор, правда, обеспечивает лишь видимость проведения учебного процесса. Следует отметить, однако, что подавляющее большинство справочников и каталогов АД обеспечивает пользователя лишь таким комплектом технических данных, что является не самым лучшим образцом информационного сопровождения своей продукции специалистами по электрическим машинам. В то же время общеизвестные расчётные формулы для токов, моментов в функции скорости требуют знания параметров схемы замещения как минимум для проведения учебного процесса с выполнением элементов проектирования. То есть, даже элементарное построение механической характеристики становится проблематичным, когда нужно задать двум академическим группам студентов 30-40 разных вариантов двигателей. Известный справочник С. Н. Вешеневского (см. ДС6) содержит значительную часть необходимых данных, но для машин сильно устаревших и предназначенных для повторно-кратковременного режима. Вторым, а по сути, единственным, полным источником данных является справочник А. Э. Кравчика (см. ДС7) по серии машин 4А, в том числе и для машин режима S1 (большое спасибо автору и его коллегам). В остальных справочниках информация о параметрах схемы замещения или отсутствует полностью или изредка содержится, причём очень фрагментарная. Ни одной контрольной точки, по которой можно было бы проверить корректность такой информации, в ней не представлено. А значит, любые очевидные некорректности построенных механических характеристик вполне можно отнести на счёт «опечаток» и т.п. неконтролируемых издержек издания, которые, к сожалению, имеют место.

Например, контрольной точкой, по которой можно судить о корректности параметров схемы замещения, является, например, измеренное разработчиками значение «холодного» сопротивления фазы статора. Оно, конечно, не должно совпадать с «горячим» сопротивлением фазы статора схемы замещения, но при известном классе изоляции (что тоже часто бывает в дефиците) можно провести пересчёт и убедиться в сходимости данных производителя или констатировать очень большую их погрешность ещё до начала построения механической характеристики или моделирования динамики в Матлабе.

Рассмотрим пример того, насколько велики получаются указанные расхождения. В качестве анализируемых машин примем серию 4А (см. *Объект исследования*), внесём представленные в ней значения параметров схемы замещения в Excel-таблицы (отсканируем с распознаванием и затем аккуратно сверим), произведём переход от относительных параметров к

абсолютным, от Г-схемы к Т-схеме и найдём отношения значения «горячих» сопротивлений фаз статора к «холодным». Так как маломощные машины этой серии (с высотами оси вращения 50-132 мм) имеют изоляцию класса В, а мощные (с осью 165-355 мм) – класса F, то ожидаемые значения должны быть 1,24 и 1,38 соответственно. К сожалению, для ряда двигателей отклонения превышают 20%, как видно по синему графику для r_1 из рис. 1. И тогда может возникнуть вопрос: чему доверять (и использовать в расчётах), расчётному значению или измеренному (если оно было измерено авторами справочника, о чем в тексте не сказано)? Тем более, что, как известно, американские изготовители обычно указывают значения «холодного» сопротивления, а европейские не указывают, и это вызывает ещё большие подозрения. Этот вопрос и возникает у студентов, выполняющих курсовой проект.

Прежде, чем анализировать другие графики рис. 1, отметим, что согласно выборке из ГОСТов на асинхронные машины (см. ДС8, стр. 26) к 1980 году допустимые погрешности анонсированных значений ряда параметров серий машин составляли до 20%. Однако, спустя 40 лет в эпоху точных технологий производства, измерения и расчётов такое отклонение сопротивления (на верхнем пределе), да ещё и для среднестатистических показателей серии, а не для отдельных машины, выглядит неестественно.

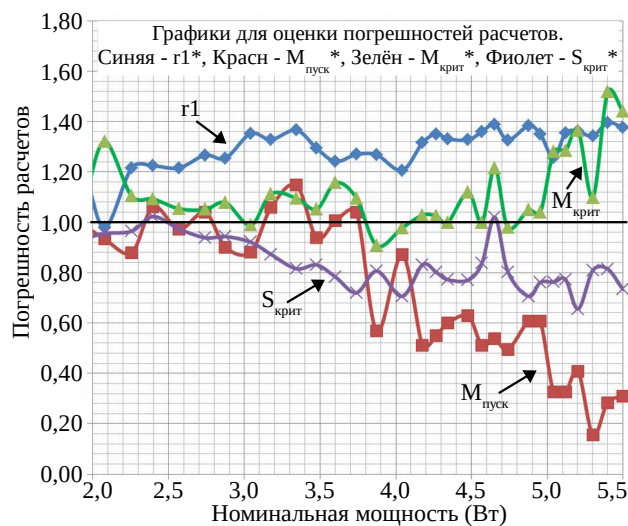


Рис. 1. Графики для оценки погрешностей – отношения расчётных и каталожных значений сопротивлений фазы статора, пускового момента, критического момента и критического скольжения АД серии 4А в функции логарифма от номинальных мощностей машин в диапазоне от 90 Вт до 315 кВт. Горизонтальная линия на уровне 1 соответствует точному равенству значений анализируемых параметров из их каталожных представлений

2. Построение механической, электромеханической и других характеристик однофазного асинхронного двигателя не выглядит сложной задачей на фоне других задач курсового и дипломного проектирования. Но это верно лишь в самом примитивном случае калькуляторных расчётов «по Кlossу» при выданных преподавателем готовых значениях парамет-

ров схемы замещения и при отсутствии дальнейшего этапа сверки результатов построений с каталожными данными, а, тем более, с результатами компьютерного моделирования. Особенно, если просто подставить значения параметров в готовую разработанную программу для построения механических характеристик при всевозможных способах регулирования скорости двигателя в системе без обратных связей. Но даже такие графики $\omega(M)$, показанные на рис. 2, в силу их разнообразия полезны для того, чтобы помочь студенту обоснованно сделать черновой выбор способа регулирования скорости, хотя и с учётом значительных погрешностей. Отметим, что допускаемые ГОСТом отклонения пускового и критического моментов от номинальных значений здесь составляют -15% и -10% (см. ДС8), скольжения при номинальной нагрузке – $\pm 20\%$, начального пускового тока – $+20\%$.

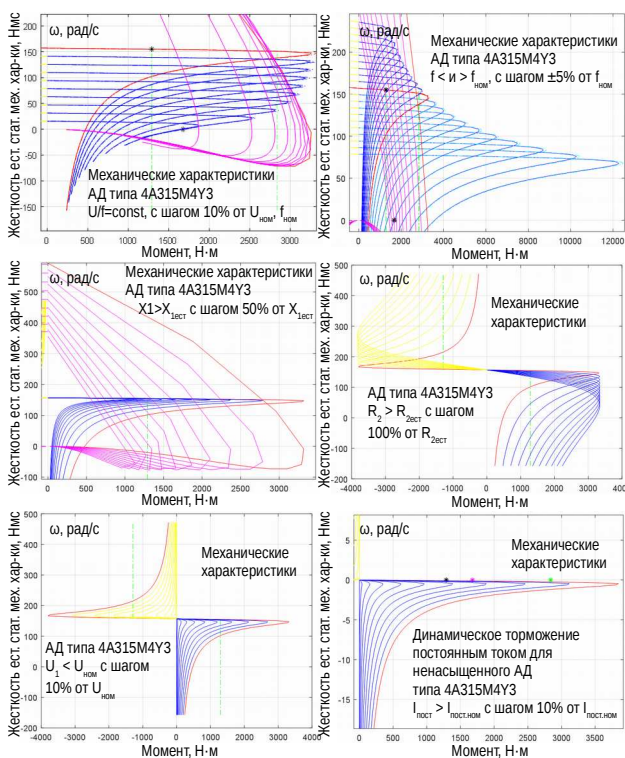


Рис. 2. Семейства механических характеристик, построенных «по Клоссу» при регулировании скорости по закону Костенко, изменением частоты напряжения, индуктивности статорной цепи, активного сопротивления ротора, амплитуды напряжения и при динамическом торможении постоянным током

Отклонения критического момента, полученного стандартным расчётом по параметрам Т-схемы замещения (см. ДС9) и для надёжности – по Клоссу, исходя из Г-схемы (см. ДС10) отображены зелёной линией $M_{крит}$ на рис. 1. Хорошо видно, что для машин малой и большой мощности расчётные значения критического момента превышают анонсированные каталожные на $40\div 50\%$, что вызывает большие вопросы даже у самых незаинтересованных студентов. При этом отклонения «в минус» составляют -10% и выявить какую-либо тенденцию (типа сознательного занижения авторами каталога анонсированных значений максималь-

ного момента «для подстраховки») сложно. В то же время, значения критического скольжения по кривой $S_{крит}$ такую тенденцию к спаду явно имеют, хотя и укладываются в упомянутые 20%. Такие величины погрешностей для отдельных двигателей, строго говоря, ставят под сомнение результаты их последующего моделирования в Матлабе, особенно по части динамики при пуске.

И, наконец, самая большая «погрешность» – до 70%, или расхождение в 3 раза, – имеет место при определении пускового момента. Понятно, что при последующем моделировании в Матлабе такой двигатель с такой моделью будет запускаться в 3 раза дольше, чем указано в таблицах. Это просто неестественно для машины, особенно мощной, а защита от затянувшегося пуска должна будет ее отключить. Вместе с тем, тенденция на этом графике к спаду пускового момента правильная, так как он получен без учёта эффекта вытеснения тока, просто «по Клоссу». Такой характер кривой показывает, что при курсовом и дипломном проектировании эффект вытеснения тока должен быть введен в модель асинхронной машины, а желательно – и в соответствующие лекции учебного плана. По крайней мере, в учебнике по электрическим машинам (см. ДС11) он описан вполне приемлемо для переноса описания в Матлаб-модель. Единственной преградой на пути его внедрения остаётся полное отсутствие в справочниках, кроме справочника Кравчика А.Э. (см. ДС7), значений параметров схемы замещения серийных машин для режима к.з. Но даже при использовании к.з.-параметров (см. ДС7) для моделирования динамики приходится произвольно разделять сумму значений индуктивностей рассеяния статора и ротора на две отдельные компоненты, так как такое разделение не предусмотрено в вузовском курсе и, соответственно, в справочнике. Но известную функциональную зависимость с гиперболическими синусами-косинусами для расчёта активного и индуктивного сопротивлений однофазного глубокопазного ротора все же удастся ввести как в формулы для построения статической механической характеристики, так и в Матлаб-модель асинхронной машины. В итоге при некоторой вариации указанных значений удаётся получить совпадение рассчитанного и анонсированного в справочнике пусковых моментов. Здесь же отметим, что минимальный момент АД, значения которого приведены в справочнике, и соответствующий изгиб кривой $\omega(M)$ мы таким образом не получим, поскольку он обусловлен другими эффектами асинхронной машины (асинхронными и синхронными паразитными моментами и высшими пространственными гармониками), которые и описаны сложно и достоверных значений параметров для схем замещения таких серийных машин специалисты нам не предлагают, о чем пишет И. П. Копылов (ДС12).

Студентам, строящим стандартные характеристики $\omega(M)$, нужно, однако иметь в виду, что из-за упомянутых «второстепенных» эффектов механическая характеристика может быть так искажена, что «живая», а не «модельная» машина вообще не запустится.

Нижє на рис. 3,а и рис.3,б показаны графики механических характеристик, экспериментально снятых для машин серии 4А (см. ДС5) и на рис. 4 – 50 лет назад в лаборатории завода ХЭЛЗ проф. Акимовым Л. В. для двигателя KMR-100L4.

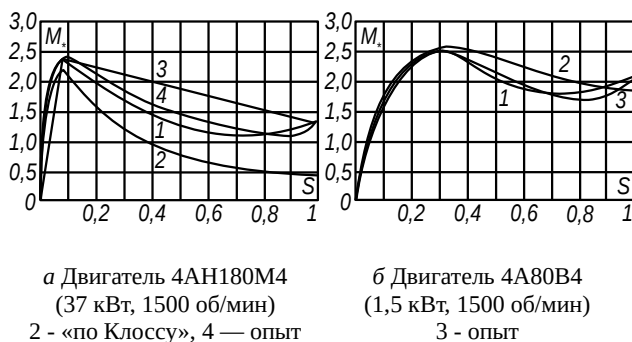


Рис. 3. Натурные и расчётные механические характеристики асинхронных машин

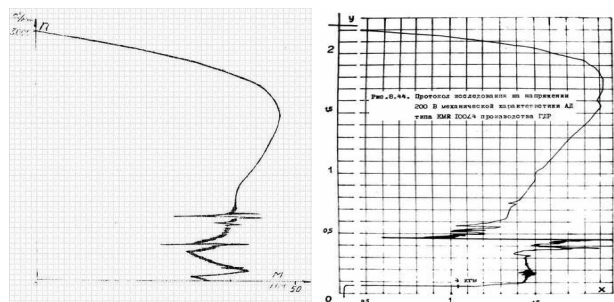


Рис. 4. Механические характеристики двигателя KMR-100L4, снятые при медленном нагружении асинхронного двигателя от скорости холостого хода посредством системы СПР-ДПТ, настроенной на симметричный оптимум

На рис. 5 показан результат расчёта семейства статических механических характеристик, рассчитанных в Матлабе посредством написанной программы с учётом вытеснения тока и с учётом пусковой вольтодобавки (в предположении наличия частотного преобразователя на следующих этапах проектирования).

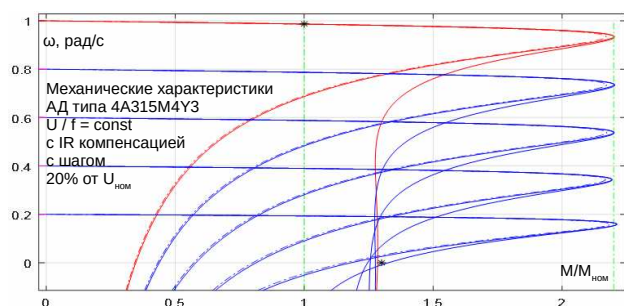


Рис. 5. Графики семейств механических характеристик АД, рассчитанных как без учёта вытеснения тока (о), так и с его учётом (×); * – каталожные значения ω и M

IR-компенсация, как видно, позволяет сохранить неизменным значение максимального момента при снижении скорости до малых значений. Однако для того, чтобы привести в соответствие полученные

критический момент и пусковой момент с каталожными значениями (уменьшить первый, увеличить второй) пришлось «эвристически» уменьшить глубину паза от каталожных 4 см до 2,5 см, что ещё раз подчёркивает проблему несоответствия каталожных и расчётных (по каталожным) значений моментов.

Для других серий однофазных двигателей, параметров схемы замещения которых производители не публикуют, несложно пробовать воспользоваться программой неитерационного оценивания значений параметров схемы замещения, построенной по алгоритму, опубликованному Ю. А. Мощинским [1], однако его проверка на машинах серии 4А, выполненная авторами, показала заметные отклонения (погрешности) значений параметров: найденных от каталожных. Больше оснований доверять, всё-таки, каталожным значениям от Кравчика А. Э., хотя наличие в интернете в свободном доступе расчётной программы, реализующей алгоритм [1], является бесспорным и определяющим преимуществом. Близкие же по цели, но более основательные работы Сивокобыленко В. Ф. [2] для студентов сложны, да и не предлагают готового программного обеспечения.

Если для однофазной широкополосной машины задача корректного построения механической характеристики решается с учётом вышеизложенного материала, то для двухфазной машины процедура ее построения выглядит гораздо более вариантно. Стартовые условия расходятся уже на уровне форм представления схем замещения. Схема из учебника (см. ДС11) физически обоснована, но не обеспечена значениями параметров её элементов для серий двигателей и требует предварительных расчётов на уровне информации о конструктивных элементах машины. Типовая же трёхконтурная схема замещения этой машины не совсем физична: она является просто базой для оптимизационной подгонки её параметров к наилучшему совпадению с несколькими значениями характеристик машины (моменты критический, пусковой, ток пусковой, номинальное скольжение). Что делается с механической характеристикой между этими точками остаётся неизвестным. По информации от автора программы для каждого шестого двигателя оптимизационный алгоритм не сходится. Но достоинством её является наличие и доступность для студентов готовой программы оптимизации, дающей значения параметров этой схемы замещения. Кроме того, такой «аппроксимационный» подход позволяет моделировать как двухфазные, так и широкополосные машины, не прибегая к вариации значений параметров схем замещения в функции скольжения, что очень выгодно при построении динамической модели АД в Матлабе, чем и воспользовались разработчики пакета SimPower. Обратное эквивалентирование тоже возможно, что следует из приведения фактически двухфазных, как отмечено в [3], машин с повышенным пусковым моментом серии 4А к однофазной широкополосной в базовом справочнике (см. ДС7) ради единообразия схем замещения в пределах серии, однако для расчётов динамических процессов это неудобно, так как превра-

щает машину с постоянными параметрами в машину с переменными параметрами.

Кроме того, авторы статьи разработали в пакете Maple программу построения самых разных характеристик асинхронной машины, которая позволяет оперативно их рассчитать и построить для произвольно заданной схемы замещения, что открыло возможность получения других аппроксимационных схем замещения и ручного анимационного подбора значений их параметров. Этот подход описан в [3], а программа доступна для студентов и используется в учебном процессе кафедры АЭМС НТУ «ХПИ», обеспечивая их инструментом для отыскания значений параметров схемы замещения двухконтурной машины для последующего моделирования динамики в SimPower.

Специалистам также известна серьёзная многофункциональная программа DIMAS Drive [4] для выбора, расчёта параметров и проектирования асинхронных двигателей. Однако, она, судя по описанию и не исполняемому демо-примеру, явно избыточна для целей курсового/дипломного проектирования студентов-электроприводчиков и не только, требует большого набора данных из области конструкции, магнитных свойств и др. а, главное, в интернет-поисковиках Google и других она не обнаруживается для бесплатного скачивания или онлайн использования: ни основная версия, ни её урезанная или пробная версии для некоммерческого применения. Поэтому для студентов она фактически недоступна. Неясно также, позволяет ли DIMAS Drive рассчитать и построить динамический процесс прямого пуска асинхронного двигателя (а еще лучше – ПЧ-АД) с учётом всех рассмотренных в ней аспектов, а если да, то по какой динамической модели и имеется ли возможность рассчитать двигатели, не входящие в её базу данных, по типовому, обычно очень «куцому» набору их технических характеристик, например, из каталогов зарубежного производителя. Информация об этих и других вопросах от разработчиков программы отображена в книге [5], которая выставлена в интернете на продажу за 2720 гривен, что чрезмерно для студента, доцента и вузовской библиотеки. Очевидно, поэтому за 5 лет с момента её издания её никто так и не попытался купить и не читал (статистика сайта), а иного способа (в виде нелегальных копий) для доступа к книге не предусмотрено. В то же время, надо отметить, что она обеспечивает возможность построения графиков механических характеристик АД с учётом полного набора факторов, обычно обсуждаемых в работах специалистов по электрическим машинам. Так, например, минимальный момент, значения которого приводятся в справочнике (см. ДС7), можно получить расчётом в [4], о чем свидетельствует авторский график, показанный на рис. 6. Именно такие графики хотелось бы получать от студентов в ходе выполнения курсовых или дипломных работ. Интересное решение предлагают авторы [6], которое имеет сходные достоинства и недостатки.

Выводы. В статье определены существо и объем блока задач, которые должны быть решены для корректного выбора асинхронного двигателя продолжи-

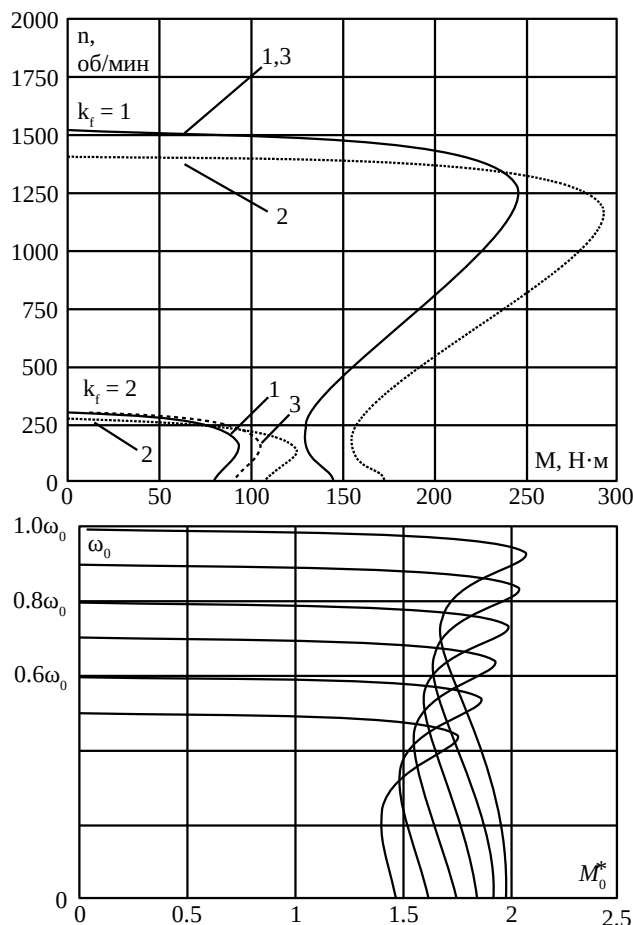


Рис. 6. Механические характеристики асинхронного двигателя, рассчитанные авторами пакета [4] и статьи [6]

тельного режима в ходе курсового и дипломного проектирования асинхронного электропривода, вскрыта проблематика, определены подходы к решению задач, показаны и проанализированы примеры реализации расчётов в пакете Матлаб для широкополосных и двухконтурных АД.

Показано, что корректный выбор двигателя, как начальная часть студенческого проекта, наталкивается на обилие нестыковок, в том числе на отсутствие достоверных открытых данных о параметрах достаточного количества (чтобы не повторяться) разных серийных АД; на отсутствие их свободнораспространяемых компьютерных моделей, сочлененных с входным набором параметров и результатов расчёта хотя бы с точностью до 10%; на отсутствие адекватной подготовки студентов-приводчиков в области элементов конструкции машин, необходимых для расчёта параметров схем замещения; на отсутствие достаточного времени в учебных планах для обеспечения интеграции указанного профиля в подготовку приводчиков и для выполнения в последующем корректных расчётов асинхронного двигателя и электропривода на его основе.

К сожалению, эти проблемы решаются очень фрагментарно, в значительной мере в силу отсутствия у студентов серьёзного интереса к изучению тематики проектирования.

Список литературы

1. Мощинский Ю. А., Беспалов В. Я., Кирякин А. А. Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным. *Электричество*. URL: https://www.booksite.ru/elektr/1998/1998_4.pdf. (дата обращения 10.04.2019).
2. Сивокобыленко В. Ф., Кузьменко Д. И., Яременко С. П. Диагностика стержней двухклеточных и глубокопазных короткозамкнутых роторов асинхронных двигателей. *Наукові праці Донецького національного технічного університету. Сер.: Електротехніка і енергетика*. Покровськ: ДВНЗ «ДонНТУ», 2011, Вип. 10(180). С. 148 – 152.
3. Осичев А. В., Шарко Ю. И., Ткаченко А. А. *Проектирование и метод расчета высоковольтных двухклеточных АД. Моделирование асинхронного электропривода с учетом эффекта вытеснения тока*. Deutschland: LAMBERT Academic Publishing, 2018. 116 с.
4. 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.
5. Петрушин В. С. *Асинхронные короткозамкнутые двигатели в регулируемом электроприводе*. Deutschland: LAMBERT Academic Publishing, 2014. 344 с.
6. Малиар В. С., Малиар А. В., Андрейшин А. С. Метод розрахунку механічних характеристик асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором. *Електротехніка і Електромеханіка*. Харків: НТУ «ХПІ». 2019. №2. С. 9 – 13.
2. Sivokobylenko V. F., Kuz'menko D. I., YArementko S. P. Diagnostika sterzhnej dvuhkletochnyh i glubokopaznyh korotkozamknytyh rotorov asinhronnyh dvigatelej [Diagnosis of Rotor Bars of Two-Cage and Squirrel Cage Induction Motors with Deep Slots]. *Naukovi pratsi Donetskoho natsionalnoho tekhnichnoho universytetu. Ser.: Elektrotekhnika i enerhetyka* [Scientific works of the Donetsk National Technical University. Series: Electrical Engineering and Energy]. Pokrovsk: DVNZ «DonNTU», 2011, vyp. 10(180). pp. 148 – 152.
3. Osichev A. V., Sharko YU. I., Tkachenko A. A. *Proektirovanie i metod rascheta vysokovol'tnyh dvuhkletochnyh AD. Modelirovanie asinhronnogo elektoprivoda s uchetoм efekta vytesneniya toka* [Design and calculation method for high-voltage two-cell asynchronous motors. Simulation of asynchronous electric drive taking into account the effect of current displacement]. Deutschland: LAMBERT Academic Publishing, 2018. 116 p.
4. Petrushin V. S., Petrushin V. S., Ryabinin S. V., YAkimec A. M. *Programmnyy produkt «DIMASDrive». Programma analiza raboty, vybora i proektirovaniya asinhronnyh korotkozamknytyh dvigatelej sistem reguliruemogo elektoprivoda* [Software «DIMASDrive». Program of analysis of work, selection and design of asynchronous short-circuited motors of systems of adjustable electric drive]. Patent UA, № 4065, 2001.
5. Petrushin V. S. *Asinhronnyye korotkozamknytyye dvigateli v reguliruyemom elektoprivode* [Asynchronous short-circuited motors in adjustable electric drive]. Deutschland: LAMBERT Academic Publishing, 2014. 344 p.
6. Maliar V. S., Maliar A. V., Andreishyn A. S. *Metod rozrakhunku mekhanichnykh kharakterystyk asinhronnykh dvyhuviv z korotkozamknym rotorom* [Method of calculation of mechanical characteristics of asynchronous motors with short-circuited rotor]. *Elektrotekhnika i Elektromekhanika* [Elektrotekhnika i Elektromekhanika]. Kharkiv: NTU «KhPI». 2019, №2. pp. 9 – 13.

References (transliterated)

1. Moshchinskij YU. A., Bespalov V. YA., Kiryakin A. A. *Opreделение parametrov skhemy zameshcheniya asinhronnoj mashiny po katalozhnym dannym* [Determination of the parameters of the equivalent circuit of an asynchronous machine using catalog data]. *Elektrichestvo* [Electrical technology Russia]. URL: https://www.booksite.ru/elektr/1998/1998_4.pdf. (accessed 10.04.2019).

Поступила 28.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Осичев Олександр Васильович (Осичев Александр Васильевич, Alexander Osichev) – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: osichev@kpi.kharkov.ua

Ткаченко Андрій Олександрович (Ткаченко Андрей Александрович, Andrey Tkachenko) – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: magistramd@gmail.com

Почапський Богдан Дмитрович (Почапский Богдан Дмитриевич, Bogdan Pochapsky) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», студент кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: b.kotovskii@gmail.com

А. В. СЕМИКОВ, В. В. ВОИНОВ

К ВЫБОРУ ПАРАМЕТРОВ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ

Получена зависимость требуемых параметров тягового электродвигателя постоянного тока и асинхронного (номинальная мощность и произведение перегрузочной способности по моменту на диапазон регулирования скорости во второй зоне при уменьшении потока) в статических режимах от заданных условий движения и параметров электромобиля (максимальные скорость и уклон дороги, коэффициент трения, проскальзывания колёс и аэродинамического сопротивления). Также для динамических режимов получена зависимость номинальной мощности двигателя постоянного тока от параметров электромобиля, необходимая для его работы без перегрева в 5-ти стандартных циклах (NEDC, AUDC, FTP72, J1015 и JC08).

Ключевые слова: электромобиль, электропривод, статическая механическая характеристика, эквивалентная нагрузка.

О. В. СЕМИКОВ, В. В. ВОИНОВ

ДО ВИБОРУ ПАРАМЕТРІВ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОДВИГУНА ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ

Отримано залежність необхідних параметрів тягового електродвигуна постійного струму й асинхронного (номінальна потужність і добуток перевантажувальної здатності по моменту на діапазон регулювання швидкості в другій зоні при зменшенні потоку) в статичних режимах від заданих умов руху і параметрів електромобиля (максимальні швидкість і ухил дороги, коефіцієнт тертя, проковзування коліс і аеродинамічного опору). Також для динамічних режимів отримана залежність номінальної потужності двигуна постійного струму від параметрів електромобиля, необхідна для роботи електродвигуна без перегріву в 5-ти стандартних циклах (NEDC, AUDC, FTP72, J1015 та JC08).

Ключові слова: електромобіль, електропривод, статична механічна характеристика, еквівалентне навантаження.

A. V. SEMIKOV, V. V. VOINOV

TO SELECT PARAMETERS OF ELECTRIC VEHICLE ELECTRIC MOTOR

The dependence of the required parameters of the traction direct current and induction electric motor (nominal power and production of torque overload on the velocity range in the second zone by reducing the field) in static modes on the specified driving conditions and parameters of the electric vehicle (maximum speed and slope of the road, coefficient of friction, wheel slip and aerodynamic drag) are obtained. Also for dynamic modes, the dependence of the direct current motor nominal power on the parameters of the electric vehicle, necessary for the motor to operate without overheating in 5 standard cycles (NEDC, AUDC, FTP72, J1015 and JC08) are obtained. Static power at maximum speed of the cycles with large velocity control range in the second zone within velocities at FTP72, NEDC, J1015 and JC08 cycles is sufficient for movement without overheating taking into account dynamic modes, but for small ranges and at the UADC cycle dynamic forces must be taken into account increasing the equivalent motor current.

Keywords: electric vehicle, electric drive, static mechanical characteristic, equivalent load.

Введение. В настоящее время многие автопроизводители увеличивают количество выпускаемых электромобилей, а некоторые уже определили сроки полного перехода на их выпуск [1]. Также в Украине одни из наибольших относительных темпов увеличения числа электромобилей в Европе [2]. В связи с этим на кафедре «Автоматизированные электромеханические системы» НТУ «ХПИ» была открыта новая специализация «Компьютеризированные системы электромобилей» и на базе автомобиля Ланос создан 1-ый в Украине лабораторный образец электропривода (ЭП) электромобиля, обеспечивающий в тормозных режимах возврат энергии в суперконденсаторную батарею с последующим её использованием [3].

Целью работы является установление соотношений для расчёта мощности тягового электродвигателя (ЭД), его перегрузочной способности и диапазона регулирования скорости во 2-ой зоне в статических (при заданных максимальных скорости V_{\max} продолжительного движения электромобиля и угла α_{\max} наклона дороги при кратковременном движении, так как они являются одними из основных задаваемых параметров электромобиля [4]) и динамических режимов движения в стандартных циклах без перегрева.

Создание тягового ЭП рассматривается в [4], но там не приводятся соответствующие расчётные зави-

симости. Для электромобиля важным технологическим параметром является его линейная скорость V , определяющая силу F , противодействующую движению, включающую динамическую составляющую mdV/dt и статические: аэродинамическое сопротивление воздуха $C_x \rho_v S_{\text{л.с.}} V^2/2 \operatorname{sgn} V$, продольную составляющую сила тяжести $mg \sin \alpha$ [4] и силу трения качения $\mu_0(1+C_\mu V) mg \cos \alpha$ [5]:

$$F = m \frac{dV}{dt} + \mu_0(1+C_\mu V) mg \cos \alpha \operatorname{sgn} V + mg \sin \alpha + C_x \rho_v S_{\text{л.с.}} V^2/2 \operatorname{sgn} V, \quad (1)$$

где m – масса электромобиля;

$\mu_0(1+C_\mu V)$ – коэффициент трения качения колёс о дорогу, зависящий от скорости;

α – угол наклона дороги (положительное значение соответствует движению вверх);

C_x – коэффициент аэродинамического сопротивления;

ρ_v – плотность воздуха;

$S_{\text{л.с.}}$ – площадь лобового сопротивления.

Учитывая пропорциональное влияние массы электромобиля на силу в большинстве слагаемых зависимости (1), с целью универсализации при получении расчётных соотношений применены величины

удельные по массе электромобиля (т.е. отнесённые к ней), введён коэффициент:

$$k_r = C_x \rho_B S_{\text{л.с.}} / (2m) \quad (2)$$

и получено выражение удельной силы при $V > 0$

$$F^* = \frac{F}{m} = \frac{dV}{dt} + g \cos \alpha (\mu_0 (1 + C_{\mu} V) + \text{tg} \alpha) + k_r V^2. \quad (3)$$

Графическая зависимость статической составляющей от скорости показана на рис. 1 при различных уклонах дороги ($\text{tg} \alpha$) и коэффициентах k_r для движения с резиновыми шинами по дорожное с асфальтовым покрытием ($\mu = 0,007$ и $C_{\mu} = 0,1$ [5]).

Из него видно, что при малых скоростях ($V < 5$ м/с = 18 км/ч) и больших уклонах сила сопротивления движению почти не зависит от скорости. Следовательно, влиянием аэродинамического сопротивления и линейной составляющей трения качения при рассмотрении медленного движения вверх с максимальным наклоном дороги можно пренебречь, и максимальное значение удельной статической силы в соответствии с зависимостью (3) примет вид:

$$F_{\text{с.макс.}}^* = g \cos \alpha_{\text{макс}} (\mu_0 + \text{tg} \alpha_{\text{макс}}). \quad (4)$$

Учитывая радиус приведения $\rho_{\text{тр}}$ и КПД $\eta_{\text{тр}}$ трансмиссии, для создания этой силы требуется момент на валу ЭД:

$$M_{\text{с.макс.}} = \frac{\rho_{\text{тр}}}{\eta_{\text{тр}}} m g \cos \alpha_{\text{макс}} (\mu_0 + \text{tg} \alpha_{\text{макс}}), \quad (5)$$

который соответствует точке В на рис. 2, пересечению статических механических характеристик нагрузки (штрих-пунктирная линия) при $\alpha_{\text{макс}}$ и ЭД (непрерывная линия) с наибольшей жёсткостью.

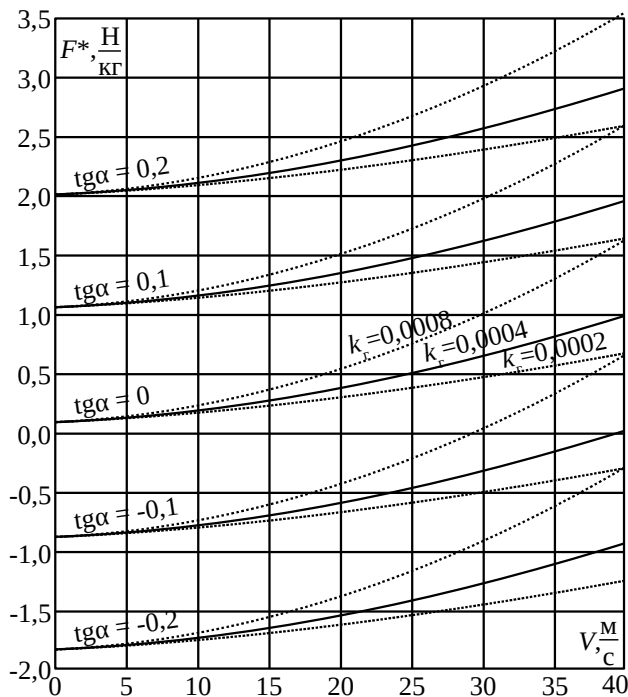


Рисунок 1 – Зависимости удельной статической силы от скорости при различных уклонах и k_r

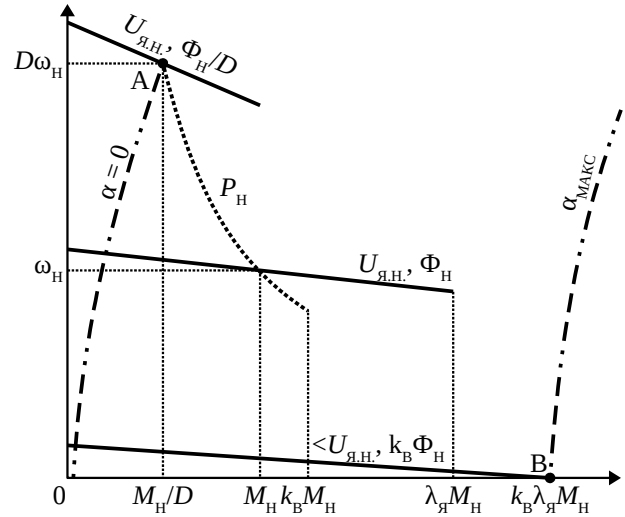


Рисунок 2 – Статические механические характеристики ЭД при различном потоке возбуждения и нагрузке при разных уклонах

При движении с большими скоростями ($V > 10$ м/с = 36 км/ч) сила аэродинамического сопротивления и линейная составляющая трения качения существенно возрастают, и при движении по горизонтальному участку с большой скоростью ($V > 20$ м/с = 72 км/ч) их величина в несколько раз превосходит силу сопротивления качению при малой скорости в соответствии с выражением (1). При движении под уклон ($\text{tg} \alpha < 0$) сила сопротивления становится отрицательной, что указывает на переход ЭД в генераторный режим с рекуперацией энергии в накопители.

Однако при небольших уклонах ($0 > \text{tg} \alpha > -0,1$) и движении с большой скоростью ($V > 30$ м/с = 108 км/ч) аэродинамическое сопротивление и трение качения существенно уменьшают абсолютное значение статической силы, и, как следствие, мощность, которая могла бы быть рекуперирована для последующего использования в двигательном режиме. Это означает, что при движении под уклон, выбирая скорость движения, водитель электромобиля должен учитывать этот фактор, принимая во внимание наличный ресурс аккумуляторной батареи, расстояние до цели поездки и необходимость замедления либо остановки с применением механической системы торможения.

Для движения с максимальной заданной скоростью по горизонтальной дороге ЭП должен создавать силу, удельное значение которой в соответствии с зависимостью (3) равно:

$$F_{\text{с. V}_{\text{макс}}}^* = \mu_0 g (1 + C_{\mu} V_{\text{макс}}) + k_r V_{\text{макс}}^2, \quad (6)$$

соответственно ЭД должен развивать момент:

$$M_{V_{\text{макс}}} = \frac{\rho_{\text{тр}}}{\eta_{\text{тр}}} m (g \mu_0 (1 + C_{\mu} V_{\text{макс}}) + k_r V_{\text{макс}}^2), \quad (7)$$

который соответствует точке А на рис. 2, пересечению статических механических характеристик нагрузки при $\alpha = 0$ и ЭД с максимальной скоростью холостого хода. Для используемой машины постоянного тока

(МПТ) в созданном на кафедре электромоbile [3] предполагается принудительное охлаждение, обеспечивающее независимость допустимых продолжительных потерь в двигателе от скорости его вращения. Если использовать МПТ с независимым возбуждением (например ЭД МЕ1002 для электромоbile [6]), то ЭД может обеспечивать номинальную механическую мощность P_n в диапазоне D скоростей от номинальной ω_n до максимальной $D\omega_n$ во 2-ой зоне регулирования при уменьшении потока возбуждения в D раз и сохранении напряжения якоря, что показано пунктирной линией P_n на рис. 2. Соответственно допустимый продолжительный момент ЭД на максимальной скорости составляет:

$$M_{\omega_{\max}} = M_n / D, \quad (8)$$

где M_n – номинальный момент ЭД.

Асинхронные машины (АМ) также обеспечивают номинальную механическую мощность в продолжительных режимах при номинальном действующем значении питающего напряжения и увеличении его частоты больше номинального в диапазоне скоростей, ограниченном перегрузочной способностью АМ по моменту [7].

МПТ обладает кратковременной перегрузочной способностью по току якоря λ_a и по току возбуждения, позволяющая увеличивать поток возбуждения больше номинального в k_b раз, обеспечивая перегрузочную способность по моменту $\lambda_m = k_b \lambda_a$, соответственно максимальный момент на валу составляет:

$$M_{\max} = \lambda_m M_n. \quad (9)$$

Также АМ имеют перегрузочную способность λ_m , ограниченную критическим моментом, зависящим от параметров цепей АМ в отличие от МПТ, в которых момент ограничен допустимым током.

Для обеспечения кратковременного движения с максимальным уклоном (точка В, рис. 2) приравнено (5) к (9) и для обеспечения продолжительного движения с максимальной скоростью (точка А, рис. 2) приравнено (7) к (8), в результате получена зависимость произведения коэффициента перегрузочной способности по моменту на требуемый диапазон регулирования скорости ЭД во 2-й зоне от заданных характеристик электромоbile и условий движения:

$$\lambda_m D = \frac{g(\mu_0 + tg \alpha_{\max}) \cos \alpha_{\max}}{g\mu_0(1 + C_{\mu} V_{\max}) + k_r V_{\max}^2}. \quad (10)$$

Эта зависимость отображена на рисунке 3 при различных уклонах дороги ($tg \alpha_{\max}$) и коэффициентах k_r для резиновых шин и асфальта ($\mu = 0,007$ и $C_{\mu} = 0,1$ [5]). На нём видно увеличение требуемого диапазона или перегрузочной способности при увеличении максимального уклона дороги, что объясняется увеличением требуемого максимального момента на колёсах на малой скорости без изменения момента на максимальной скорости на горизонтальной дороге. Графики также показывают уменьшение требуемого диапазона при увеличении k_r и/или заданной максимальной скорости, что объясняется увеличением момента на колё-

сах при максимальной скорости на горизонтальной дороге без изменения момента при малой скорости на наклонной дороге.

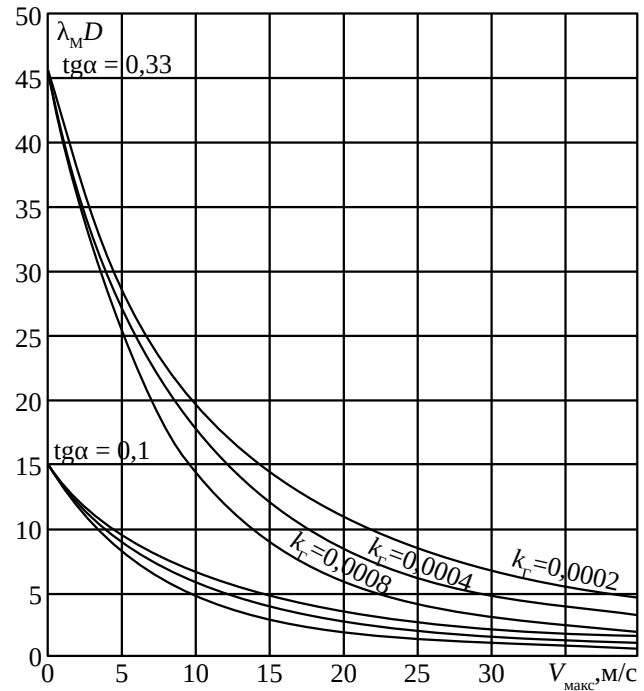


Рисунок 3 – Зависимость произведения перегрузочной способности по моменту на диапазон регулирования от скорости при различных уклонах и k_r

Создание тягового усилия колёсами сопровождается их проскальзыванием относительно дороги, и скольжение почти пропорционально тяговому усилию при его значениях существенно меньше максимального [8], соответственно скорость вала ЭД будет:

$$\omega = \frac{V}{\rho_{\text{тр}}} (1 + C_{\omega} F^*), \quad (11)$$

где C_{ω} – коэффициент влияния силы тяги на проскальзывание, принятый постоянным в рассматриваемых режимах движения с силой $F^* < 0,5g$ и по сухой дороге с коэффициентом сцепления около 1.

Соответственно, при заданной максимальной скорости электромоbile с учётом (3) скорость вала ЭД составит:

$$\omega_{\max} = \frac{V_{\max}}{\rho_{\text{тр}}} \left(1 + C_{\omega} \left(\mu_0 (1 + C_{\mu} V_{\max}) g + k_r V_{\max}^2 \right) \right), \quad (12)$$

и на его валу должна создаваться мощность:

$$P_n^* = \left(1 + C_{\omega} \left(\mu_0 (1 + C_{\mu} V_{\max}) g + k_r V_{\max}^2 \right) \right) \cdot \frac{V_{\max}}{\eta_{\text{тр}}} \left(\mu_0 (1 + C_{\mu} V_{\max}) g + k_r V_{\max}^2 \right), \quad (13)$$

значение которой ограничивает минимальную номинальную мощность ЭД из условия продолжительного движения без его перегрева на этой скорости. Значения этой мощности в зависимости от k_r для асфальта и резиновых шин ($C_{\omega} = 0,003$ [7], $\mu = 0,007$ и $C_{\mu} = 0,1$) показаны пунктирными линиями на рис.4 при скоростях 25,35 м/с, 25 м/с, 16,03 м/с, 19,44 м/с и 22,67 м/с, являющимися максимальными в стандартных циклах

US federal test procedure FTP72, New European driving cycle for low power vehicles (NEDC), Urban artemis driving cycle (UADC), Japan 10-15 Mode (J1015) и JC08 соответственно [9].

Выше приведен расчёт мощности для статических режимов, в котором не учитываются динамические моменты, возникающие в реальных условиях движения, сопровождающегося в городах частыми разгонами и торможениями, что вызовет увеличение токов и, следовательно, потерь, требуя большую номинальную мощность ЭД по сравнению с рассчитанной для статических режимов движения. Эквивалентные потери в якоре МПТ предполагаются пропорциональными среднеквадратичному току якоря за цикл работы с периодом T при условии его продолжительности меньше постоянной времени нагрева двигателя, что выполняется для рассматриваемых циклов (J1015, JC08, FTP72, NEDC и UADC). Соответственно, предлагается использовать метод эквивалентного тока:

$$I_3 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_a^2 dt}, \quad (14)$$

где I_a – мгновенное значение тока якоря:

$$I_a = \frac{M}{k\Phi}, \quad (15)$$

где M – мгновенное значение момента ЭД;

$k\Phi$ – конструктивный коэффициент и магнитный поток, равный номинальному Φ_n при скорости вала ЭД меньше номинальной ω_n , а при большей скорости уменьшающийся пропорционально ей:

$$\Phi = \begin{cases} \Phi_n & \text{при } \omega \leq \omega_n \\ \frac{\omega}{\omega_n} \Phi_n & \text{при } \omega \geq \omega_n \end{cases},$$

что для компактности следующих выражений можно записать с использованием функции знака:

$$k\Phi = \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^{\frac{1+\operatorname{sgn}(\omega-\omega_n)}{2}} k\Phi_n. \quad (16)$$

Введя эквивалентный момент $M_3 = k\Phi_n I_3$, чтобы ему соответствовала необходимая номинальная мощность ЭД:

$$P_n = M_3 \omega_n, \quad (17)$$

с учётом соотношений (14)...(16) получена зависимость:

$$M_3 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^{\frac{1+\operatorname{sgn}(\omega-\omega_n)}{2}} M \right)^2 dt}, \quad (18)$$

в которой момент на валу ЭД определяется силой F , действующей против движения электромобиля, с учётом $\rho_{\text{тр}}$ и $\eta_{\text{тр}}$ равный:

$$M(t) = \begin{cases} \frac{\rho_{\text{тр}} F}{\eta_{\text{тр}}} & \text{при } FV \geq 0, \\ \eta_{\text{тр}} \rho_{\text{тр}} F & \text{при } FV \leq 0 \end{cases},$$

что для компактности следующих выражений с ис-

пользованием функции знака и, учитывая рассмотрение однонаправленного движения $V \geq 0$, можно записать в виде:

$$M = \eta_{\text{тр}}^{-\operatorname{sgn} F} \rho_{\text{тр}} F. \quad (19)$$

Для перехода от вращательных величин к поступательным введена удельная эквивалентная сила $F_3^* = M_3 / (\rho_{\text{тр}} m)$, чтобы ей соответствовала требуемая удельная номинальная мощность ЭД, равная с учётом (11) и (17):

$$P_n^* = \frac{P_n}{m} = F_3^* V_n (1 + C_\omega F_{c.V_{\text{max}}}^*), \quad (20)$$

и с учётом соотношения (18) получена зависимость удельной эквивалентной силы:

$$F_3^* = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\left(\frac{V(1+C_\omega F^*)}{V_n} \right)^{\frac{1+\operatorname{sgn}(V(1+C_\omega F^*)-V_n)}{2}} \eta_{\text{тр}}^{-\operatorname{sgn} F^*} F^* \right)^2 dt}.$$

Движение в стандартных циклах возможно разделить на n участков в интервалах времени от t_i до t_{i+1} с начальными скоростями V_i и с постоянными ускорениями a_i на каждом участке, при этом удельная эквивалентная сила $F_{\text{экв},i}^*$ на i -ом участке составит:

$$F_{3i}^* = \sqrt{\left(\frac{V(1+C_\omega F^*)}{V_n} \right)^{\frac{1+\operatorname{sgn}(V(1+C_\omega F^*)-V_n)}{2}} \eta_{\text{тр}}^{-2\operatorname{sgn} F_i^*} \cdot \sqrt{\frac{1}{t_{i+1}-t_i} \int_{t_i}^{t_{i+1}} (F_i^*(t))^2 dt}}.$$

Тахограммы скорости для рассчитываемых циклов представлены временными интервалами по 1 с [9], соответственно эквивалентная удельная сила на всём цикле составит:

$$F_{3\text{ц}}^* = \sqrt{\frac{1}{t_n-t_1} \sum_{i=1}^n \left(\left(\frac{V(1+C_\omega F^*)}{V_n} \right)^{\frac{1+\operatorname{sgn}(V(1+C_\omega F^*)-V_n)}{2}} \cdot \eta_{\text{тр}}^{-2\operatorname{sgn} F_i^*} \int_{t_i}^{t_{i+1}} F_i^{*2} dt \right)}. \quad (21)$$

При движении по асфальту с резиновыми шинами ($C_\omega = 0,003$, $\mu = 0,007$ и $C_\mu = 0,1$), что соответствует рассмотрению движения в городских условиях, получены решения соотношения (21) для циклов FTP72, NEDC, UADC, J1015 и JC08, с отношением максимальной скорости $V_{\text{ц}}$ в каждом цикле к соответствующей номинальной скорости ЭД

$$D_{\text{ц}} = \begin{cases} \frac{V_{\text{ц}}}{V_n} & \text{при } \frac{V_{\text{ц}}}{V_n} \geq 1 \\ 1 & \text{при } \frac{V_{\text{ц}}}{V_n} \leq 1 \end{cases}.$$

Среди рассмотренных циклов наибольшие значения удельной эквивалентной силы при движении в UADC, соответственно приведено выражение для его расчёта:

$$F_{UADC}^* = \sqrt{0,269 \frac{V_u^2}{V_n^2} - 0,624 \frac{V_u}{V_n} + 2,29 + k_r \left(21,8 \frac{V_u^2}{V_n^2} - 33,7 \frac{V_u}{V_n} - 4,42 \right)} \cdot \sqrt{\left(2480 \eta_{тр}^2 + \frac{7158}{\eta_{тр}^2} \right) k_r^2 + \left(-26,2 \eta_{тр}^2 + \frac{46,3}{\eta_{тр}^2} \right) k_r + 0,285 \eta_{тр}^2 + \frac{0,376}{\eta_{тр}^2}},$$

в котором 2-й сомножитель является точным решением (с округлением чисел до 3-х значащих цифр) при $D_u = 1,5$, а 1-й сомножитель – приближенный коэффициент, учитывающий влияние D_u в зависимости от k_r .

С учётом выражения (18) для тех же условий движения и при номинальной скорости МПТ, соответствующей линейной скорости в 2 раза меньше максимальной скорости в цикле ($D_u = 2$), получены значения необходимой удельной номинальной мощности ЭД во всех 5-ти рассмотренных циклах:

$$P_{FTP72}^* = \sqrt{27,4 \eta_{тр}^2 + \frac{43,1}{\eta_{тр}^2} + \left(-3834 \eta_{тр}^2 + \frac{19063}{\eta_{тр}^2} \right) k_r + \left(1,06 \cdot 10^6 \eta_{тр}^2 + \frac{14,4 \cdot 10^6}{\eta_{тр}^2} \right) k_r^2},$$

$$P_{NEDC}^* = \sqrt{13,2 \eta_{тр}^2 + \frac{25,8}{\eta_{тр}^2} + \left(-4078 \eta_{тр}^2 + \frac{28670}{\eta_{тр}^2} \right) k_r + \left(1,19 \cdot 10^6 \eta_{тр}^2 + \frac{26,1 \cdot 10^6}{\eta_{тр}^2} \right) k_r^2},$$

$$P_{UADC}^* = \sqrt{20,8 \eta_{тр}^2 + \frac{27,6}{\eta_{тр}^2} + \left(-2243 \eta_{тр}^2 + \frac{4059}{\eta_{тр}^2} \right) k_r + \left(0,227 \cdot 10^6 \eta_{тр}^2 + \frac{0,665 \cdot 10^6}{\eta_{тр}^2} \right) k_r^2},$$

$$P_{J1015}^* = \sqrt{7,223 \eta_{тр}^2 + \frac{16,8}{\eta_{тр}^2} + \left(-2902 \eta_{тр}^2 + \frac{8876}{\eta_{тр}^2} \right) k_r + \left(0,867 \cdot 10^6 \eta_{тр}^2 + \frac{3,6 \cdot 10^6}{\eta_{тр}^2} \right) k_r^2},$$

$$P_{JC-08}^* = \sqrt{9,93 \eta_{тр}^2 + \frac{23,8}{\eta_{тр}^2} + \left(-3217 \eta_{тр}^2 + \frac{11524}{\eta_{тр}^2} \right) k_r + \left(0,874 \cdot 10^6 \eta_{тр}^2 + \frac{5,99 \cdot 10^6}{\eta_{тр}^2} \right) k_r^2}.$$

Соответствующие зависимости при $\eta_{тр} = 92\%$ (для трансмиссии состоящей из дифференциала и карданов) отображены на рис. 4 штрихпунктирными линиями. Для случая равенства или превышения номинальной скорости ЭП максимальной скорости в цикле

($D_u = 1$) также получены значения мощности и отображены на рис. 4 непрерывными линиями.

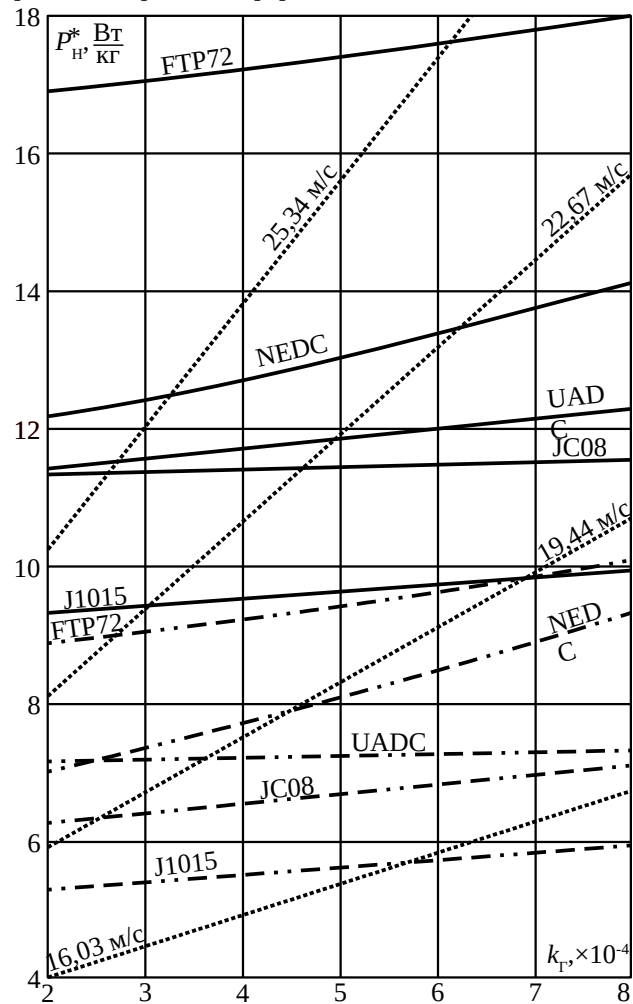


Рисунок 4 – Зависимость удельной мощности от k_r для 5-ти стандартных циклов и в статических режимах при постоянной скорости, максимальной в этих циклах

Выводы. Получены расчётные выражения эквивалентной силы для циклов, позволяющие выбрать минимально необходимую мощность МПТ из условий нагрева с учётом регулирования скорости во 2-ой зоне уменьшением магнитного потока. В случае номинальной скорости МПТ в 2 раза меньше, чем при максимальной скорости, ($D_u = 2$) в большинстве циклов (кроме UADC с максимальной 16,03 м/с = 57,7 км/ч) требуемая номинальная мощность МПТ меньше, чем статическая мощность при максимальной скорости в цикле, что видно на рис. 4. Но при уменьшении диапазона регулирования скорости во 2-ой зоне необходимая мощность увеличивается, становясь больше статической, несмотря на уменьшение эквивалентной силы, исключая большие значения k_r и цикл NEDC из-за аэродинамической составляющей силы сопротивления. Соответственно выбор ЭД по статическому режиму становится недопустим, особенно при использовании МПТ с постоянными магнитами, у которых номинальная скорость должна быть не меньше максимальной в цикле ($V_u / V_n \leq 1$). Значения удельной мощности для циклов лежат в диапазоне от 5 Вт/кг (для

цикла J1015 при $V_{ц} / V_{н} \geq 2$ и $k_r \leq 0,0002$) до 18 Вт/кг (для цикла FTP72 при $V_{ц} / V_{н} \leq 1$ и $k_r = 0,0008$), следовательно достаточно ЭД массой 1...4% от массы всего электромобиля при удельных по массе ЭД мощностях до 0,5...1 кВт/кг и более у серийно выпускаемых МПТ [6] и АМ [10].

Для МПТ и АМ также получены расчётные зависимости произведения перегрузочной способности по моменту на диапазон регулирования скорости во второй зоне при заданных максимальных скорости движения в продолжительном режиме работы ЭД и уклона дороги при движении с малой скоростью в кратковременном режиме работы. Из них следует, что для заданных больших уклонов дороги ($\text{tg} \alpha = 0,33$) и максимальных скоростей ($>25...35$ м/с) или для не больших уклонов дороги ($\text{tg} \alpha = 0,1$) и не больших максимальных скоростей ($>10...15$ м/с = $36...54$ км/ч) достаточно перегрузочной способности по моменту и диапазона регулирования скорости во 2-й зоне в пределах 2...2,5, что соответствует серийно выпускаемым МПТ и АМ.

Список литературы

1. С 2020 года Smart будет выпускать только электромобили. URL: <https://elmobil.ru/c-2020-goda-smart-budet-vypuskat-toлько-электр>. (дата обращения 13.05.2019).
2. В Европе новых электромобилей зарегистрировано почти 150 000 единиц в 2017 году. URL: <http://hev cars.com.ua/reviews/top-elektromobiley-i-evropeyskih-stran-po-rostu-prodazh-v-2017-godu>. (дата обращения 13.05.2019).
3. Клепиков В. Б., Семиков А. В., Моисеев А. Н., Гончар А. С. и др. Из опыта создания электропривода электромобиля с суперконденсаторным накопителем энергии. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків: НТУ «ХПІ», 2015, Вип. 112 (1121). С. 195-198.
4. John M. Miller. *Propulsion Systems for Hybrid Vehicles*. London: The Institution of Engineering and Technology, 2011. 608 p.
5. José C. Páscoa etc. An innovative experimental on-road testing method and its demonstration on a prototype vehicle, *Journal of Mechanical Science and Technology*. 2012. Vol. 26, № 6. pp.1663–1670.
6. Motenergy Brush-Type DC Motors. URL: <http://www.motenergy.com/brdcmo.html>. (дата обращения 13.05.2019).
7. Коробко А. В. Управление асинхронным двигателем при постоянной мощности. *Вестник Ульяновского государственного технического университета*. Ульяновск: УлГТУ, 2008, Вып. 4. С. 58–59.
8. Muller S., Uchanski M., Hedrick K. Estimation of the Maximum Tire-Road Friction Coefficient, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*. 2013. Vol. 125, №4. pp. 607–617.
9. Worldwide engine and vehicle test cycles. URL: <http://www.diesel-net.com/standards>. (дата обращения 13.05.2019).
10. *Электродвигатели "Орион-18"*. URL: <http://www.orionmotor.narod.ru/trans.htm>. (дата обращения: 13.05.2019).

References (transliterated)

1. S 2020 goda Smart budet vyipuskat tolko elektromobili [From 2020, Smart will only produce electric cars]. URL: <https://elmobil.ru/c-2020-goda-smart-budet-vypuskat-toлько-электр>. (accessed 13.05.2019).
2. V Evrope novyih elektromobiley zaregistrovano pochtii 150 000 edinit v 2017 godu [In Europe, new electric vehicles registered almost 150,000 units in 2017]. URL: <http://hev cars.com.ua/reviews/top-elektromobiley-i-evropeyskih-stran-po-rostu-prodazh-v-2017-godu/>. (accessed 13.05.2019).
3. Klepikov V. B., Semikov A. V., Moiseev A. N., Gonchar A. S. i dr. Iz opyta sozdaniya elektroprivoda elektromobilya s superkondensatornym nakopitelem energii [From the experience of creating electric drive electric vehicle with a super capacitor energy storage]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»*. [Bulletin of the National Technical University "KhPI"]. Kharkiv: NTU «KhPI» 2015, Vyp. 112 (1121). pp. 195-198.
4. John M. Miller. *Propulsion Systems for Hybrid Vehicles*. London: The Institution of Engineering and Technology, 2011. 608 p.
5. José C. Páscoa etc. An innovative experimental on-road testing method and its demonstration on a prototype vehicle, *Journal of Mechanical Science and Technology*. 2012, vol.26, №6. pp.1663–1670.
6. Motenergy Brush-Type DC Motors. URL: <http://www.motenergy.com/brdcmo.html>. (accessed 13.05.2019).
7. Korobko A. V. Upravlenie asinhronnym dvigatelem pri postoyan-noy moschnosti [Control of asynchronous motor at constant power]. *Vestnik Ulyanovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of Ulyanovsk State Technical University]. Ulyanovsk: UGTU 2008, Vyp. 4. pp. 58–59.
8. Muller S., Uchanski M., Hedrick K. Estimation of the Maximum Tire-Road Friction Coefficient, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*. 2013. vol. 125, №4. pp. 607–617.
9. Worldwide engine and vehicle test cycles. URL: <http://www.diesel-net.com/standards>. (accessed 13.05.2019).
10. *Elektrodvigateli "Orion-18"* [Electric motor "Orion-18"]. URL: <http://www.orionmotor.narod.ru/trans.htm>. (accessed 13.05.2019).

Посмунула 14.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Семіков Олексій Володимирович (Семиков Алексей Владимирович, Semikov Oleksij Volodymyrovych) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», асистент кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: a.v.semikov@gmail.com

Воїнов Володимир Володимирович (Воинов Володимир Владимирович, Voinov Volodymyr Volodymyrovych) – заступник директора Навчально-наукового інституту Енергетики, електроніки та електромеханіки Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: vvvoinov@gmail.com

В. Б. КЛЕПИКОВ, Е. В. САКУН, Д. А. КУРОЧКИН

УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ С ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОЙ КОРОБКОЙ ПЕРЕДАЧ

Рассмотрена возможность создания системы электропривода электромобиля с упрощённой двухскоростной коробкой передач, которая не только повышает энергоэффективность электропривода, устраняет в коробке передач механические фрикционные синхронизаторы, но и упрощает муфту переключения за счет исполнения прямоугольной формы кулачков. Показано, что это может быть достигнуто системой управления электропривода, осуществляющей синхронизацию скоростей валов коробки передач и положения кулачков муфты и шестерни. Компьютерным моделированием подтверждена реализуемость данной идеи.

Ключевые слова: электропривод, электромобиль, коробка передач, синхронизация.

В. Б. КЛЕПИКОВ, Є. В. САКУН, Д. А. КУРОЧКІН

КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ З ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОЮ КОРОБКОЮ ПЕРЕДАЧ

Розглянута можливість створення системи керування електроприводом електромобіля зі спрощеною двошвидкісною коробкою передач, яка не тільки підвищує енергоефективність електропривода, усуває в коробці передач механічні фрикційні синхронізатори, а й спрощує муфту перемикачання за рахунок виконання прямокутної форми її кулачків. Показано, що це може бути досягнуто системою керування електропривода, що здійснює синхронізацію швидкостей валів коробки передач і положення кулачків муфти і шестерні. Комп'ютерним моделюванням підтверджена здійсненність цієї ідеї.

Ключові слова: електропривод, електромобіль, коробка передач, синхронізація.

V. B. KLEPIKOV, Y. V. SAKUN, D. A. KUROCHKIN

MOTOR CONTROL IN ELECTRIC VEHICLE WITH ENERGY EFFICIENT TRANSMISSION

The paper is concerned with the possibility of creating a motor control system for an electric vehicle with a simplified 2-speed gearbox that improves energy efficiency, eliminates the need for the frictional synchronizer rings, and simplifies the design of the dog clutch. It is shown that these results may be achieved by using the control system that synchronizes the gearbox shaft speeds and the positions of the dogs by control of the traction motor. The system is designed with using of cascade control approach and consists of 3 loops: torque control loop, speed control loop, and phase control loop. Two incremental encoders are used to measure gearbox shaft speeds and angles. The idea has been proven by computer simulation. It is shown that further research is needed to decrease the gearshift time.

Keywords: motor control, electric vehicle, gearbox, synchronization.

Введение. Ограниченность мировых запасов нефти и газа, а также постоянно ухудшающаяся экологическая обстановка в крупных городах создают необходимость перехода человечества на альтернативные виды транспорта. По мнению экспертов, в ближайшем будущем автомобили с двигателями внутреннего сгорания будут заменены на электромобили [1]. По состоянию на 2018 г. в мире было продано более 5 млн электромобилей, из которых 2,2 млн. в Китае, 1,3 млн. в Европе и 1,1 млн. в США [2].

Источником энергии в электромобиле является аккумуляторная батарея, от ёмкости которой зависит дальность пробега без подзарядки. В связи с тем, что используемые аккумуляторные батареи имеют высокую стоимость, вес и габариты, актуальной задачей является повышение энергоэффективности всех компонентов тягового электропривода, включая аккумуляторную батарею, силовой преобразователь, двигатель и трансмиссию.

Снижение потерь в электроприводе электромобиля возможно за счёт применения коробки передач и переключения передач таким образом, чтобы система преобразователь-двигатель всегда находилась в области с большим КПД [7-10]. На рис. 1 представлена типовая диаграмма областей в осях момент-скорость с указанием КПД электропривода электромобиля, ха-

рактерного для каждой из этих областей. Как известно, переключение коробки передач приводит к одновременному изменению как момента на колесе, так и скорости движения и поэтому, переключение может способствовать поддержанию рабочей точки электропривода в зоне повышенных значений КПД. В [10] утверждается, что в отличие от автомобилей, коробка передач может быть не столь сложной и достаточно ограничиться двумя передачами. В [7] показано, что эффект экономии электрической энергии зависит от цикла движения и типа коробки передач и может составлять более 10% для легкового транспорта. Эффект для грузового и внедорожного транспорта может быть существенно выше.

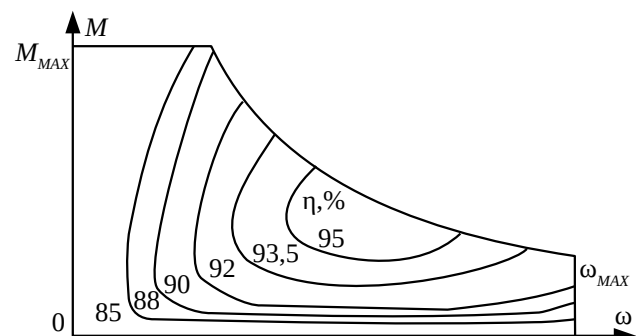


Рисунок 1 – Диаграмма КПД двигателя электромобиля

© В. Б. Клепиков, Е. В. Сакун, Д. А. Курочкин, 2019

Однако, применение традиционных коробок передач в электромобилях имеет и существенные недостатки: увеличивается сложность конструкции, вес, стоимость, снижается её надёжность по сравнению с односкоростной передачей. Этим объясняется то, что большинство выпускаемых легковых электромобилей производится с односкоростной трансмиссией [11].

В настоящее время ведутся работы по созданию специализированных коробок передач для применения в электрическом транспорте, которые отличаются меньшим числом передач, более высоким КПД и лучшими массогабаритными показателями. В [12-14] предлагается упрощение конструкции механической коробки передач за счёт выполнения функции синхронизации скоростей валов программным управлением полупроводниковым преобразователем, а не с помощью фрикционных механизмов, как в автомобилях. Такое решение позволяет исключить сцепление из трансмиссии электромобиля.

В настоящей работе рассматривается исполнение двухскоростной коробки передач, в которой, при переключении скоростей, обеспечивается не только синхронизация скоростей валов, но и синхронизация по положению кулачков муфты и шестерни, входящих в зацепление при переключении передачи. Такое решение позволяет повысить надёжность переключения, исключить из коробки передач фрикционные синхронизаторы, упростить форму кулачков и уменьшить ударные нагрузки в момент соединения. Сущность технической реализации вышеуказанного предложения описана в [4].

Цель настоящей работы – разработать законы управления электроприводом при переключении скоростей, проанализировать динамику процесса переключения, а также выполнить компьютерное моделирование данных процессов.

Материал и результаты исследований.

На рис. 2 показана кинематическая схема механической части электропривода электромобиля с упрощённой двухскоростной коробкой передач. Вращающий момент двигателя (1) передаётся на первичный вал коробки передач (10), на котором жёстко закреплены первичные шестерни передач (11 и 9). На вторичном валу (7) находятся вторичные шестерни (3 и 6), но, в отличие от первичных шестерён, они установлены на подшипниках и могут вращаться независимо от вторичного вала.

Первичные и вторичные шестерни передач всегда находятся в зацеплении и вращаются с пропорциональными скоростями. Коэффициент пропорциональности зависит от соотношения количества зубьев на первичной и вторичной шестернях каждой передачи. В общем случае обе вторичные шестерни имеют разные угловые скорости вращения.

Режим, когда вторичный вал вращается независимо от обеих вторичных шестерён, называется нейтральной передачей. В этом режиме вращающий момент двигателя не передаётся на вторичный вал коробки передач.

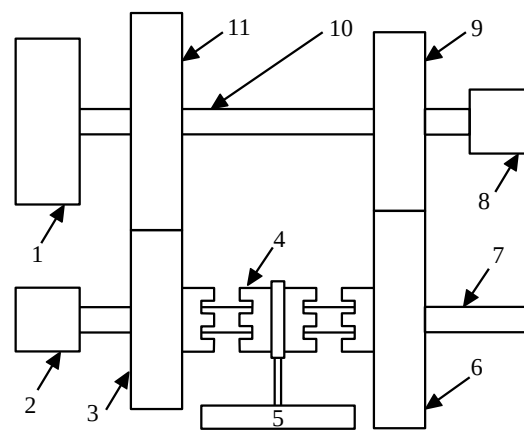


Рисунок 2 – Кинематическая схема электропривода электромобиля с двухскоростной коробкой передач

Для передачи вращающего момента на вторичный вал необходимо жёсткое соединение одной из вторичных шестерён с этим валом. Такое соединение осуществляется с помощью подвижной муфты (4).

Она всегда вращается со скоростью вторичного вала, и, благодаря подвижному шлицевому соединению, может перемещаться вдоль него. Перемещаясь вдоль вала, муфта может соединяться со вторичной шестерней передачи с помощью кулачков, имеющих на муфте и на шестерне. При этом происходит жёсткое соединение одной из вторичных шестерён передачи со вторичным валом коробки передач.

Перемещение муфты выполняется маломощным электроприводом (5) по сигналу системы управления электроприводом электромобиля.

Очевидно, что для соединения вторичного вала с вторичной шестерней передачи без возникновения удара их угловые скорости должны быть равны. Кроме того, при использовании упрощённой прямоугольной формы кулачков должно быть также обеспечено согласование их положений. На рис. 3 показаны развёртки кулачков муфты и шестерни в синхронизированном положении (рис. 3,а) и несинхронизированном (рис. 3,б), в котором шестерня отстаёт от муфты на угол $\Delta\phi$, в синхронизированном положении равный нулю.

Задачу синхронизации положений кулачков муфты и шестерни предполагается решить путём программного управления электроприводом электромобиля. Реализация обратной связи по положениям первичного и вторичного валов в коробке передач осуществляется с помощью энкодеров (8 и 2 на рис. 2).

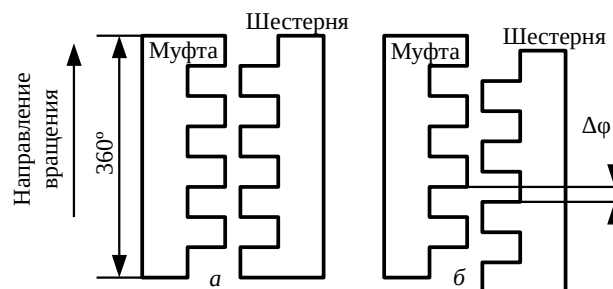


Рисунок 3 – Развёртки кулачков муфты и шестерни

Для исследований процессов синхронизации был выбран электропривод на базе двигателя постоянного тока, что обусловлено его простотой. Предлагаемая функциональная схема электропривода показана на рис. 4. Двигатель постоянного тока (ДПТ) питается от широтно-импульсного преобразователя напряжения (ШИП). Ротор двигателя соединён с первичным валом коробки переключения передач (КПП). Вторичный вал коробки передач соединён с дифференциалом (Д), который распределяет вращающий момент между колёсами электромобиля. Блок управления (БУ), получая сигнал задания момента от водителя, сигналы обратных связей от датчика тока (ДТ) и датчиков положения первичного и вторичного валов коробки передач (ДП1 и ДП2), рассчитывает напряжение задания для ШИП, а также передаёт команду управления переключением передач на электропривод вилки (ЭПВ), перемещающий муфту и вводящий её в зацепление с шестерней.

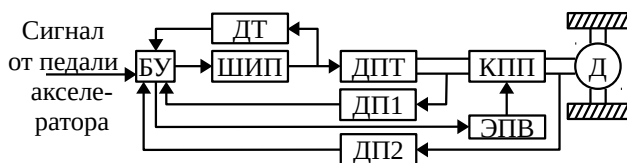


Рисунок 4 – Функциональная схема электропривода

Для синтеза системы управления электроприводом была использована математическая модель ДПТ с учётом индуктивности якоря в виде системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_a &= R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E \\ M &= K \Phi I_a \\ E &= K \Phi \omega \\ M - M_c &= J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где R_a – активное сопротивление цепи якоря; L_a – индуктивность цепи якоря; U_a – напряжение на якоре; I_a – ток якоря; E – ЭДС двигателя; K – конструктивный коэффициент машины постоянного тока; Φ – магнитный поток возбуждения; ω – угловая скорость ротора; M – вращающий момент двигателя; M_c – момент сопротивления; J_Σ – суммарный момент инерции ротора и первичного вала.

В нормальном режиме движения электропривод электромобиля работает в режиме регулирования момента, величина которого задаётся водителем через педаль акселератора (M_3). В двигателе постоянного тока вращающий момент пропорционален току якоря, что позволяет заменить систему регулирования момента на систему регулирования тока якоря, структурная схема которой показана на рис. 5. В данной системе ШИП представлен в виде апериодического звена с постоянной времени T_p , а суммарный момент инерции J_Σ равен суммарному моменту инерции ротора двигателя, валов коробки передач, и массы электромобиля, приведенных к скорости ротора.

Применение ПИ-регулятора тока (РТ) с коэффициентами $K_{РТ}$ и $K_{ИРТ}$ позволяет настроить контур на модульный оптимум. Для синхронизации скоростей валов может быть использована классическая двухконтурная система подчинённого регулирования (СПР) скоростью двигателя с внутренним контуром тока, приведенная на рис. 6. Применение П-регулятора скорости (РС) с коэффициентом $K_{РС}$ позволяет настроить контур скорости на модульный оптимум.

В качестве сигнала задания на вход системы поступает скорость вращения вторичного вала, приведенная к скорости первичного вала, которая рассчитывается как:

$$\omega_2' = \frac{N_2 \omega_2}{N_1}, \quad (2)$$

где ω_2 – скорость вращения вторичного вала;

N_1 и N_2 – количество зубьев первичной и вторичной шестерен требуемой передачи.

Один из вариантов реализации системы синхронизации положений – трехконтурная система регулирования положения с астатизмом второго порядка по сигналу задания ϕ_2' . Такая система обеспечит нулевую динамическую ошибку $\Delta\phi$ при линейно возрастающем угловом положении вторичного вала ϕ_2 , что справедливо для движущегося по инерции электромобиля на коротком промежутке времени, когда его скорость движения можно принять неизменной.

В данной работе рассматривается второй вариант реализации, в котором синхронизация положений валов КПП осуществляется добавлением в систему синхронизации скоростей (рис. 6) ещё одного контура регулирования с П-регулятором фазы вращения (РФ) (рис. 7). На вход регулятора фазы подаётся угловое смещение кулачков муфты и шестерни, приведенное к первичному валу КПП, получаемое как разность приведенного положения вторичного вала и положения первичного вала. Выходной сигнал с регулятора фазы прибавляется к приведенной скорости вторичного вала, а полученный сигнал используется как сигнал задания скорости первичного вала.

Практически сигнал углового смещения кулачков может быть получен путём подсчёта количества импульсов энкодеров с некоторого начального положения, в котором смещение было известно. Определение этого начального смещения предлагается назвать инициализацией системы. Инициализация должна производиться каждый раз после отключения питания блока управления и может быть осуществлена, например, медленным поворотом первичного вала при небольшом прижимающем усилии муфты до тех пор, пока кулачки муфты и вторичной шестерни не войдут в зацепление. Вошедшие в зацепление кулачки свидетельствуют о том, что смещение между ними является нулевым и это положение может быть принято точкой отсчёта.

Если положения валов измеряются инкрементальными энкодерами, то углы поворота валов можно рассчитать исходя из количества отсчитанных импульсов:

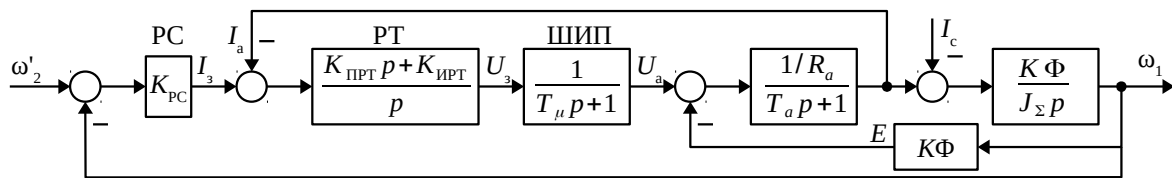


Рисунок 5 – Система управления моментом двигателя

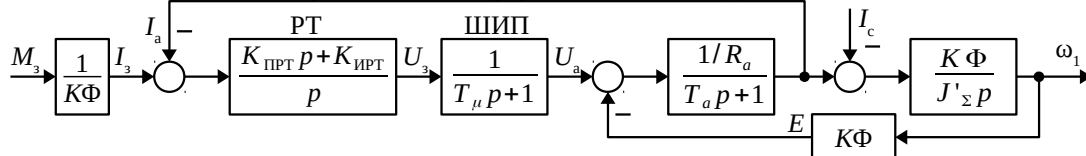


Рисунок 6 – Система управления синхронизацией скоростей валов

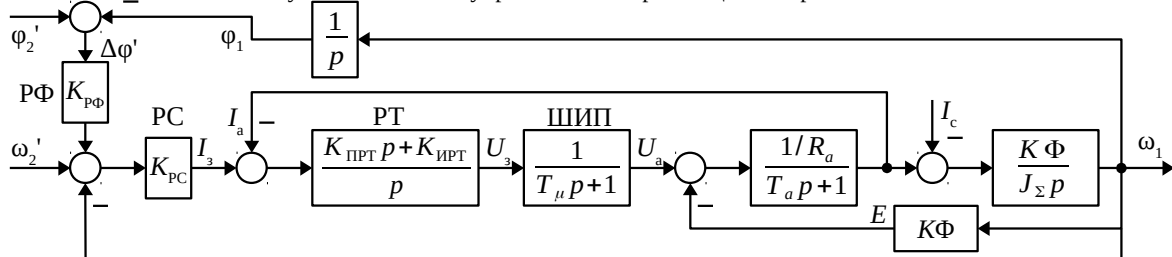


Рисунок 7 – Система управления синхронизацией фаз вращения валов

$$\varphi_1 = 2\pi \frac{p_1}{P_1}, \quad \varphi_2 = 2\pi \frac{p_2}{P_2}, \quad (3)$$

где p_1 и p_2 – количества импульсов первого и второго энкодеров отсчитанных с нулевого положения;

P_1 и P_2 – количество импульсов на оборот первого и второго энкодеров соответственно.

Приведенное к первичному валу угловое положение вторичного вала рассчитывается как:

$$\varphi_2' = \frac{N_2 \varphi_2}{N_1}. \quad (4)$$

Проверка работы предложенной системы осуществлялась компьютерным моделированием при следующих входных данных электропривода электромобиля, созданного на кафедре «Автоматизированные электромеханические системы» НТУ «ХПИ»: номинальное напряжение двигателя 72 В, номинальный ток двигателя 200 А, максимальный ток двигателя 500 А, сопротивление якоря 0,01 Ом, индуктивность якоря 0,093 мГн, $K\Phi = 0,2$ В·с/рад, суммарный момент инерции ротора и первичного вала 0,0268 кг·м².

На рис. 8 представлены временные диаграммы момента, скорости двигателя, положений муфты и шестерни в системе при выполнении синхронизации. Скорость вращения муфты, равная скорости вторичного вала, была принята неизменной, так как процесс переключения передачи происходит достаточно быстро, а инерционность электромобиля достаточно велика. Для компьютерного моделирования скорость вторичной шестерни в начальный момент времени была принята равной нулю.

На временном интервале $0 \div t_1$ выполнена синхронизация скоростей шестерни и муфты. Её завершение подтверждается равенством наклонов линейно возрастающих сигналов скоростей муфты и шестерни в момент времени t_1 . Следующим этапом, на интервале $t_1 \div t_2$, является синхронизация положений, в резуль-

тате которой положения муфты и шестерни выравниваются, что подтверждает наложение соответствующих величин временных диаграмм положений.

Из графика видно, что полное время синхронизации составляет около 160 мс, из которых 60 мс длится синхронизация скоростей валов и около 100 мс – синхронизация их положений. С учётом того, что время переключения передачи влияет на скоростные характеристики и плавность движения электромобиля, целесообразно продолжить дальнейшие исследования возможностей его минимизации.

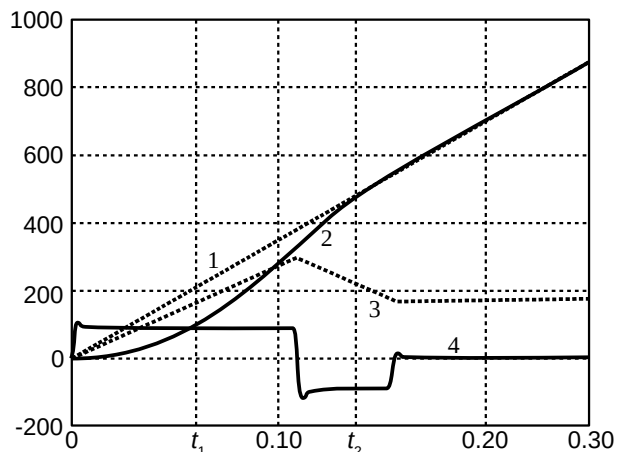


Рисунок 8 – Результаты моделирования:
положение 1 – муфты, 20·рад; 2 – шестерни, 20·рад;
3 – скорость двигателя, рад/с; 4 – момент двигателя, Н·м

Выводы. Использование коробки передач в электромобиле повышает его энергоэффективность. Возможность синхронизации скоростей и фаз вращений валов коробки передач путём программного управления преобразователем позволяет исключить из традиционной коробки передач фрикционные синхронизаторы, а также упростить форму кулачков, что повышает надёжность и снижает стоимость.

В работе предложены варианты систем управления синхронизацией фаз вращений валов, а также приведены результаты компьютерного моделирования, подтверждающие возможность практической реализации.

Список литературы

1. Шидловский А. К., Павлов В. Б., Попов А. В. Применение суперконденсаторов в автономном аккумуляторном электротранспорте. *Технічна електродинаміка*. Київ: ІЕД НАНУ. 2008, №4. С.43-47.
2. Electric car use by country. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Electric_car_use_by_country. (дата обращения 15.06.2019).
3. Клепиков В. Б., Гончар А. С. Рекуперативные режимы электропривода электромобиля с суперконденсаторами. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Сер.: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика*. Кременчук: КрНУ. 2012, Вип. 3(19). С. 216-218.
4. Клепиков В. Б., Сакун Е. В. Программная синхронизация положений валов коробки передач электропривода электромобиля. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків: НТУ «ХПІ», 2017, Вип. 27(1249). С. 445-448.
5. Khaligh A., Li Z. Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art, *IEEE Transactions on vehicular technology*. 2010. Vol. 59(6). pp. 2806-2811.
6. Shen J., Khaligh A. A Supervisory Energy Management Control Strategy in a Battery/ Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System, *IEEE Transactions on transportation electrification*. 2015. Vol. 1. pp. 223-231.
7. Ren Q., Crolla D. A., Morris A. Effect of Transmission Design on Electric Vehicle (EV) Performance. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. USA, 2009. pp. 1260 – 1265.
8. Bottiglione F., De Pinto S., Mantriota G., Sorniotti A. Energy Consumption of a Battery Electric Vehicle with Infinitely Variable Transmission. *Energies*. 2014, Vol. 7(12). pp. 8317-8337.
9. Hofman T., Dai C. H. Energy Efficiency Analysis and Comparison of Transmission Technologies for an Electric Vehicle. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, France, 2010. pp. 1 – 6.
10. Spanoudakis P., Tsourveloudis N. C., Koumartzakis G., Krah-toudis A., Karpouzis T., Tsinaris I. Evaluation of a 2-speed transmission on electric vehicle's energy consumption. *Electric Vehicle Conference*, Italy, 2014. pp. 1 – 6.
11. Grunditz E., Thiringer T. Performance Analysis of Current BEVs - Based on a Comprehensive Review of Specifications, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2016. Vol. 2. pp. 270-289.
12. Jun-Qiang Xi, Xiong Guang-Ming, Zhang Yan. Application of automatic manual transmission technology in pure electric bus. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, China, 2008. pp. 1 – 5.
13. Yu Chih-Hsien, Chyuan-Yow Tseng. Research on gear-change control technology for the clutchless automatic-manual transmission of an electric vehicle. *Journal of Automobile Engineering. Part D: Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers*, 2013. Vol. 227. pp. 1446-1458.
14. Yu Chih-Hsien, Chyuan-Yow Tseng, Chin-Ping Wang. Smooth gear-change control for EV Clutchless Automatic Manual Transmission. *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, Taiwan, 2012. pp. 971 – 976.

References (transliterated)

1. Shidlovskiy A. K., Pavlov V. B., Popov A. V. Primenenie superkondensatorov v avtonomnom akkumulyatornom elektrottransporte [Supercapacitors usage in autonomous battery electric vehicle]. *Tekhnichna elektrodynamika* [Technical electrodynamics]. Kyiv: IED NANU. 2008. № 4. pp.43-47.
2. Electric car use by country. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Electric_car_use_by_country. (accessed 15.06.2019).
3. Klepikov V. B. Gonchar A. S. Rekuperativnyie rezhimyii elektropri-voda elektromobilya s superkondensatorami [Recuperative modes of electric vehicle with supercapacitors]. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy. Ser.: Problemy avtomatyzovanoho elektropriyvoda. Teoriia i praktyka* [Electromechanical and energy saving systems. Series: Problems of automated electrodrives. Theory and practice]. Kremenichuk: KrNU, 2012, vyp 3. pp. 216-2018.
4. Klepikov V. B., Sakun E. V. Programmnaya sinhronizatsiya polozheniy valov korobki peredach elektropriyvoda elektromobilya [Position synchronization of gearbox shafts of electric vehicle]. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»*. [Bulletin of the National Technical University "KhPI"]. Kharkiv: NTU «KhPI», 2017, Vyp. 27(1249). pp. 445-448.
5. Khaligh A., Li Z. Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art, *IEEE Transactions on vehicular technology*. 2010. vol. 59(6). pp. 2806-2811.
6. Shen J., Khaligh A. A Supervisory Energy Management Control Strategy in a Battery/ Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System, *IEEE Transactions on transportation electrification*. 2015. vol. 1. pp. 223-231.
7. Ren Q., Crolla D. A., Morris A. Effect of Transmission Design on Electric Vehicle (EV) Performance. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. USA, 2009. pp. 1260 – 1265.
8. Bottiglione F., De Pinto S., Mantriota G., Sorniotti A. Energy Consumption of a Battery Electric Vehicle with Infinitely Variable Transmission. *Energies*. 2014. vol. 7(12). pp. 8317-8337.
9. Hofman T., Dai C. H. Energy Efficiency Analysis and Comparison of Transmission Technologies for an Electric Vehicle. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, France, 2010. pp. 1 – 6.
10. Spanoudakis P., Tsourveloudis N. C., Koumartzakis G., Krah-toudis A., Karpouzis T., Tsinaris I. Evaluation of a 2-speed transmission on electric vehicle's energy consumption. *Electric Vehicle Conference*, Italy, 2014. pp. 1 – 6.
11. Grunditz E., Thiringer T. Performance Analysis of Current BEVs - Based on a Comprehensive Review of Specifications, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2016. vol. 2. pp. 270-289.
12. Jun-Qiang Xi, Xiong Guang-Ming, Zhang Yan. Application of automatic manual transmission technology in pure electric bus. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, China, 2008. pp. 1 – 5.
13. Yu Chih-Hsien, Chyuan-Yow Tseng. Research on gear-change control technology for the clutchless automatic-manual transmission of an electric vehicle. *Journal of Automobile Engineering. Part D: Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers*, 2013. vol. 227. pp. 1446-1458.
14. Yu Chih-Hsien, Chyuan-Yow Tseng, Chin-Ping Wang. Smooth gear-change control for EV Clutchless Automatic Manual Transmission. *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, Taiwan, 2012. pp. 971 – 976.

Посмнула 14.06.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Клепиков Володимир Борисович (Клепиков Владимир Борисович, Klepikov Vladimir Borisovich) – доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», завідувач кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: klepikov@kpi.kharkov.ua

Сакун Євген Владиславович (Сакун Евгений Владиславович, Sakun Yevhenii Vladislavovich) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», аспірант кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: eugene.sakun@gmail.com

Курочкін Дмитро Андрійович (Курочкин Дмитрий Андреевич, Kurochkin Dmitriy Andreevich) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», аспірант кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; e-mail: kurochkin@gmail.com

ЮВІЛЕЇ

Клепиков Владимир Борисович

Заслуженный деятель науки и техники, лауреат Государственной премии Украины, заведующий кафедрой «Автоматизированные электромеханические системы». Родился 29 июля 1939 года в г. Харькове в семье школьного учителя физики. После окончания в 1961 году электромашиностроительного факультета был оставлен в Харьковском политехническом институте, с которым связана вся его последующая жизнь.

С 1965 г. аспирант, ассистент, старший преподаватель, доцент кафедры промышленной электроники.

В 1976 г. был избран заведующим кафедрой электрификации промышленных предприятий (сейчас «Автоматизированные электромеханические системы»). С 1986 по 1995 год – проректор ХПИ по международному сотрудничеству.

В. Б. Клепиков внёс существенный вклад в развитие теории электромеханических систем. Его докторская диссертация в 1989 году была квалифицирована советом Московского энергетического института, как новый раздел теории электропривода. Им написана фундаментальная монография «Динамика электромеханических систем с нелинейным трением».

В 1999 году при проведении исследований в Германии по гранту DAAD обнаружил явление усиления колебаний нелинейностью трения. Инициатор использования нейронных сетей в управлении электроприводами и автор первых в СНГ работ по данному направлению. Им предложен и запатентован квазинейро-регулятор, позволяющий без многочисленных итераций рассчитывать весовые коэффициенты и по измерению одной координаты обеспечивать заданные показатели регулирования. Показал, что причиной многочисленных порывов водопроводных сетей при включении насосных агрегатов после перерыва в электропитании являются волновые процессы в электро-механогидравлической системе. При выполнении темы по планам НАН Украины обратил внимание на особые способности электропривода в сбережении энергетических ресурсов, что было учтено в работе, представленной на Государственную премию Украины.

Творческая деятельность профессора Клепикова нашла отражение в 3-х монографиях, 2-х учебных пособиях с грифом МинВУЗ-а, более 300-ти публикациях и 20-ти авторских свидетельств и патентов. Под его научным руководством защищены 2 докторских и 21 кандидатских диссертаций.

Особое уважение коллег Владимир Борисович заслужил тем, что в сложные годы экономического и творческого спада стал в 1993 году инициатором и организатором проведения ставшем затем ежегодной, международной конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика», которая сплотила учёных, специалистов промышленности и проектных организаций и дала импульс новым творческим достижениям.



Участниками конференции, за прошедшие годы защищены 61 докторская и более 150 кандидатских диссертаций. Признанием авторитета В. Б. Клепикова явилось избрание его в 1999 году президентом Украинской ассоциации инженеров электриков с 15-тью региональными отделениями.

Профессор В.Б. Клепиков пользуется авторитетом у зарубежных коллег, владеет двумя иностранными языками, неоднократно выступал с научными докладами в Германии, Италии, Венгрии, Индии, России, Польше, Сирии, Вьетнаме. За научные достижения награждён Мишкольским университетом медалью Signum Aurum Universitatis. Действительный член Академии инженерных наук Украины и Грузинской технической академии, ассоциации IEEE. В работе конференции, многолетним председателем которой он является принимали участие специалисты из 30 стран мира.

За годы заведования им кафедрой было обновлено оборудование прежних и открыты новые лаборатории, оснащённые микропроцессорными электроприводами, компьютерами и другим современным оборудованием, полученным за счёт выполнения 2-х Европроектов, 3-х хоздоговоров для фирмы «Сименс – Украина» и помощи спонсоров, открыта подготовка по мехатронике и робототехнике. Сотрудниками кафедры защищено 4 докторских и 53 кандидатских диссертаций.

Как учёному В. Б. Клепикову характерны: умение видеть перспективу, находить новые научные задачи, смело браться за решение сложных проблем, проявлять целеустремлённость, настойчивость и добиваться результата. В. Б. Клепиков был руководителем ряда научно-исследовательских работ по правительственной тематике, планам НАН и МОН Украины, заказам предприятий, завершённым внедрением на заводах «Днепропетцсталь», «Криворожсталь», харьковских: авиационном, станкостроительном, «Электромашина», приборостроительном им. Т.Г. Шевченко, «Турбогазе», институте радиоастрономии и др.

В 2015 году под его руководством на кафедре был создан первый в Украине электромобиль с суперконденсаторной батареей.

На протяжении многих лет В. Б. Клепиков председатель специализированного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций, был заместителем председателя экспертной комиссии ВАК, председателем научно-методической комиссии по электромеханике и членом других комиссий министерства. Подготовил и читал 7 лекционных курсов. В настоящее время читает курс «Теория электропривода», спецкурсы для магистров и аспирантов. Его лекции отличаются системностью мышления, четкостью изложения, содержательностью, пояснение физической сущности явлений, процессов и соотношений, а в отношении к студентам – сочетание требовательности и доброжелательности.

Заслуги В.Б. Клепикова отмечены орденом «Дружбы Народов», 5 медалями, знаком министерства за значительный вклад в развитие высшего образования. Он признавался победителем конкурса «Высшая школа Харьковщины – лучшие имена» в номинациях «Научный работник» и «Заведующий кафедрой», был финалистом Всеукраинского конкурса «Лидер топливно-энергетического комплекса» в номинации «Учелный».

Президиум Украинской ассоциации инженеров электриков, ректорат НТУ «ХПИ», коллеги, сотрудники кафедры, участники XXIV конференции ПАЭП и редакционная коллегия Вестника поздравляют Владимира Борисовича с юбилеем, желают счастья, здоровья, новых творческих успехов.

Шамардина Вера Николаевна

Профессор Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», заместитель заведующего кафедры «Автоматизированные электромеханические системы», ответственный секретарь Украинской ассоциации инженеров-электриков и секретарь ежегодной международной научно-технической конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика».

Родилась в семье сельских учителей в Курской области. В 1969 году после окончания 8 классов сельской школы поступила в Харьковский электромеханический техникум на специальность «Электроаппаратостроение». После окончания техникума с отличием была направлена на работу в Особое конструкторское бюро при Харьковском электромеханическом заводе. С 1973 по 1979 г. училась в Харьковском политехническом институте на электромашиностроительном факультете по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Ленинский стипендиат. Закончила ХПИ с отличием и продолжила работу на кафедре электрификации промышленных предприятий (в дальнейшем – «Автоматизированные электромеханические системы»), пройдя путь от инженера и аспиранта до доцента кафедры.



В 1992 г. защитила кандидатскую диссертацию «Многодвигательный асинхронный электропривод грузоподъемных кранов с улучшенными динамическими и статическими характеристиками».

В 1992–1994 гг. исполняла обязанности заведующего кафедрой. С 2003 года – декан Немецкого технического факультета. Под её руководством, согласно требований Болонской декларации, были внедрены согласованные с немецкими партнёрами учебные планы по шести специальностям. Активно поддерживает связи с университетами Германии и Австрии – партнёрами НТУ «ХПИ».

Шамардина В. Н. – автор 75 научных работ, 3 авторских свидетельства, 9 учебно-методических пособий.

Вера Николаевна – высококвалифицированный, авторитетный преподаватель.

Благодаря профессионализму она постоянно совершенствует содержание лекционных курсов «Теория автоматического управления», «Спецкурс ТАУ», «Проектирование автоматических систем управления», «Нелинейные и дискретные системы автоматического управления» в соответствии с современным уровнем развития методов анализа и синтеза автоматизированных электромеханических систем. Благодаря сочетанию требовательности и доброжелательности курсы пользуются у студентов популярностью, и они ответственно относятся к их изучению.

Вере Николаевне присущи трудолюбие, ответственность, доскональное проникновение в суть проблем, организаторские умения.

Эти качества особенно проявляются при выполнении на протяжении многих лет непростых обязанностей ответственного секретаря УАИЭ, международной научно-технической конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика» и заместителя заведующего кафедры.

Президиум Украинской Ассоциации инженеров-электриков, Ректорат университета, коллеги и студенты поздравляют Веру Николаевну с юбилеем, желают ей счастья, здоровья, вдохновения и новых творческих успехов!

Родькін Дмитро Йосипович

У цьому році відзначає своє 80-річчя Заслужений діяч науки і техніки України доктор технічних наук, завідувач кафедри систем автоматичного управління та електроприводу (САУЕ) Кременчуцького національного університету (КрНУ) імені Михайла Остроградського, професор Родькін Дмитро Йосипович.

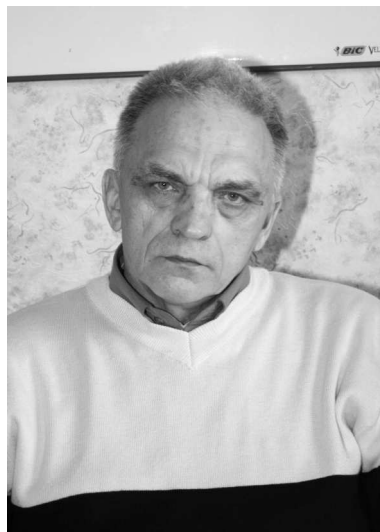
Він народився 31 травня 1939 року. Після закінчення з відзнакою Криворізького гірничорудного інституту (КГРІ) був зарахований до аспірантури кафедри автоматизації виробничих процесів.

В 1970 році Родькін Д.Й. захистив кандидатську дисертацію у Київському політехнічному інституті за спеціальністю «Автоматизація виробничих процесів гірничої промисловості». В 1979 році обраний за конкурсом на посаду завідувача кафедри «Автоматизованого електропривода» КГРІ, яку очолював до 1998 року. Під його керівництвом на кафедрі була створена потужна лабораторна база, до складу якої входили лабораторії теорії електроприводу, перетворювальної техніки, автоматизованого електроприводу, автоматизованого електроприводу загальнопромислових механізмів. З 1986 року на кафедрі почав формуватися новий науковий напрям підвищення ефективності електроприводів, випробування та діагностики електромеханічних перетворювачів, які застосовувалися в різних галузях народного господарства.

В 1995 році Родькін Д. Й. захистив докторську дисертацію «Системи динамічного навантаження електричних двигунів при їх випробуваннях (теорія, дослідження та розробка)» у Дніпропетровському гірничому інституті ім. Артема, а у 1996 році йому присуджено вчене звання професора.

В 1998 році Родькін Д. Й. був прийнятий на посаду професора кафедри «Автоматизація виробничих процесів та робототехніка» Кременчуцького державного політехнічного інституту (КДПІ). З 2001 року і до теперішнього часу він є завідувачем кафедри «Системи автоматичного управління та електроприводу». У 2011 році рішенням Вченої ради КрНУ Д. Й. Родькіну було присвоєне звання «Почесний професор».

Під час роботи в КрНУ під керівництвом проф. Родькіна Д. Й. відкрито чотири нові спеціальності. Оригінальна організація роботи, її результативність створили передумови для проведення на кафедрі щорічних конференцій: Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів «Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації» та Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика». Кафедра САУЕ стала базою для створення двох нових кафедр КрНУ: «Систем електроспоживання та енергетичного менеджменту» та «Автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій» у складі Інституту електромеханіки, енергозбереження і систем управління.



За 52 роки науково-педагогічної діяльності проф. Родькіним Д.Й. засвоєно, розроблено та впроваджено у навчальний процес пристрої та системи з вентиляльних каскадів, вентиляльних двигунів, фільтрокомпенсуючих пристроїв, системи динамічного навантаження електричних машин при випробуваннях, методи ідентифікації електромеханічних систем за енергетичним критерієм на базі теорії миттєвої потужності, вимірювально-діагностичні комплекси, розгорнуто багатопланові дослідження з ідентифікації електромеханічних систем та енергоресурсозбереження.

Він є автором понад 650 наукових робіт, серед яких 13 монографій, 260 патентів та авторських свідоцтв України. За його науковими здобутками в університеті сформувалася наукова школа «Енергоресурсозбереження, діагностика і моніторинг в електромеханічних системах, удосконалення пристроїв обліку електроенергії». Під керівництвом професора Родькіна Д. Й. захистили свої дисертації 32 співробітника кафедр «Автоматизації виробничих процесів» Криворізького гірничорудного інституту та «Систем автоматичного управління та електроприводу» КрНУ. Має почесні звання та нагороди: «Заслужений діяч науки і техніки України» (1998), нагрудний знак «Петро Могила» (2006), знак Міністерства освіти і науки України «За наукові та освітні досягнення» (2015).

Багаторічний досвід педагогічної, науково-дослідної, навчально-методичної та організаційної роботи проф. Родькіна Д. Й., зв'язки з підприємствами регіону та науковими закладами, авторитет у науковому світі, уміння формувати колектив і керувати ним, бачення перспектив сприяють тому, що кафедра САУЕ продовжує розвиватись у різних напрямках.

Президія Української асоціації інженерів-електриків, керівництво університету та Інституту електромеханіки, енергозбереження та систем управління, співробітники кафедри САУЕ бажать професору Дмитру Йосиповичу Родькіну подальшої активної діяльності, успішної наукової роботи та гідних послідовників в галузі електромеханіки.

Сінчук Олег Миколайович

Виповнилось 70 років академіку Академії гірничих наук України (1991), професору (1990), доктору технічних наук (1988), відомому українському вченому-електрику Олегу Миколайовичу Сінчуку.

Він народився 30 жовтня 1948 року в Кривому Розі в родині службовців. В 1955 році в неповних сім років пішов в школу (СШ №13), котру закінчив на «відмінно» в 1966 році. В цьому ж році успішно склав іспити на електротехнічний факультет до Криворізького гірничорудного інституту (КГРІ) – зараз Криворізький національний університет.

В 1971 р. О. М. Сінчук одержав диплом з відзнакою про закінчення КГРІ і пропозицію як студенту, котрий під час навчання займався НДР, на наукову роботу в інститут. Тож нинішній ювіляр уже з 1971 року працював науковим співробітником КГРІ. Наступні три роки навчався в аспірантурі, де вивчав проблеми та розробляв шляхи створення систем керування тяговими електромеханічними комплексами шахтних електропотягів.

Саме це й стало в подальшому темою кандидатської дисертації. Наукову працю Олег Миколайович захищав в термін, передбачений навчанням в аспірантурі у 1975 році в Київському політехнічному інституті.

В 1975 р. його було обрано секретарем комітету комсомолу КГРІ. По 1978 рік працював у комітеті комсомолу, а з 1978 по 1985 р.р. в партійному комітеті інституту, будучи заступником, а потім і секретарем партійного комітету. Водночас пройшов науковий шлях від асистента до завідувача кафедри. У всі ці роки Олег Миколайович активно займався науковою роботою, керував НДР, був науковим керівником аспірантів.

В 1991 році Олег Миколайович активно підтримував і стояв біля витоків створення Академії гірничих наук України – першої на той час в державі галузевої академії. В цьому ж році був обраний академіком та її віце-президентом. Між тим, ще в 1988 році Олег Миколайович захистив докторську дисертацію, яку представив науковцям Дніпропетровського гірничого інституту.

В 1995-1996 роках працював першим заступником директора Українського науково-дослідного, проектно-конструкторського і технологічного інституту електровозобудування (м. Дніпропетровськ); в 1996-1997 роках – деканом економічного факультету Інституту ділового адміністрування (м. Кривий Ріг); в 1997-1998 роках – директором з економічних питань АТ «Метафер» (м. Дніпропетровськ), проректором з навчальної роботи Криворізького представництва Міжрегіональної академії управління персоналом.

В 1999 році обійняв посаду заступника директора ДП «Харківський електромеханічний завод» (ХЕМЗ), а потім був запрошений на завод м. Харкова «Електромашина», де в структурі цього підприємства працював на ряді керівних посад.



Водночас Олег Миколайович працював завідувачем кафедри Харківської державної академії залізничного транспорту та професором Української державної академії міського господарства. В 2007 році був обраний завідувачем кафедри Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського, де працював до 2012 р.

З 2012 р. знову в місті Кривий Ріг, знову в КГРІ, але тепер – завідувач кафедри «Автоматизовані електромеханічні системи у промисловості та транспорті».

Серед основних спрямувань наукових досліджень професора О. М. Сінчука провідне місце посідають проблеми енергоефективності промислових підприємств, електробезпека та системи керування електромеханічними, електротехнічними системами та комплексами.

О. М. Сінчук – дійсний член Міжнародної асоціації інженерів силової електроніки, член спілки інженерів-електриків України. Учасник міжнародних конференцій, нарад, практикумів та виставок технічного прогресу, член двох спецрад по захисту кандидатських та докторських дисертацій. Він виховав ряд спеціалістів вищої кваліфікації у електротехнічній галузі, серед них доктор та 14 кандидатів технічних наук. Олег Миколайович багато років обирався депутатом міської та районних рад. Його ім'я записане в «Енциклопедії Криворіжжя» (2005 р.). Він автор майже 500 наукових праць, в тому числі 50 книг, 58 авторських свідоцтв на винаходи та патентів.

Ім'я О. М. Сінчука занесене до історико-біографічного видання «Велика Україна. 100 років державності» та в книгу «Винахідники України – еліта держави. Винаходи та інновації». В 2016 році він нагороджений Відзнакою президента України – ювілейною медаллю «25 років незалежності України». Олег Миколайович нагороджений також відзнаками Міністерства освіти України, Дніпропетровської обласної та Криворізької міської Ради.

Президія Української асоціації інженерів-електриків, колеги, співробітники кафедри та друзі поздоровляють Олега Миколайовича з ювілеєм, бажають йому щастя, здоров'я, натхнення і нових творчих звершень!

З М І С Т

НАУКА ТА ОСВІТА

М. В. Міусов 75 років вищій інженерній освіті моряків в Україні.....	3
А. К. Солоденко, В. П. Погребняк, О. В. Дашиковська Національне агентство із забезпечення якості вищої освіти – довгий шлях створення.....	4
М. В. Аніщенко, І. М. Пальчик, В. М. Шамардіна Розвиток віддаленої лабораторії кафедри «Автоматизовані електромеханічні системи» НТУ «ХПІ».....	9

ТЕОРЕТИЧНІ ПИТАННЯ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

О. І. Шеремет Аналітичний огляд традиційних та сучасних методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем.....	13
О. Л. Дерезь, О. В. Садовой Корекція параметрів квазіоптимальних за швидкодією релейних систем третього порядку, синтезованих методом N-I перемикачів.....	20
О. М. Сінчук, І. О. Сінчук Теоретико-методологічні засади діагностичного прогнозування рівнів споживання електричної енергії підземними залізничними підприємствами.....	24
Т. Ю. Кунченко, А. В. Пірожок, Ю. М. Кутувий, І. В. Обруч, О. В. Кащеев Синтез поліноміальним методом астатичного регулятора швидкості для квазістатичного метода дослідження асинхронних двигунів.....	31

СУЧАСНІ СИСТЕМИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

С. М. Пересада, В. С. Решетник, Д. І. Родькін, О. Ю. Зінченко Лінеаризуюче керування відпрацюванням кутової швидкості та початкова ідентифікація параметрів синхронної явнотермічної машини зі збудженням від постійних магнітів.....	36
О. І. Толочко, О. О. Бурмелюв, Д. А. Данилов Синтез спостерігача для бездатчикової системи керування неявнотермічним синхронним двигуном з постійними магнітами.....	43
О. П. Чорний, В. К. Титюк, Ю. В. Зачепа, С. А. Сергієнко, Є. В. Бурдільна Особливості роботи частотно-регульованого електропривода при підключенні двигуна до перетворювача довгим силовим кабелем.....	48
В. О. Лебедев, О. М. Халімовський Пошук можливостей підвищення швидкодії електропривода механізму подачі механізованого устаткування для дугового зварювання-наплавлення.....	52

КОМПОНЕНТИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

В. В. Грабко, О. В. Дідушок Дослідження роботи електромагнітного приводу вакуумного вимикача як об'єкта діагностування.....	57
Б. М. Горкунов, С. Г. Львов, Д. В. Гладченко, Саліба Абдель Нур Розпізнавання структури матеріалів циліндричних зразків за їх електромагнітними параметрами.....	63
Д. О. Пшеничников, Б. В. Воробйов Модель силового перетворювача асинхронного електропривода електромобіля у режимі рекуперативного гальмування.....	67
Л. В. Асмолова, М. В. Аніщенко, К. Ю. Лобода Датчики вимірювання кутового положення вала на базі обладнання National Instruments з платою QNET-MECHKIT «Датчики для мехатроніки».....	73

ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ

П. Д. Андрієнко, О. В. Немикіна, А. А. Андрієнко Електромагнітна сумісність при роботі групи кранів з частотно-регульованим приводом.....	77
О. В. Осичев, А. О. Ткаченко, Б. Д. Почапський Методика та програмне забезпечення вибору асинхронних двигунів з урахуванням їх технічних характеристик при навчальному проектуванні.....	81
О. В. Семіков, В. В. Воїнов До вибору параметрів тягового електродвигуна електромобіля.....	88
В. Б. Клепиков, Є. В. Сакун, Д. А. Курочкін Керування електроприводом електромобіля з енергоефективною коробкою передач.....	94

ЮБІЛЕЇ

Клепиков Володимир Борисович	99
Шамардіна Віра Миколаївна	100
Родькін Дмитро Йосипович	101
Сінчук Олег Миколайович	102

СОДЕРЖАНИЕ

НАУКА И ОБРАЗОВАНИЕ

М. В. Миусов 75 лет высшему инженерному образованию моряков в Украине.....	3
А. К. Солоденко, В. П. Погребняк, Е. В. Дашковская Национальное агентство по обеспечению качества высшего образования – длинный путь создания.....	4
Н. В. Анищенко, И. Н. Пальчик, В. Н. Шамардина Развитие удалённой лаборатории кафедры «Автоматизированные электромеханические системы» НТУ «ХПИ».....	9

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

А. И. Шеремет Аналитический обзор традиционных и современных методов синтеза автоматизированных электромеханических систем.....	13
А. Л. Дерез, А. В. Садовой Коррекция параметров квазиоптимальных по быстродействию релейных систем третьего порядка, синтезированных методом N-I переключений.....	20
О. Н. Синчук, И. О. Синчук Теоретико-методологические основы диагностического прогнозирования уровней потребления электроэнергии подземными железорудными предприятиями.....	24
Т. Ю. Кунченко, А. В. Пирожок, Ю. Н. Кутовой, И. В. Обруч, А. В. Кащеев Синтез полиномиальным методом астатического регулятора скорости для квазистатического метода исследования асинхронных двигателей.....	31

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

С. М. Пересада, В. С. Решетник, Д. И. Родькин, А. Ю. Зинченко Линеаризирующее управление отработкой угловой скорости и начальная идентификация параметров синхронной явнополюсной машины с возбуждением от постоянных магнитов.....	36
О. И. Толочко, А. О. Бурмелев, Д. А. Данилов Синтез наблюдателя для бездатчиковой системы управления неявнополюсным синхронным двигателем с постоянными магнитами.....	43
А. П. Черный, В. К. Тытюк, Ю. В. Зачепа, С. А. Сергиенко, Е. В. Бурдильная Особенности работы частотно-регулируемого электропривода при подключении двигателя длинным силовым кабелем.....	48
В. А. Лебедев, А. М. Халимовский Изыскание возможностей повышения быстродействия электропривода механизма подачи механизированного оборудования для дуговой сварки-наплавки.....	52

КОМПОНЕНТЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В. В. Грабко, О. В. Дидушок Исследование работы электромагнитного привода вакуумного выключателя как объекта диагностики.....	57
Б. М. Горкунов, С. Г. Львов, Д. В. Гладченко, Салиба Абдель Нур Распознавание структуры материалов цилиндрических образцов по их электромагнитным параметрам.....	63
Д. А. Пшеничников, Б. В. Воробьёв Модель силового преобразователя асинхронного электропривода электромобиля в режиме рекуперативного торможения.....	67
Л. В. Асмолова, Н. В. Анищенко, Е. Ю. Лобода Датчики измерения угла поворота вала на базе оборудования National Instruments на плате QNET-MECHKIT «Датчики для мехатроники».....	73

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

П. Д. Андриенко, О. В. Немыкина, А. А. Андриенко Электромагнитная совместимость при работе группы кранов с частотно-регулируемыми приводами.....	77
А. В. Осичев, А. А. Ткаченко, Б. Д. Почапский Методика и программное обеспечение выбора асинхронных двигателей с учётом их технических характеристик при учебном проектировании.....	81
А. В. Семиков, В. В. Воинов К выбору параметров тягового электродвигателя электромобиля.....	88
В. Б. Клепиков, Е. В. Сакун, Д. А. Курочкин Управление электроприводом электромобиля с энергоэффективной коробкой передач.....	94

ЮБИЛЕИ

Клепиков Владимир Борисович	99
Шамардина Вера Николаевна	100
Родькин Дмитрий Иосифович	101
Синчук Олег Николаевич	102

C O N T E N T

SCIENCE AND EDUCATION

M. V. Miyusov 75 years of higher engineering education of seafarers in Ukraine.....	3
A. K. Solodenko, V. P. Pogrebnyak, E. V. Dashkovskaya National agency for the quality assurance of higher education – the long way to create.....	4
M. V. Anishchenko, I. M. Palchyk, V. M. Shamardina Development remote laboratory of the «Automated electromechanical systems» department NTU «KhPI».....	9

THEORETICAL ISSUES OF AUTOMATED ELECTRIC DRIVE

O. I. Sheremet Analytical review of traditional and modern methods of automated electromechanical systems synthesis.....	13
O. L. Derets, O. V. Sadovoy Parameters correction of quasi-optimal in speed third order sliding mode control systems, synthesized by n-i switching method.....	20
O. N. Sinchuk, I. O. Sinchuk Theoretical and methodological substances of diagnostic prognosis of electric power consumption levels of underground iron ore enterprises.....	24
T. Yu. Kunchenko, A. V. Pirozhok, Yu. N. Kutovoj, I. V. Obruch, A. V. Kascheev Synthesis of a polynomial method of an astatic velocity regulator for a quasistatic method for studying an induction motor.....	31

MODERN SYSTEMS OF AUTOMATED ELECTRIC DRIVE

S. Peresada, V. Reshetnyk, D. Rodkin, O. Zinchenko Linearizing speed control and self-commissioning of interior permanent magnet synchronous motor.....	36
O. I. Tolochko, O. O. Burmelov, D. A. Danilov Design of the observer for sensorless control system of the nonsalient permanent magnet motor.....	43
O. Chorny, V. Tutiuk, Iu. Zachepa, S. Serhiienko, E. Burdilnaya Features of operation of the frequency-regulated electric drive when connecting the motor to a long power cable.....	48
V. O. Lebedjev, O. M. Khalimovskyy Research of the opportunities for performance improvement for electricdrive mechanism for supply of mechanized equipment for arc welding and surfacing.....	52

COMPONENTS OF AN AUTOMATED ELECTRIC DRIVE

V. V. Hrabko, O. V. Didushok Investigation of the work of the electromagnetic actuator of the vacuum circuit breaker as a object diagnosis.....	57
B. M. Gorkunov, S. G. Lvov, D. V. Hladchenko, Saliba Abdel Nour Recognition of the structure of materials of cylindrical samples by their electromagnetic parameters.....	63
D. PshenYchnYkov, B. VorobioV Asynchronous electric drive power converter model of an electric vehicle in regenerative braking mode.....	67
L. V. Asmolova, M. V. Anishchenko, K. Y. Loboda Sensors of measurement of shaft rotation angle on the basis of equipment National Instruments on the board QNET-MECHKIT «Sensors for mechatronics».....	73

ENERGY EFFICIENCY OF ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

P. D. Andrienko, O. V. Nemykina, A. A. Andrienko Electromagnetic compatibility in operation of group cranes with Variable Frequency Drive.....	77
A. V. Osichev, A. A. Tkachenko, B. D. Pochapsky Methods and software for the selection of asynchronous motors, taking into account their technical characteristics in educational design.....	81
A. V. Semikov, V. V. Voinov To select parameters of electric vehicle electric motor.....	88
V. B. Klepikov, Y. V. Sakun, D. A. Kurochkin Motor control in electric vehicle with energy efficient transmission.....	94

ANNIVERSARIES

Klepikov Vladimir Borisovich	99
Shamardina Vera Nikolaevna	100
Rodkin Dmytro Josypovych	101
Sinchuk Oleg Mykolayovych	102

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

**ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ».
СЕРІЯ: ПРОБЛЕМИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА.
ТЕОРІЯ І ПРАКТИКА**

Збірник наукових праць

№ 9 (1334) 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. № 9-19.

Підп. до друку 05.07.2019 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. № 5/08. 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