



ISSN 1607-7970
E-ISSN 2218-1903

ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№6
2025

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

Кириленко О.В. головний редактор,
академік НАН України
Шидловський А.К. академік НАН України
Блінов І.В. докт.техн.наук
Буткевич О.Ф. заступник головного
редактора, професор
академік НАН України
Жаркін А.Ф. докт.техн.наук
Кенсицький О.Г. член-кор. НАН України
Кондратенко І.П. член-кор. НАН України,
Кузнецов В.Г. член-кор. НАН України,
Липківський К.О. заступник головного
редактора, професор
професор
член-кор. НАН України
Мазуренко Л.І. академік НАН України
Михальський В.М. докт.техн.наук
Стогній Б.С. член-кор. НАН України
Шаповал І.А. член-кор. НАН України
Шидловська Н.А. член-кор. НАН України
Щерба А.А. докт.техн.наук
Юрченко О.М. відповідальний секретар
Городжа Л.В. канд.техн.наук

EDITORIAL BOARD*

Kyrylenko O.V. Editor-in-Chief,
Member of NAS.Ukraine
Shydlovskiy A.K. Member of NAS Ukraine
Blinov I.V. Dr.Sc. (Eng.)
Butkevych O.F. Deputy Editor-in-Chief, Professor
Zharkin A.F. Member of NAS Ukraine
Kensitskyi O.H. Dr.Sc. (Eng.)
Kondratenko I.P., Corresponding Member of NAS Ukraine
Kuznetsov V.H. Corresponding Member of NAS Ukraine
Lypkivskyi K.O. Deputy Editor-in-Chief,
Professor
Professor
Corresponding Member of NAS Ukraine
Mazurenko L.I. Member of NAS Ukraine
Mykhaskyi V.M. Dr.Sc. (Eng.)
Stohnii B.S. Corresponding Member of NAS Ukraine
Shapoval I.A. Corresponding Member of NAS Ukraine
Shydlovska N.A. Dr.Sc. (Eng.)
Shcherba A.A. Corresponding Member of NAS Ukraine
Yurchenko O.M. Dr.Sc. (Eng.)
Gorodzha L.V. Executive Managing Editor,
Ph.D.

* Члени редакційної колегії працюють у Інституті електродинаміки НАН України, Київ
Editorial board members work in the Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

Kyrylenko O.V. Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
Shydlovskiy A.K. Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
Hubanski S. Professor, Chalmers University of Technology, Sweden
Zhuikov V.Ya. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Zagirnyak M.V. Professor, The Kremenchuk M.Ostrogradskyi National University, Ukraine
Clare Jon C. Professor, The University of Nottingham, Great Britain
Kulyk M.M. Member of NAS Ukraine, Institute of General Energy of NAS Ukraine, Kyiv
Oleshchuk V. Professor, Institute of Power Engineering of AS Moldova, Kishinev
Pavlik M. Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland
Peresada S.M. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Pivniak H.H. Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine
Rozov V.Yu. Professor, corresponding member of NAS of Ukraine,
Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of NAS of Ukraine,
Kharkiv, Ukraine
Rossi K. Professor, The University of Bologna, Italy
Sokol Ye.I. Corresponding Member of NAS Ukraine, National Technical University "Kharkiv Polytechnical
Institute", Ukraine, Kharkiv
Stakhiv P.H. Professor, National University "Lviv Polytechnica", Ukraine, Lviv
Strzelecki R. Professor, Gdansk University of Technology, Poland
Vasko P.F. Dr.Sc. (Eng.), Institute of Renewable energy of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv

Журнал "Технічна електродинаміка" включено до Переліку наукових фахових видань України категорія «А», представлений у загальнодержавній реферативній базі даних "УКРАЇНІКА НАУКОВА" та у міжнародних наукометричних базах даних SCOPUS, COMPENDEX, EBSCO, PROQUEST, CROSSREF, INDEX COPERNICUS, DOAJ.

Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Берестейський, 56,
Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57. Email: ted@ied.org.ua <https://techned.org.ua>

ЗМІСТ

Перетворення параметрів електричної енергії

РЯБЕНЬКИЙ В.М., ГУБАРЕВИЧ В.М., МАРУНЯ Ю.В., ХУДЯКОВА І.М., ТРИБУЛЬКЕВИЧ С.Л. Особливості проектування активних енергетичних фільтрів	3
ЯГУП В.Г., ЯГУП К.В. Визначення усталеного режиму перетворювача Кука з магнітопов'язаними індуктивними елементами методом комп'ютерного моделювання	9
ГУЦАЛЮК В.Я., ЗУБКОВ І.С. Система керування резонансним інвертором напруги з модуляцією щільності імпульсів та самозбудженням як альтернатива фазового автоматичного підстроювання частоти в установках індукційного нагрівання	17

Електромеханічне перетворення енергії

ШУРУБ Ю.В., ПОПОВИЧ О.М., БІБІК О.В. Двоконтурна система регулювання асинхронного електроприводу одноциліндрового поршневого компресора	24
ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., НЕСТЕРЕНКО Д.С. Вплив нагріву постійних магнітів на характеристики потужних синхронних магнітоелектричних двигунів	34
BONDAR R.P. Control system of a vibrating platform driven by a permanent magnet linear motor	44
TRAN C.D., KUCCHAR M., NGUYEN P.D. Improved rotor flux estimation for field-oriented control in induction motor drives	52
ЧИЖЕНКО О.І., РИБІНА О.Б. Засоби обмеження перенапруги на комутуючих конденсаторах компенсаційного перетворювача для коригування перехідних пускових режимів у мережі за послідовного прямого пуску групи потужних асинхронних машин	58

Електроенергетичні системи та установки

БУТКЕВИЧ О.Ф. Про плеоназми, «легітимізацію» некоректностей та інші термінологічні вади, що стосуються енергосистем	67
---	----

Електротехнологічні комплекси та системи

КОНДРАТЕНКО І.П., КРИЩУК Р.С., ПАЩИН М.О. Аксіально-симетрична модель магнітного поля індуктора задля зменшення залишкових напружень у зварних з'єднаннях алюмінієвих пластин	72
ТЕРЯЄВ В.І., ЖЕЛІНСЬКИЙ М.М., ПРИЙМАК Б.І., ЗАЙЧЕНКО О.А. Забезпечення стійкості та якості регулювання системи електромагнітного підвісу в умовах параметричних і координатних збурень на основі використання уточненої нелінійної моделі електромагніту і методів модального керування	80

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

ВЛАДИМИРСЬКИЙ О.А., ЗВАРИЧ В.М., ВЛАДИМИРСЬКИЙ І.А., АРТЕМЧУК В.О. Розвиток методів визначення кореляційного зв'язку між сигналами у системах технічного діагностування	94
---	----

Наші ювіляри

ДО 80-РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України В.Ю. РОЗОВА	102
---	-----

Інше

XXII Міжнародна спеціалізована виставка «Енергетика в промисловості» та XVII Міжнародна спеціалізована виставка «EcoEnergy Expo 2025»	104
---	-----

Показчик статей за 2025 рік	105
-----------------------------------	-----

CONTENTS

Conversion of electric energy parameters

RYABENKYI V.M., HUBAREVICH V.M., MARUNYA Yu.V., KHUDYAKOVA I.M., TRYBULKEVYCH S.L. Design features of active energy filters.....	3
YAGUP V.G., YAGUP K.V. Determination of the steady mode of a Cook converter with magnetically coupled inductive elements using the method of computer macrosimulation	9
HUTSALIUK V.Ya., ZUBKOV I.S. Control system of resonance voltage inverter with pulse density modulation and self- oscillating as an alternative to phase-locked loop in induction heating equipment	7

Electromechanical energy conversion

SHURUB Yu.V., POPOVYCH O.M., BIBIK O.V. Double-loop control system of induction electric drive of single-cylinder piston compressor	24
VASKOVSKY Yu.M., NESTERENKO D.S. The impact of permanent magnets heating on the characteristics of powerful traction synchronous magneto-electric motors	34
BONDAR R.P. Control system of a vibrating platform driven by a permanent magnet linear motor.....	44
TRAN C.D., KUCCHAR M., NGUYEN P.D. Improved rotor flux estimation for field-oriented control in induction motor drives	52
CHYZHENKO O.I., RYBINA O.B. Means limiting overvoltage on commuting capacitors of the compensation converter for correcting of transient starting modes in the network during sequential direct starting of grup powerful asynchronous machines	58

Electric power systems and installations

BUTKEVYCH O.F. On the pleonasm, "legitimization" of improper terms, and other terminological flaws related to power systems	67
---	----

Electrotechnological complexes and systems

KONDRATENKO I.P., KRYSHCHUK R.S., PASHCHYN M.O. Axisymmetric model of inductor magnetic field for residual stress reduction in welded aluminum plates	72
TERIAIEV V.I., ZHELINSKYI M.M., PRYYMAK B.I., ZAICHENKO O.A. Improving the stability and quality of electromagnetic suspension in the conditions of parametric and coordinate disturbances based on the use of a refined nonlinear model of the electromagnet and modal control methods	80

Information Measuring Systems in Electric Power Engineering

VLADIMIRSKY O.A., ZVARITCH V.M., VLADIMIRSKY I.A., ARTEMCHUK V.O. Development of methods for determining correlation between signals in technical diagnostic system	94
---	----

Our anniversary guests

To the 80th anniversary of Corresponding Member of NAS of Ukraine V.Yu. ROZOV	102
---	-----

Information

XXII International Specialized Exhibition "Energy in Industry" & XVII International Specialized Exhibition "EcoEnergy Expo 2025"	104
--	-----

Index for papers 2025.....	105
----------------------------	-----

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ, О.Ф. БУТКЕВИЧ
Редактор І.О. БРАГІНЕЦЬ

ОСОБЛИВОСТІ ПРОЕКТУВАННЯ АКТИВНИХ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ФІЛЬТРІВ

В.М. Рябенський^{1*}, докт. техн. наук, **В.М. Губаревич^{2**}**, канд. техн. наук,
Ю.В. Маруня^{2*}**, канд. техн. наук, **І.М. Худякова^{1****}**, канд. пед. наук, **С.Л. Трибулькевич^{1*****}**

¹ Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова,
просп. Героїв України, 9, Миколаїв, 54025, Україна.

² Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: optron2@gmail.com; marunia@ied.org.ua.

Розглянуто особливості проектування схеми активного енергетичного фільтра (АЕФ) з послідовною компенсацією. Наведено демонстраційну модель АЕФ з послідовною компенсацією, реалізованою в Multisim. Визначено три основні задачі, які слід розв'язувати у взаємозв'язку під час проектування АЕФ. Приведено рекомендації стосовно підвищення показників якості вторинних джерел живлення. Бібл. 17, рис. 5.

Ключові слова: активні енергетичні фільтри, підсилювачі, частотні властивості, гармоніки випрямленої напруги, фільтрація гармонік.

Вступ. Активні енергетичні фільтри (АЕФ) активно розвивалися в 90-х роках минулого століття в потужних системах керованого постійного струму з робочими струмами від десятків до декількох сотень ампер та робочими напругами 200–300 В. Вони знайшли своє використання в системах живлення електрофізичної апаратури в джерелах живлення спеціальних лазерів, системах розмагнічування морських об'єктів та ін. В останні роки потужні джерела живлення постійного струму з низьким рівнем пульсацій розширили своє використання на інші області енергетичної електроніки [1–3]. Водночас, у зв'язку з широким розвитком мікро-, нано- та прецизійної електроніки різко зросли вимоги й до джерел живлення на порівняно невеликі струми (до 10–15 А) з високою стабільністю і високою чутливістю. До таких областей відносяться електронні системи вимірювальної техніки, медичної апаратури, спеціальні системи акустичної електроніки [4–8]. Регульовані джерела живлення постійного струму з прецизійними характеристиками вихідної напруги, за яких відхилення миттєвого значення вихідної напруги не перевищує 0.1% від номінального значення вихідної напруги, широко використовуються у навчанні, наукових дослідженнях, промисловому виробництві та інших сферах [9–12]. Необхідність у забезпеченні прецизійних характеристик вихідної напруги вторинних джерел живлення, особливо в умовах наявності різного роду завад, шумів і паразитних складових, призвела до необхідності встановлювати рекомендації та стандарти, наприклад, [13].

Задачі підвищення енергоефективності вторинних джерел живлення завжди актуальні, оскільки вони є найбільш енергозатратними і, відповідно, найменш надійними в будь-яких електронних системах. В той же час, зростаючі вимоги до стабільності випрямленої напруги та зменшення її пульсацій призводять до зростання масогабаритних показників вторинних джерел живлення.

Одним з напрямків зменшення масогабаритних показників фільтрів вищих гармонік випрямленої напруги є використання активних енергетичних фільтрів з включенням компенсуючого трансформатора послідовно з навантаженням, в первинну обмотку якого подається підсилена напруга пульсацій, що знімається з навантаження. На жаль, ефективність таких фільтрів обмежується стійкістю підсилювача як в діапазоні високих, так і низьких частот.

© Рябенський В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Худякова І.М., Трибулькевич С.Л., 2025

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-5441-3140>; ** <https://orcid.org/0000-0003-2416-9858>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-0071-1702>; **** <https://orcid.org/0000-0002-2677-7841>;

***** <https://orcid.org/0000-0001-5783-6616>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

Компенсаційні стабілізатори з прохідним транзистором для таких блоків живлення мають витримувати на собі не лише коливання напруги живлення, а й можливі її пульсації, тому вони повинні мати досить значний запас за напругою, що призводить до значних втрат енергії. Задля зменшення таких втрат використовують спеціально розроблені транзистори з низькими втратами напруги, наприклад, NDP6020P [14]. Задля забезпечення їх низьким падінням напруги у разі використання як прохідного транзистора розроблено й широко використовується схема компенсаційного стабілізатора [15], падіння напруги на прохідному транзисторі якого повинно враховувати не тільки коливання напруги, а й амплітуди пульсацій попередньо включених випрямляча та фільтра. Це приводить до завищеного падіння напруги на послідовному регулюючому елементі (до 1.5–2 В), що часто призводить до значних втрат енергії та погіршенню температурного режиму решти електронних компонентів схеми.

Метою роботи є підвищення енергоефективності вторинних джерел живлення пристроїв високоточної електроніки шляхом зниження пульсацій випрямленої напруги за допомогою активних енергетичних фільтрів з використанням сучасної елементної бази.

Такі фільтри привернули до себе увагу розробників, наприклад, [16] як пристрої, що можуть встановлюватися перед компенсаційним стабілізатором, зменшуючи пульсації випрямленої напруги. Менші значення пульсацій напруги дають можливість працювати з меншим падінням напруги на прохідному транзисторі і завдяки цьому можна зменшити величини компонентів пасивного фільтра. Ефективність АЕФ як замкнених структур повністю визначається контурним коефіцієнтом підсилення, який, в свою чергу, визначається стійкістю під час дії керуючих і зовнішніх впливів. Існує два основних напрямки побудови АЕФ – з послідовною та паралельною компенсацією. Розглянемо схему АЕФ з послідовною компенсацією, спрощену принципову і структурну схеми якого наведено на рис. 1, а і б. Особливість її полягає в тому, що змінна складова напруги на навантаженні підсилюється підсилювачем Π і через трансформатор подається в протифазі відносно напруги на конденсаторі в коло живлення навантаження. Як наслідок, створена напруга протилежного напрямку повинна в значній мірі компенсувати змінну складову струму в навантаженні.

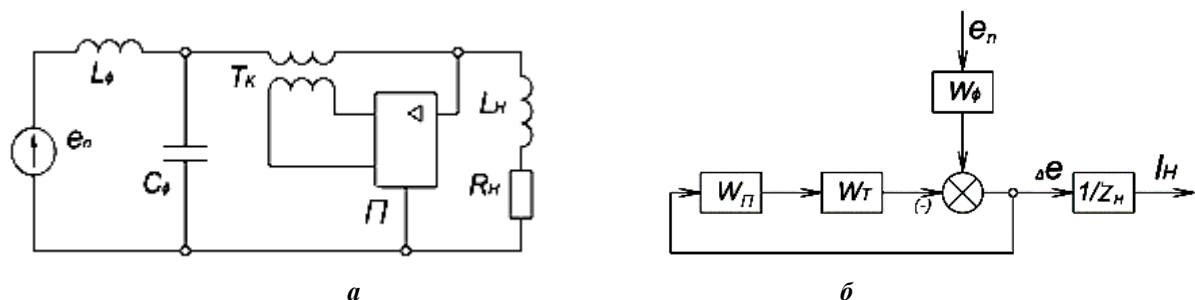


Рис. 1

Аналізуючи схему заміщення АЕФ, можна зробити висновок, що його дію можна розглядати як результат внесення в контур постійного струму імпедансу $Z'_{AF} = K_{\Pi} Z_H$, завдяки чому легко визначається вхідний опір АЕФ

$$Z_{\text{вх}} = Z_k + (K_{\Pi} + 1)Z_H,$$

де K_{Π} – коефіцієнт підсилення підсилювача в полосі частот компенсації гармонічних складових; Z_k – приведений до вторинної обмотки опір трансформатора.

Зростання величини вхідного опору приводить до того, що пасивний фільтр, складений на елементах $L_{\phi}C_{\phi}$, буде працювати в режимі, близькому до режиму холостого ходу, тобто ефективність його дещо зменшиться.

Структурна схема, наведена на рис. 1, б, показує, що пульсації випрямленої напруги можна розглядати як адитивну заваду на виході підсилювача. Відповідно, вона може бути суттєво подавлена на величину, пропорційну контурному коефіцієнту підсилення e_n , тобто

$$\Delta e = \frac{e_n}{W_{\phi}(1 + W_{\Pi}W_T)},$$

де W_{ϕ} , W_{Π} , W_T – передаточні функції фільтра, підсилювача і трансформатора відповідно.

На рис. 2 наведено демонстраційну модель АЕФ з послідовною компенсацією, реалізовану в пакеті програм Multisim.

Напруга постійного струму, що отримується на виході мостового випрямляча D1, частково

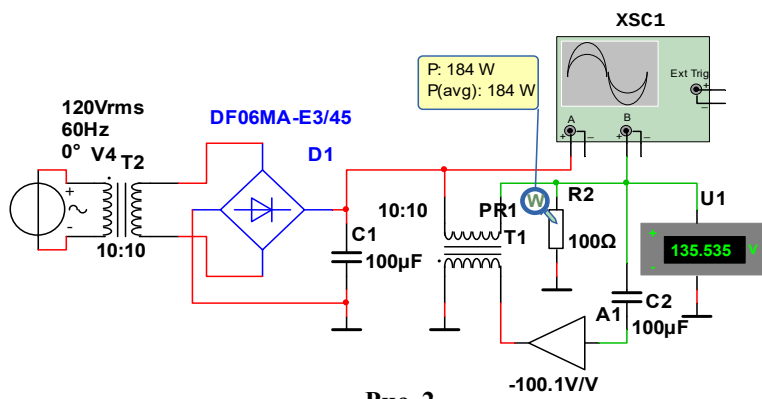


Рис. 2

рис. 3 наведено осцилограми змінної складової напруги на виході випрямляча і на навантаженні з відповідними масштабними коефіцієнтами по каналах осцилографа. З допомогою курсорів ефективність подавлення змінної складової випрямленої напруги (показання курсорів T2 – T1) визначається як відношення розмаху пульсацій напруги на виході випрямляча до її розмаху на навантаженні і може досягати 40 дБ.

Під час проектування АЕФ слід розв'язувати у взаємозв'язку три основні задачі:

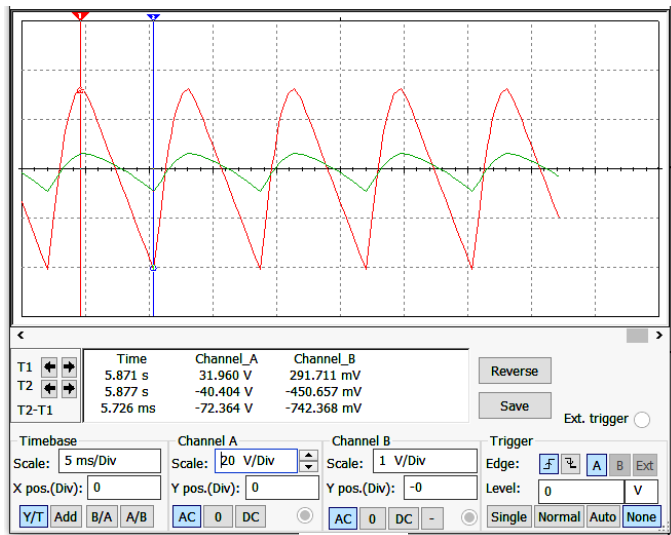


Рис. 3

1. Проектування трансформатора з повітряним зазором з мінімальними конструктивними та масогабаритними показниками;
2. Обґрунтування, вибір і проектування підсилювача АЕФ з врахуванням необхідності забезпечення необхідного коефіцієнту підсилення й характеру частотних характеристик;
3. Необхідність забезпечення стійкості замкненої системи, особливо для діапазону низьких частот.

Трансформатор АЕФ повинен виготовлятися або з повітряним зазором, або використовувати допоміжну обмотку задля компенсації струму постійного підмагнічування [5]. Вторинна обмотка повинна мати незначну кількість витків провідника значного перерізу. Це обумовлено необ-

хідністю зменшити падіння напруги на ній та впливу постійного струму підмагнічування осердя.

Первинна обмотка трансформатора має кількість витків, що визначається необхідним коефіцієнтом трансформації та величиною вихідної напруги підсилювача. Активний опір її також досить низький і реально не перевищує одиниць Ом. Вказані особливості дають можливість вважати, що схема заміщення трансформатора матиме вигляд активно-індуктивної ланки, в якій послідовний опір включає в себе суму вихідного опору підсилювача і опору первинної обмотки R та індуктивність намагнічування L , яка задає величину струму холостого ходу трансформатора і має досить великі значення. Частотна характеристика такої ланки визначається формулою

$$K(j\omega) = \frac{Tj\omega}{1 + Tj\omega},$$

в якій постійна часу $T = L/R$, і вона може бути бажаною складовою частотної характеристики підсилювача для діапазону низьких частот $\omega_{1H} - \omega_{3H} - \omega_{2H}$ (рис. 4).

Підключення трансформатора до виходу підсилювача має свої особливості. Сучасні підсилювачі потужності будуються по двотактній схемі на основі емітерних повторювачів (схем з загальним колектором) з безпосереднім зв'язком з навантаженням. Використовувати двотактний

підсилювач класу B у випадку, що розглядається, не допустимо, оскільки паузи перемикання транзисторів в районі нуля вихідної напруги приводять до появи імпульсних сплесків. Підключення трансформатора через розділовий конденсатор призводить до підвищення крутизни низькочастотної ділянки логарифмічної амплітудно-частотної характеристики (ЛАЧХ) до $+40$ дБ/дек, що ускладнить побудову коригуючих пристроїв для реалізації бажаної ЛАЧХ в діапазоні низьких частот (рис. 4).

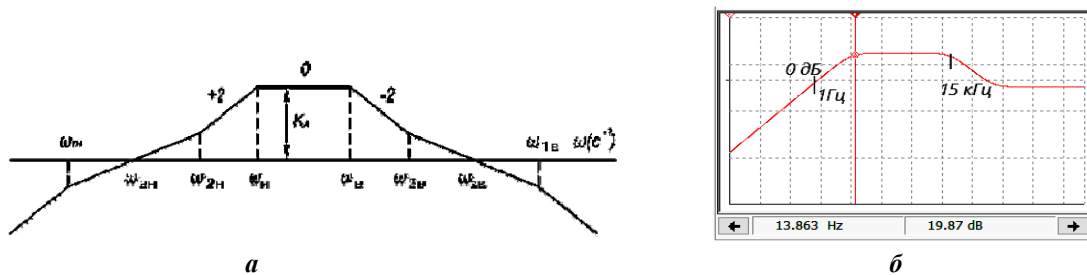


Рис. 4

Формування бажаної частотної характеристики АЕФ може забезпечуватися по різному в залежності від необхідної полоси компенсації гармонічних складових $\Pi_{\omega} = \omega_{3B} \div \omega_{3H}$, коефіцієнта компенсації $K_{\Pi}(\omega_n)$ і параметрів, що характеризують стійкість підсилювача на низьких і високих частотах. Всі ці питання досить повно відображені у спеціальній літературі [17].

За малих значень інтервалу Π_{ω} між частотами зрізу бажаної ЛАЧХ в області низьких ω_{CH} і високих частот має місце взаємний вплив фазових характеристик піддіапазонів. Задля його усунення необхідне виконання умови

$$\frac{\omega_{3B}}{\omega_H} = \frac{\omega_B}{\omega_H} = \frac{\omega_{3B}}{\omega_B} > 10.$$

Задля забезпечення незалежної роботи підсилювача від трансформаторного навантаження необхідно, щоб вихідний опір підсилювача був досить малим, тобто, підсилювач повинен бути джерелом напруги з малим вихідним опором. Для цього такі підсилювачі слід виготовляти на транзисторах, що мають високий коефіцієнт підсилення, наприклад, схем Дарлінгтона/Шиклаї, або використовувати місцевий зворотний зв'язок за напругою. На рис. 5, а зображено рекомендовану схему підсилювача класу B зі зворотним зв'язком за вихідною напругою, побудованого за допомогою операційного підсилювача U2A, частотну характеристику якого наведено на рис. 5, б. Комплементарна пара транзисторів U1A та U1B працюють в режимі класу B . Глибокий зворотний зв'язок за вихідною напругою і з допомогою підсилювача U2A забезпечує лінійність роботи в широкому діапазоні вхідної напруги та низький вихідний опір вихідного каскаду підсилювача. За допомогою резисторів R1 та R2 підсилювач U2B забезпечує необхідний коефіцієнт підсилення, а також необхідний характер частотної характеристики як в області низьких, так і в області високих частот.

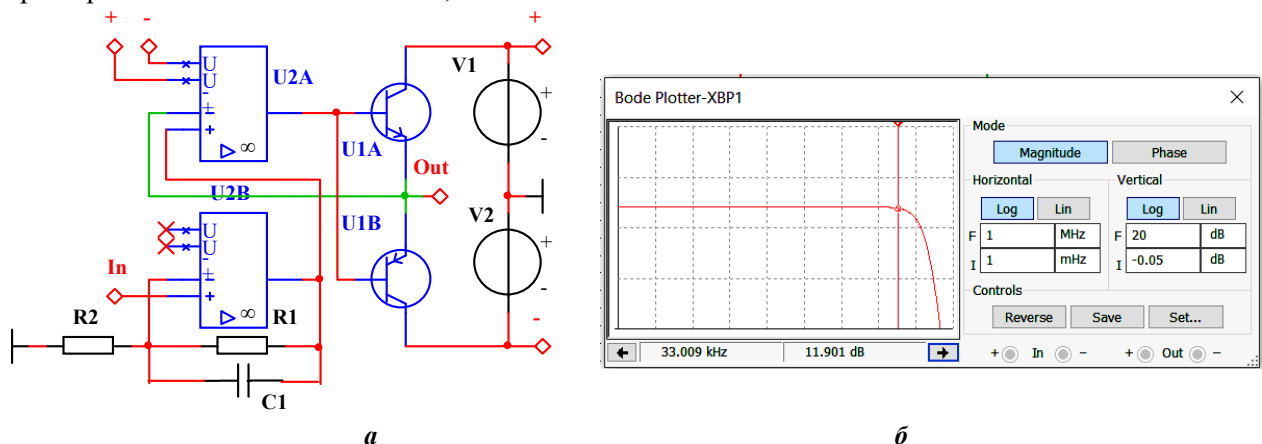


Рис. 5

Рівномірність частотної характеристики підсилювача (рис. 5, б) в широкому частотному діапазоні (від 0 Гц і до 33 кГц) дає змогу за допомогою операційного підсилювача U2B формувати амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) АЕФ з заданим частотним діапазоном і коефіцієнтом подавлення гармонік. На рис. 4, б наведено експериментальну амплітудно-частотну характеристику активного енергетичного фільтра. Числові параметри, що наведені на рисунку, мають похибку біля

20%, обумовлену точністю вимірювання Боде – плотером віртуальної лабораторії. Нахил АЧХ як в діапазоні низьких, так і високих частот, має величину приблизно рівну ± 20 дБ/дек. Частота ω_H рівна приблизно 14 Гц і може бути зміщена вгору у разі необхідності збільшення контурного коефіцієнта підсилення. Верхня частота ω_B рівна 15 кГц, але під час збільшення контурного коефіцієнта підсилення вона буде зміщуватися вліво. Нахил характеристики низькочастотного діапазону обумовлений параметрами трансформатора, а нахил характеристики високочастотного діапазону задається опором $R_1 = 50$ кОм і паралельно йому включеним конденсатором $C_1 = 5$ нФ, постійна часу $R_1 C_1$ задається розробником.

В АЕФ з послідовною компенсацією підсилювач працює практично в режимі холостого ходу, оскільки навантаженням його є індуктивність намагнічування.

Висновок. 1. Приведено особливості та конкретні шляхи розробки АЕФ з послідовною компенсацією на сучасній елементній базі, що дає можливість підвищити ефективність джерел живлення електронної апаратури високої точності за рахунок компенсації пульсацій випрямленої напруги і зменшення падіння напруги на компенсаційних стабілізаторах.

2. Ефективність притуплення гармонічних складових пульсацій випрямленої напруги за допомогою активного енергетичного фільтра обмежується контурним коефіцієнтом підсилення підсилювача та його частотним діапазоном.

3. Розглянуто особливості побудови АЧХ контура підсилення АЕФ задля підвищення стійкості підсилювача на низьких і високих частотах.

1. Семененко Ю.А. Стабилизация и активная фильтрация выпрямленного напряжения в замкнутой структуре. *Збірник наукових праць Українського державного університету залізничного транспорту*. 2016. № 166. С. 131-140. DOI: <https://doi.org/10.18664/1994-7852.166.2016.92884>.

2. Practical design techniques for sensor signal conditioning. Part 8, 9. Analog devices. Autex Ltd. URL: <https://www.analog.com/en/resources/technical-books/practical-design-techniques-sensor-signal-conditioning.html> (дата доступу 09.05.2025).

3. Precision voltage regulator controller ADP3310. Datasheet. Analog Device. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adp3310.pdf> (дата доступу 09.05.2025).

4. Сокол Е.И., Гончаров Ю.П., Замаруев В.В., Кривошеев С.Ю., Любич Р.И., Чурсина Ю.В. Низкочастотные автоколебания в силовых активных фильтрах. *Технічна електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. Тематичний випуск*. 2008. Ч. 3. С. 81-87.

5. Jing H., Liu Z., Wang H., Sheh X. Design and realization of high-precision digital control direct current power supply. *International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet)*, Xianning, China, 16–18 April 2011. DOI: <https://doi.org/10.1109/cecnet.2011.5768894>.

6. Huang H., Zheng X., Wu Y., Sheng Z. Design of high precision and high power bidirectional adjustable power supply. *Fusion Engineering and Design*. 2021. Vol. 162. Article no 112103. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.fusengdes.2020.112103>.

7. Hegarty T. An overview of conducted EMI specifications for power supplies. Analog. Embedded processing. Semiconductor company. URL: <https://www.ti.com/lit/wp/slyy136/slyy136.pdf> (дата доступу 09.05.2025).

8. Yang W., Huang J., Dai Z. Design of a High-precision DC regulated power supply system. *IEEE 4th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)*, Chongqing, China, 12–14 June 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/itnec48623.2020.9084831>.

9. Gwóźdź M., Ciepliński Ł. DC power supply with parallel active compensation function and tuneable inductive filter based on analogue control: Part 1. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*. 2024. Vol. 72 (1). P. e148839. DOI: <https://doi.org/10.24425/bpasts.2024.148839>.

10. Onishi Hiroyuki, Nagaoka Shingo, Zaitu Toshiyuki. Noise Cancellation for Miniaturization of Switched Mode Power Supply. *Omron Technics*. 2020. Vol. 52. URL: https://www.omron.com/global/en/assets/file/technology/omrontechnics/vol52/OMT_Vol52_003EN.pdf (дата доступу 12.05.2025).

11. Murray O. How to Reduce EMI and Shrink Power-supply Size with an Integrated Active EMI Filter. Texas Instruments. URL: <https://www.ti.com/lit/ta/sszt179/sszt179.pdf> (дата доступу 12.05.2025).

12. Understanding DC Filters: Types, Applications & Benefits. Anypcba. URL: <https://www.anypcba.com/blogs/electronic-component-knowledge/understanding-dc-filters-types-applications-benefits.html> (дата доступу 12.05.2025).

13. The engineer's guide to EMI in DC-DC converters (Part 1): standards requirements and measurement techniques. *How2Power Today*. December 2017. URL: https://www.how2power.com/pdf_view.php?url=/newsletters/1712/articles/H2PToday1712_design_TexasInstruments_Part%201.pdf (дата доступу 12.05.2025).

14. NDP6020P/ NDB6020P. P-Channel Logic Level Enhancement Mode Field Effect Transistor. URL: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ndp6020p-d.pdf> (дата доступу 12.05.2025).

15. Precision Voltage Regulator Controller ADP3310. Datasheet Analog Device. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adp3310.pdf> (дата доступу 12.05.2025).

16. Vlemincq L. Smart ripple canceller offers near-zero dropout. URL: <https://www.edn.com/smart-ripple-canceller-offers-near-zero-dropout/> (дата доступу 12.05.2025).

17. Шаруда В.Г. Практикум з теорії автоматичного управління. Дніпропетровськ: НГАУ, 2002. 414 с.

DESIGN FEATURES OF ACTIVE ENERGY FILTERS

V.M. Ryabenkyi¹, V.M. Hubarevich², Yu.V. Marunya², I.M. Khudyakova¹, S.L. Trybulkevych¹

¹ National University of Shipbuilding of Admiral Makarov,
Heroes of Ukraine Ave., 9, Mykolaiv, 54025, Ukraine.

² Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: optron2@gmail.com; marunia@ied.org.ua.

The features of the design of the active energy filter (AEF) with sequential compensation are considered. The AEF demonstration model with sequential compensation implemented in Multisim is given. There are three main tasks that should be solved in the interconnection when designing AEF. Recommendations for increasing the quality of secondary power sources have been given. References 17, figures 5.

Keywords: active energy filters, amplifiers, frequency properties, harmonics of rectified voltage, filtration of harmonics.

1. Semenenko Yu.A. Stabilization and active filtration of straightened voltage in a closed structure. *Zbirnyk naukovykh prats Ukrainskoho derzhavnogo universytetu zaliznychnoho transportu*. 2016. No 166. Pp. 131-140. DOI: <https://doi.org/10.18664/1994-7852.166.2016.92884>. (Rus)

2. Practical design techniques for sensor signal conditioning. Part 8, 9. Analog devices. Autex Ltd. URL: <https://www.analog.com/en/resources/technical-books/practical-design-techniques-sensor-signal-conditioning.html> (accessed at 09.05.2025).

3. Precision voltage regulator controller ADP3310. Datasheet. Analog Device. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adp3310.pdf> (accessed at 09.05.2025).

4. Sokol Ye.I., Goncharov Yu.P., Zamarayev V.V., Krivosheev S.Yu., Liubich R.I., Chursina Yu.V. Low-frequency auto-fluctuations in power active filters. *Tekhnichna elektrodynamika. Problemy sychasnoi elektrotekhniki. Tematychnyi vypusk*. 2008. Part 3. Pp.81-87. (Rus)

5. Jing H., Liu Z., Wang H., Sheh X. Design and realization of high-precision digital control direct current power supply. International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet), Xianning, China, 16–18 April 2011. DOI: <https://doi.org/10.1109/cecnet.2011.5768894>.

6. Huang H., Zheng X., Wu Y., Sheng Z. Design of high precision and high power bidirectional adjustable power supply. *Fusion Engineering and Design*. 2021. Vol. 162. Article no 112103. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.fusengdes.2020.112103>.

7. Hegarty T. An overview of conducted EMI specifications for power supplies. Analog. Embedded processing. Semiconductor company. URL: <https://www.ti.com/lit/wp/slyy136/slyy136.pdf> (accessed at 09.05.2025).

8. Yang W., Huang J., Dai Z. Design of a High-precision DC regulated power supply system. IEEE 4th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC), Chongqing, China, 12–14 June 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/itnec48623.2020.9084831>.

9. Gwóźdz M., Ciepliński Ł. DC power supply with parallel active compensation function and tuneable inductive filter based on analogue control: Part 1. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*. 2024. Vol. 72 (1). P. e148839. DOI: <https://doi.org/10.24425/bpasts.2024.148839>.

10. Onishi Hiroyuki, Nagaoka Shingo, Zaitzu Toshiyuki. Noise Cancellation for Miniaturization of Switched Mode Power Supply. *Omron Technics*. 2020. Vol. 52. URL: https://www.omron.com/global/en/assets/file/technology/omrontechnics/vol52/OMT_Vol52_003EN.pdf (accessed at 12.05.2025).

11. Murray O. How to Reduce EMI and Shrink Power-supply Size with an Integrated Active EMI Filter. Texas Instruments. URL: <https://www.ti.com/lit/ta/sszt179/sszt179.pdf> (accessed at 12.05.2025).

12. Understanding DC Filters: Types, Applications & Benefits. Anypcba. URL: <https://www.anypcba.com/blogs/electronic-component-knowledge/understanding-dc-filters-types-applications-benefits.html> (accessed at 12.05.2025).

13. The engineer's guide to EMI in DC-DC converters (Part 1): standards requirements and measurement techniques. *How2Power Today*. December 2017. URL: https://www.how2power.com/pdf_view.php?url=/newsletters/1712/articles/H2PToday1712_design_TexasInstruments_Part%201.pdf (accessed at 12.05.2025)

14. NDP6020P/ NDB6020P. P-Channel Logic Level Enhancement Mode Field Effect Transistor. URL: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ndp6020p-d.pdf> (accessed at 12.05.2025).

15. Precision Voltage Regulator Controller ADP3310. Datasheet Analog Device. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adp3310.pdf> (accessed at 12.05.2025).

16. Vlemincq L. Smart ripple canceller offers near-zero dropout. URL: <https://www.edn.com/smart-ripple-canceller-offers-near-zero-dropout/> (accessed at 12.05.2025).

17. Sharuda V.G. Workshop on the theory of autogmatic management. Dnipropetrovsk: Natsionalna girnycha akadimiia Ukrainy, 2002. 414 p. (Ukr)

Надійшла 27.01.2025
Остаточний варіант 28.08.2025

ВИЗНАЧЕННЯ УСТАЛЕНОГО РЕЖИМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧА КУКА З МАГНІТОПОВ'ЯЗАНИМИ ІНДУКТИВНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ МЕТОДОМ КОМП'ЮТЕРНОГО МАКРОМОДЕЛЮВАННЯ

В.Г. Ягуп^{1*}, докт. техн. наук, К.В. Ягуп^{2**}, докт. техн. наук

¹ Харківський національний автомобільно-дорожній університет,
вул. Ярослава Мудрого, 25, Харків, 61002, Україна,
e-mail: yagup.walery@gmail.com.

² Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна.

Роботу присвячено вирішенню проблеми зменшення витрат комп'ютерного часу задля визначення усталеного режиму перетворювача Кука з магнітнопов'язаними індукторами. Запропоновано перехід до макромодельовання процесів, під яким розуміється використання рекурентних різницевих рівнянь для значень змінних стану на межах періодів. Показано, що задля обчислення параметрів макромоделі достатньо отримати інформацію про декілька періодів перехідного процесу пуску перетворювача Кука, після чого параметри макромоделі і усталеного режиму визначаються за допомогою стандартних матричних операцій. Запропонований метод макромодельовання дає змогу суттєво скоротити витрати комп'ютерного часу та отримати результати з високою точністю. Бібл. 15, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: перетворювач Кука, магнітнопов'язані індуктори, змінні стану, різницеві рівняння, усталений режим, візуальна модель.

Вступ і постановка задачі. Перетворювачі постійного струму за схемою Кука представляють собою найбільш універсальні пристрої, які здатні як підвищувати, так і знижувати вихідну напругу порівняно із живлячою [1, 2]. Дослідження електромагнітних процесів в цих схемах представляє достатньо важливе завдання з урахуванням широкого застосування цих перетворювачів в різного роду технологічних процесах. Задля розрахунку усталених режимів перетворювачів Кука є доступними широкий спектр методів як аналітичних, так і на основі чисельного моделювання [3–8]. Проте аналітичні методи, викладені у перелічених працях, не завжди мають можливості широкого застосування. Наприклад, коли параметри елементів визначають періодичні усталені режими у перетворювачі, за яких періоди власних частот та постійні часу його ланок є меншими за період комутації, то рівність середніх значень змінних на окремих інтервалах комутації не дотримується. У такому разі методи на основі усереднення мають обмеження у застосуванні. У свою чергу, розвиток методів комп'ютерного моделювання [8–11] дає змогу автоматизувати процеси складання диференціальних рівнянь і враховувати при цьому вплив усіх елементів з майже необмеженим діапазоном параметрів у схемі перетворювача. Однак, вихід на квазіусталений режим може займати велику кількість періодів роботи перетворювача. Тому метод усталення, який пропонується для обчислення траєкторій руху динамічної системи [12], може потребувати великих витрат комп'ютерного часу. Ця проблема поглиблюється під час намагання підвищити точність розрахунків. Для цього зменшують величину кроку інтегрування диференціальних рівнянь, що збільшує кількість циклів обчислення на кожному періоді. Задля підвищення точності також застосовують чисельні методи високого порядку для інтегрування диференціальних рівнянь, завдяки чому зростає кількість обчислення правих частин рівнянь і, відповідно, витрати комп'ютерного часу. Існує також проблема визначення моменту досягнення усталеного режиму для систем зі слабким демпфуванням [10–15], коли змінні стану дуже повільно наближаються до усталених значень, і визначення моменту досягнення періодичності ускладнено. Слід також рахуватися з накопиченням похибок у разі багатоциклічних обчислень на великій кількості періодів процесу, що передують досягненню усталеного режиму. Зазначені проблеми є характерними стосовно дослідження усталених режимів перетворювачів чисельними методами.

© Ягуп В.Г., Ягуп К.В., 2025

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-7019-3499>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9305-8169>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

Метою роботи є розробка і застосування методу дослідження квазіусталених режимів в перетворювачі Кука з магнітнопов'язаними індуктивними елементами з використанням комп'ютерних моделей шляхом макромодельовання на основі різницевих рівнянь у вигляді рекурентних співвідношень щодо величин змінних стану на межах періодів.

Основна частина дослідження.

1. Дослідження процесу пуску перетворювача Кука. Розглянемо схему перетворювача Кука з магнітнопов'язаними індукторами [7], структура якого відповідно повторюється на його візуальній моделі в системі SinPowerSystem (SPS), яку наведено на рис. 1.

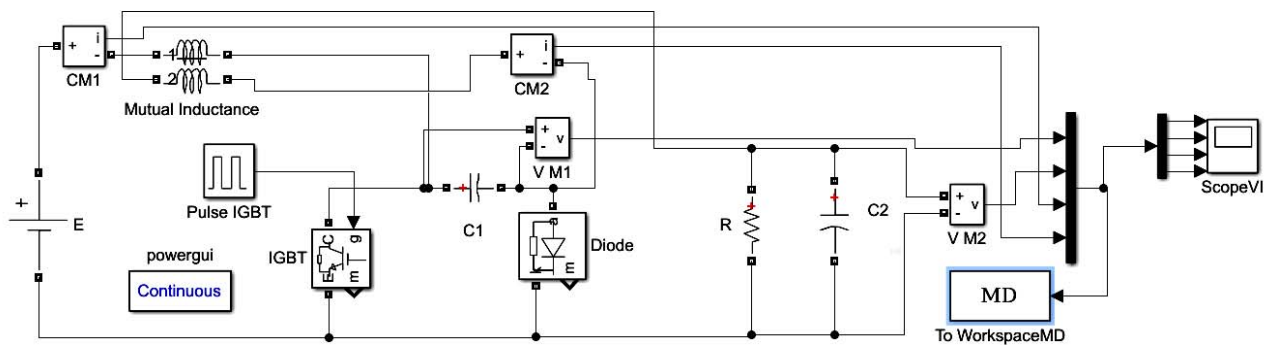


Рис. 1

Перетворювач живиться від джерела постійної напруги E . Два магнітнопов'язані індуктори представлені в моделі через блок Mutual Inductance. Напруга від джерела подається через перший індуктор, буферний конденсатор $C1$ і другий індуктор на навантаження, яке представлене резистором R і накопичувальним фільтруючим конденсатором $C2$. Ключові напівпровідникові елементи IGBT і Diode забезпечують широтно-імпульсну модуляцію в перетворювачі. Особливістю цієї схеми є магнітний зв'язок вхідного і вихідного індукторів, завдяки чому обидві частини перетворювача обмінюються енергією незалежно від стану ключових елементів. Частота і сквапність широтно-імпульсної модуляції визначаються параметрами керуючих імпульсів від генератора Pulse IGBT. Параметри перетворювача Кука прийняті такими, як вони представлені в [7], а саме: $E = 300$ В, $L1 = 2$ мГн, $L2 = 2,47$ мГн, $M = 1,4$ мГн, $T = 50$ мкс, $T_n = 15$ мкс, $R = 50$ Ом, $C1 = 10$ мкФ, $C2 = 100$ мкФ. З метою збільшення точності результатів здійснимо нормування параметрів, обравши за базові час $t_0 = T = 50$ мкс, напругу $U_0 = 1$ В, струм $I_0 = 1$ А. Тоді базовий опір $R_0 = U_0/I_0 = 1$ Ом, базова ємність $C_0 = t_0/R_0 = 50 \cdot 10^{-6}$ Ф, базова індуктивність $L_0 = t_0 \cdot R_0 = 50 \cdot 10^{-6}$ Гн. Поділивши вихідні значення параметрів схеми на базові значення, отримаємо наступні значення нормованих параметрів, які використовуються далі для моделювання: $E = 300$ В, $L1 = 40$ Гн, $L2 = 49,4$ Гн, $M = 28$ Гн, $T = 1$ с, $T_n = 0,3$ с, $R = 50$ Ом, $C1 = 0,2$ Ф, $C2 = 2$ Ф. Зауважимо, що за такого способу нормування параметрів змінюється лише масштаб за часом, а напруги і струми залишають свої натуральні значення, які діють саме в реальній схемі. Задля вимірювання змінних стану в моделі увімкнені вимірювачі струмів індукторів і напруг конденсаторів, сигнали з яких фіксуються чотириканальним віртуальним осцилографом ScopeVI.

Задля дослідження процесу пуску перетворювача Кука здійснено моделювання перехідного процесу з нульових початкових значень змінних стану $V_{C1}(0) = V_{C2}(0) = 0$ та $I_{L1}(0) = I_{L2}(0) = 0$.

На рис. 2 наведено часові діаграми перехідного процесу пуску перетворювача Кука, відображеного протягом 5000 періодів. Діаграми приведені для змінних стану у чередуванні (зверху вниз) V_{C1} , V_{C2} , I_{L1} , I_{L2} . З наведених часових діаграм видно, що навіть протягом значної кількості періодів перехідний процес не встановлюється. Коливання напруг і струмів тут обумовлені не стільки впливом широтно-імпульсної модуляції, скільки власними резонансними властивостями перетворювача, зумовленими наявністю чотирьох реактивних елементів і лише одного резистивного елемента, який вносить достатньо незначну дисипацію енергії в системі.

Для того, щоб отримати уявлення про низьку швидкість вгамування динамічного процесу і ступінь досягнення усталеного процесу в досліджувальній схемі на рис. 3, наведено часові діаграми змінних стану протягом останніх 10 періодів обчисленого пускового процесу.

На цих діаграмах видно вплив широтно-імпульсної модуляції, але ж коливання змінних стану

продовжують мати місце, і періодичність усталеного режиму перетворювача ще не досягається. Чисельні значення змінних стану на початку двох останніх періодів складають відповідно для VC1: 446,42 і 451,33 В; для VC2: -126,60 і -126,20 В; для IL1: 1,692 і 0,943 А; для IL2: 0,994 і 1,558 А. Ці значення чисельно підтверджують відсутність встановлення усталеного режиму перетворювача Кука. Таким чином, значні витрати комп'ютерного часу на розрахунок процесу шляхом встановлення цього режиму не дають потрібного результату.

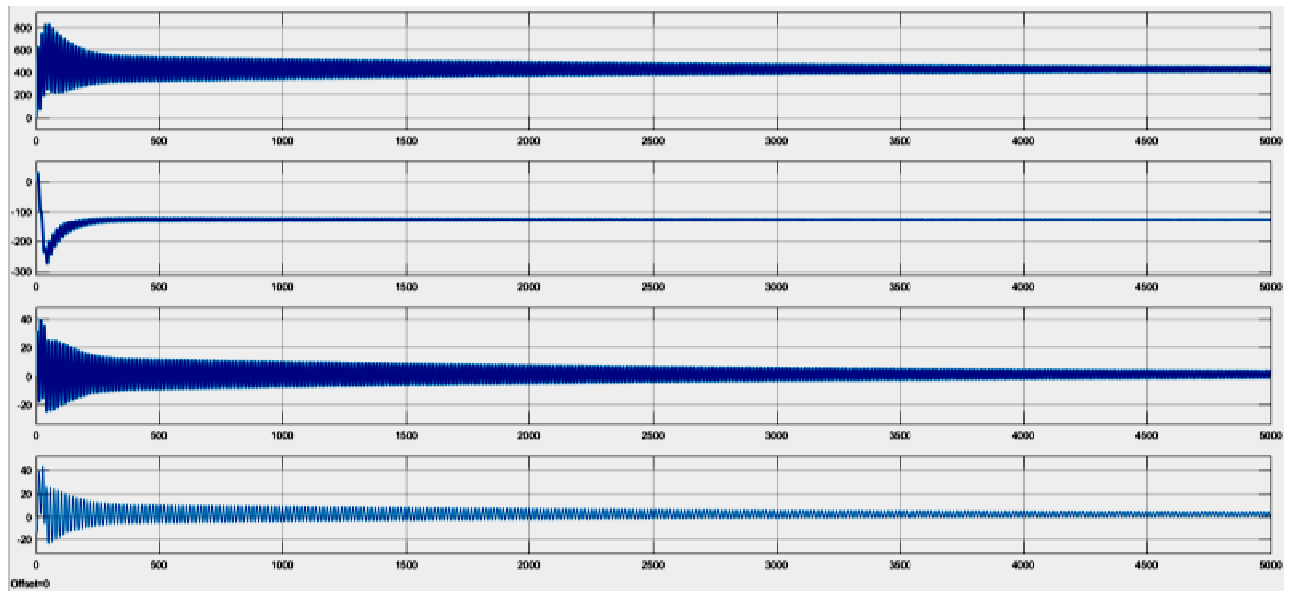


Рис. 2

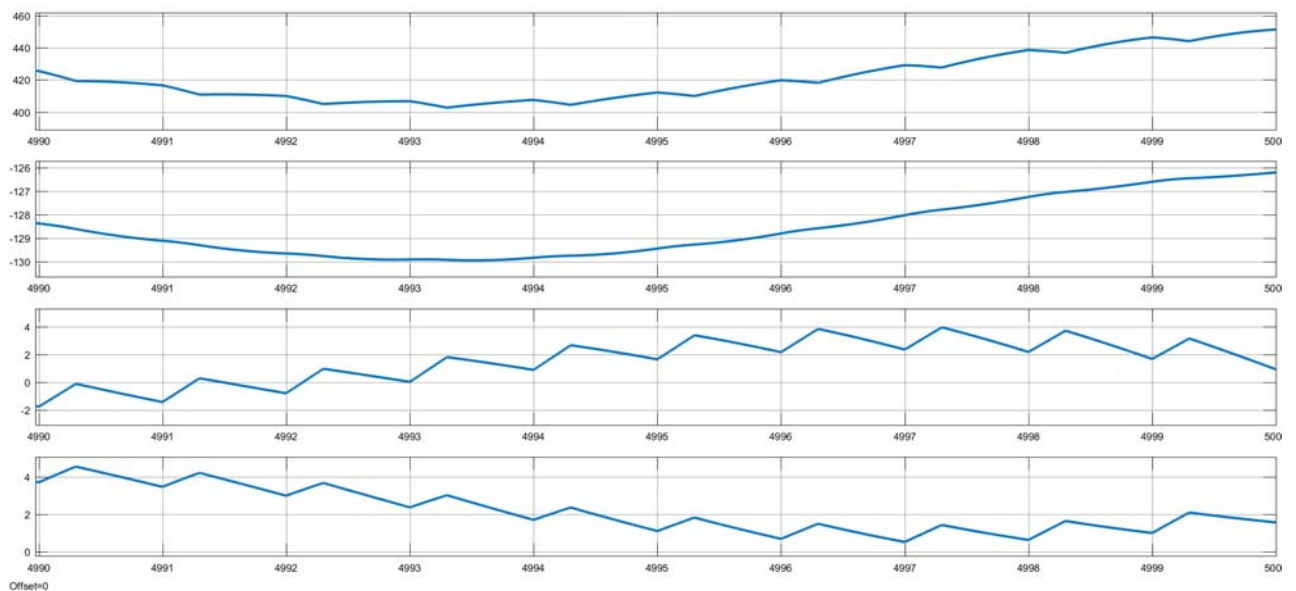


Рис. 3

2. Сутність макромоделювання процесів в перетворювачі полягає у використанні різнице-вих рівнянь для періодів електромагнітного процесу. Будемо виходити з того, що на інтервалах незмінності стану ключових елементів перетворювача заступні схеми є лінійними і описуються системами лінійних диференціальних рівнянь. Це в свою чергу обумовлює лінійні залежності між значеннями величин змінних стану на межах періодів. Будемо використовувати надалі такі позначення змінних стану: напруга на буферному конденсаторі $v_{C1}=x_1$; напруга на накопичувальному конденсаторі $v_{C2}=x_2$; струм у вхідному індукторі $i_{L1}=x_3$; струм у вихідному індукторі $i_{L2}=x_4$. Тоді для сусідніх k -

ї та $(k+1)$ -ї меж періодів можна скласти наступні різниці рівняння:

$$\begin{aligned}x_1^{k+1} &= a_{11}x_1^k + a_{12}x_2^k + a_{13}x_3^k + a_{14}x_4^k + b_1E; \\x_2^{k+1} &= a_{21}x_1^k + a_{22}x_2^k + a_{23}x_3^k + a_{24}x_4^k + b_2E; \\x_3^{k+1} &= a_{31}x_1^k + a_{32}x_2^k + a_{33}x_3^k + a_{34}x_4^k + b_3E; \\x_4^{k+1} &= a_{41}x_1^k + a_{42}x_2^k + a_{43}x_3^k + a_{44}x_4^k + b_4E.\end{aligned}\tag{1}$$

В цих рівняннях верхні індекси означають номери сусідніх меж, на яких фіксуються значення змінних стану інвертора. Задля визначення невідомих коефіцієнтів цих рівнянь достатньо мати інформацію про значення змінних стану на межах декількох початкових періодах пускового перехідного процесу. Кількість періодів, що їх треба розрахувати за допомогою моделі, повинна дорівнювати сумі кількості реактивних елементів і джерел живлення перетворювача. Для перетворювача Кука, що розглядається, приймаючи послідовно $k=0,1,2,3,4$, і використовуючи лише перше рівняння системи (1), отримаємо наступну систему рівнянь:

$$\begin{aligned}x_1^1 &= a_{11}x_1^0 + a_{12}x_2^0 + a_{13}x_3^0 + a_{14}x_4^0 + b_1E; \\x_1^2 &= a_{11}x_1^1 + a_{12}x_2^1 + a_{13}x_3^1 + a_{14}x_4^1 + b_1E; \\x_1^3 &= a_{11}x_1^2 + a_{12}x_2^2 + a_{13}x_3^2 + a_{14}x_4^2 + b_1E; \\x_1^4 &= a_{11}x_1^3 + a_{12}x_2^3 + a_{13}x_3^3 + a_{14}x_4^3 + b_1E; \\x_1^5 &= a_{11}x_1^4 + a_{12}x_2^4 + a_{13}x_3^4 + a_{14}x_4^4 + b_1E.\end{aligned}\tag{2}$$

Вважаючи коефіцієнти a_1, a_2, a_3, a_4, b_1 за невідомі величини, перепишемо систему рівнянь (2) в наступному матричному вигляді:

$$\begin{bmatrix}x_1^0 & x_2^0 & x_3^0 & x_4^0 & E \\x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & E \\x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & E \\x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & E \\x_1^4 & x_2^4 & x_3^4 & x_4^4 & E\end{bmatrix} \times \begin{bmatrix}a_{11} \\a_{12} \\a_{13} \\a_{14} \\b_1\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}x_1^1 \\x_1^2 \\x_1^3 \\x_1^4 \\x_1^5\end{bmatrix}.\tag{3}$$

Задля розв'язання отриманої системи лінійних алгебраїчних рівнянь можна скористуватися методом оберненої матриці і тоді розв'язання відносно невідомих коефіцієнтів можна записати у вигляді

$$\begin{bmatrix}a_{11} \\a_{12} \\a_{13} \\a_{14} \\b_1\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}x_1^0 & x_2^0 & x_3^0 & x_4^0 & E \\x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & E \\x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & E \\x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & E \\x_1^4 & x_2^4 & x_3^4 & x_4^4 & E\end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix}x_1^1 \\x_1^2 \\x_1^3 \\x_1^4 \\x_1^5\end{bmatrix}.\tag{4}$$

Аналогічним чином знаходяться коефіцієнти інших рівнянь системи (1). Варто зазначити, що при цьому обернена квадратна матриця не змінюється, а змін набувають лише значення елементів матриць-стовпців в лівій і правій частинах останнього матричного співвідношення.

Після визначення коефіцієнтів система рівнянь (1) може бути записана в розгорнутому матричному вигляді

$$\begin{bmatrix} x_1^{k+1} \\ x_2^{k+1} \\ x_3^{k+1} \\ x_4^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1^k \\ x_2^k \\ x_3^k \\ x_4^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \times E. \quad (5)$$

В скороченому матричному вигляді остання система записується наступним чином:

$$X^{k+1} = AX^k + BE. \quad (6)$$

Це матричне рекурентне рівняння дає змогу, визначивши вектор X^0 початкових значень змінних стану, обчислювати наступні значення змінних стану на межах періодів аж до досягнення усталеного режиму, коли ці значення на сусідніх межах будуть повторюватися в межах допустимої помилки. Вочевидь, втрати комп'ютерного часу за такого досягнення усталеного режиму будуть на декілька порядків меншими порівняно з інтегруванням диференціальних рівнянь з досить дрібним кроком протягом всього часу виходу моделі перетворювача на усталений режим. За необхідності все ж таки дослідити процес протягом певного модельного часу достатньо скористатися значеннями змінних стану на початку цього періоду.

Прискорити отримання параметрів усталеного режиму можна, якщо вважати, що після нескінченного використання (6) будуть виконані умови: $X^k = X^{k+1} = X^\infty$. Тоді останнє матричне рівняння набуває вигляду

$$X^\infty = AX^\infty + BE. \quad (7)$$

Розв'язуючи це рівняння відносно вектора X^∞ , отримаємо наступний матричний вираз для знаходження значень змінних стану на початку періоду усталеного режиму:

$$X^\infty = (I - A)^{-1} BE. \quad (8)$$

Використання рівняння (8) дає змогу ще в більшій мірі прискорити розрахунок параметрів усталеного режиму перетворювача.

3. Результати чисельного аналізу. За заданих параметрах перетворювача Кука здійснено прогон візуальної моделі (рис. 1) протягом перших п'яти періодів пускового процесу. При цьому за-

Таблиця 1

k	$x_1^k = v_{c1}^k$	$x_2^k = v_{c2}^k$	$x_3^k = i_{L1}^k$	$x_4^k = i_{L2}^k$
0	1.0000	0	0.0030	0.0000
1	30.3223	1.7214	11.9991	-6.7846
2	107.8764	6.4820	21.9666	-12.1441
3	220.5765	13.1968	28.3311	-14.8491
4	349.3397	20.2971	30.1443	-14.1370
5	472.4102	26.0073	27.2480	-9.8464

безпечно фіксацію значень змінних стану на межах періодів із записом їх у робочий простір MATLAB. Отримані таким чином результати скопійовані із робочого простору і представлені в табл. 1.

Тепер задля знаходження коефіцієнтів першого рівняння системи (1) використовуємо матричне співвідношення (4), в якому підставляємо конкретні чисельні величини змінних стану перетво-

рювача на межах періодів, запозичені безпосередньо з таблиці

$$\begin{bmatrix} a_{11} \\ a_{12} \\ a_{13} \\ a_{14} \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.0000 & 0 & 0 & 0 & 300 \\ 30.3223 & 1.7214 & 11.9991 & -6.7846 & 300 \\ 107.8764 & 6.4820 & 21.9666 & -12.1441 & 300 \\ 220.5765 & 13.1968 & 28.3311 & -14.8491 & 300 \\ 349.3397 & 26.0073 & 30.1443 & -14.1370 & 300 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} 30.3223 \\ 107.8764 \\ 220.5765 \\ 349.3397 \\ 472.4102 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9183 \\ -0.0596 \\ 3.4410 \\ -1.3930 \\ 0.0980 \end{bmatrix}.$$

Подібним же способом вираховуються всі коефіцієнти рівнянь системи (1). З урахуванням цих обчислювань матричний вираз (8) набуває вигляду

$$\begin{bmatrix} v_{C1}^\infty \\ v_{C2}^\infty \\ i_{L1}^\infty \\ i_{L2}^\infty \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.9183 & -0.0596 & 3.4410 & -1.3930 \\ -0.0070 & 0.9818 & -0.0033 & -0.4889 \\ -0.0349 & -0.0224 & 0.9497 & 0.0534 \\ 0.0258 & 0.0328 & 0.0285 & 0.9602 \end{bmatrix} \right)^{-1} \times \begin{bmatrix} 0.0980 \\ 0.0058 \\ 0.0401 \\ -0.0227 \end{bmatrix} \times 300.$$

Розраховані за останнім виразом значення змінних стану на початку кожного періода усталеного режиму наступні: $v_{C1}^{\infty}=429.5983$ В; $v_{C2}^{\infty}=-128.0146$ В; $i_{L1}^{\infty}=0.2927$ А; $i_{L2}^{\infty}=2.1130$ А.

Знайдені значення змінних стану надалі використано як початкові значення напруг на конденсаторах і струмів індукторів. У такому випадку в моделі перетворювача Кука одразу ж встановлюється і реєструється усталений режим. Свідченням цього слугують часові діаграми, наведені на наступних рисунках.

На рис. 4 показано часові діаграми напруги на конденсаторах та струми індуктивностей протягом перших п'яти періодів пускового процесу. На рис. 5 наведено відповідні діаграми, отримані в результаті виходу моделі перетворювача Кука на усталений режим шляхом прогону 50000 періодів, коли перехідний процес дійсно вгамовується. Зауважимо, що такий розрахунок підтвердив встановлення періодичного процесу і мусив бути здійснений, оскільки в моделі взаємно пов'язаних індукторів в SimPowerSystem, на жаль, виключена можливість задання початкових значень струмів індуктивностей. Збіг результатів аналізу усталеного режиму методом макромодельовання з методом встановлення можна спостерігати у табл. 2.

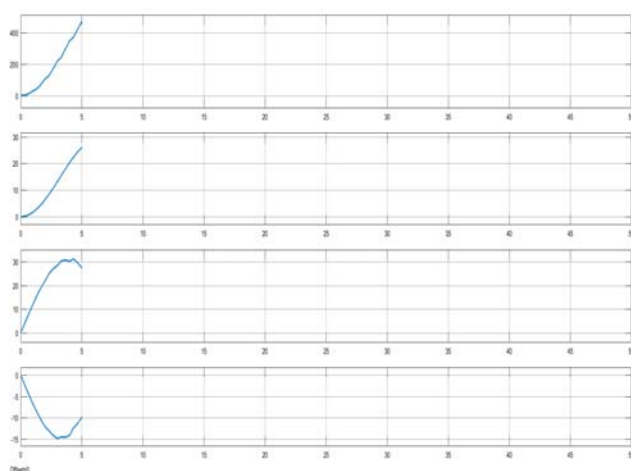


Рис. 4

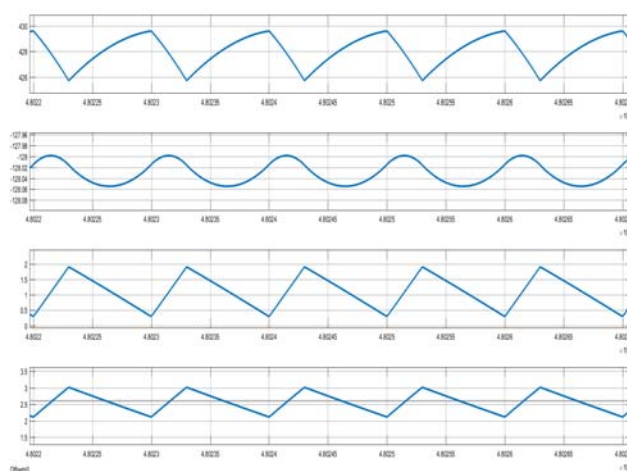


Рис. 5

Таблиця 2

k	v_{C1}^k	v_{C2}^k	i_{L1}^k	i_{L2}^k
45808	429,598024484876	-128,014651613828	0,292577693305174	2,11296964913130
45809	429,598024708402	-128,014651589804	0,292577709039024	2,11296963552640
45810	429,598024985330	-128,014651561192	0,292577714909445	2,11296962946663
45811	429,598025266578	-128,014651532108	0,292577709847551	2,11296963189890
45812	429,598025502314	-128,014651506705	0,292577694695503	2,11296964230048

В табл. 2 розміщені результати розрахунків п'ятих періодів усталеного режиму перетворювача, що представлені величинами змінних стану на межах k -тих періодів роботи перетворювача. Як видно, чисельні значення змінюються від періода до періода лише в 5-7 значущих цифрах отриманих результатів, що свідчить про високу ефективність і точність запропонованого методу.

Висновки. Запропоновано метод макромодельовання задля визначення параметрів усталеного режиму перетворювача Кука на основі використання візуальних моделей перетворювача і переходу до різницевих рівнянь, що зв'язують між собою величини змінних стану на межах періодів. Метод надав можливості уникнути необхідності прогону моделі протягом тисяч періодів перехідного процесу до встановлення усталеного режиму, що суттєво скорочує витрати комп'ютерного часу для проведення дослідження. Задля реалізації методу достатньо обчислити декілька періодів перехідного процесу, що дає змогу за допомогою стандартних матричних функцій знайти коефіцієнти рекурентних співвідношень. Використання цих співвідношень дає можливість прогону процесу без інтегрування диференціальних рівнянь за методом змінних стану протягом кожного періода, а також одразу знайти значення змінних стану на початку періода усталеного режиму. Проведені чисельні розрахунки за

допомогою запропонованого методу макромодельовання продемонстрували високу ефективність і точність результатів.

1. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002. 823 p.
2. Erickson R.W., Maximovich D. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition. Springer, 2001. 904 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/b100747>.
3. Миддлбрук Р.Д. Малосигнальное моделирование ключевых преобразователей мощности с широтно-импульсным регулированием. *ТИИЭР*. 1988. Т. 76. № 4. С. 46–59. DOI: <https://doi.org/10.1109/5.4421>.
4. Ben-Yaakov S., Adar D. Average models as tools for studying the dynamics of switch mode dc-dc converters. *Proc. of Power Electronics Specialist Conference (PESC-94)*, Taipei, Taiwan, 20-25 June 1994. Vol. 2. Pp. 1369–1376. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1994.373862>.
5. Vorperian V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch: Part I and II. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1990. Vol. 26. Issue 3. Pp. 490–496. DOI: <https://doi.org/10.1109/7.106126>.
6. Руденко Ю.В. Аналіз процесів у перетворювачі Кука з ізолюючою структурою з використанням метода усереднення. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 6. С. 13–18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.013>.
7. Руденко Ю.В. Дослідження перетворювача Кука з магнітопов'язаними індукторами методом усереднення. *Технічна електродинаміка*. 2025. № 2. С. 19–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.02.019>.
8. Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Мельничук Г.В. Моделирование систем с перетворювачами електроенергії з циклічно-змінюваними параметрами. Київ: Наш формат, 2018. 165 с.
9. Rajagopalan V. Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems. New York: Marcel Dekker, Inc., 1987. 170 p.
10. Ягуп В.Г. Автоматизированный расчет тиристорных схем. Харьков: Издательство Вища школа при ХГУ, 1986. 160 с.
11. Ягуп В.Г., Ягуп К.В. Прискорення виходу на усталений режим при моделюванні напівпровідникових перетворювачів. *Електротехніка і електромеханіка*. 2023. № 3. С. 47–51. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.07>.
12. Бахвалов Н.С. Численные методы. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2008. 636 с.
13. Moskovko A., Vityaz O. Periodic steady-state analysis of relaxation oscillators using discrete singular convolution method. *Proc. of 37th Int. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 18-20 April 2017. Pp. 506–510. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2017.7939803>.
14. Вербицкий Е.В., Ромашко В.Я. Применение разностных уравнений в системах упреждающего управления преобразователями постоянного тока. *Електроніка і зв'язок*. 2012. № 2. С. 23–27. DOI: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2012.17.2.220024>.
15. Cheng X., Chen Y., Chen X., Zhang B., Qiu D. An extended analytical approach for obtaining the steady-state periodic solutions of SPWM single-phase inverters. *Proc. of 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, USA, 01-05 October 2017. Pp. 1311–1316. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8095941>.

DETERMINATION OF THE STEADY MODE OF A COOK CONVERTER WITH MAGNETICALLY COUPLED INDUCTIVE ELEMENTS USING THE METHOD OF COMPUTER MACROSIMULATION

V.G. Yagup¹, K.V. Yagup²

¹ Kharkiv National Automobile and Highway University,
25, Yaroslav Mudryi str., 61002, Kharkiv, Ukraine,
e-mail: yagup.walery@gmail.com.

² National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”,
2, Kyrpychova str., 61002, Kharkiv, Ukraine.

The article is devoted to solving the problem of reducing the cost of computer time for determining the steady state of a Cook converter with magnetically coupled inductors. A transition to macromodeling of processes is proposed, which implies the use of recurrent difference equations for the values of state variables at the boundaries of periods. It is shown that to calculate the parameters of the macromodel, it is sufficient to obtain information about several periods of the transient process of starting the Cook converter, after which the parameters of the macromodel and the steady state are determined using standard matrix operations. The proposed macromodeling method allows you to significantly reduce the cost of computer time and obtain results with high accuracy. References 15, figures 5, table 2.

Keywords: Cook converter, magnetically coupled inductors, state variables, difference equations, steady state, visual model.

1. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002. 823 p.
2. Erickson R.W., Maximovich D. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition. Springer, 2001. 904 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/b100747>.
3. Middlebrook R.D. Small-signal modeling of key power converters with pulse-width regulation. *TIIEE*. 1988. Vol. 76. No 4. Pp. 46–59. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.1109/5.4421>.
4. Ben-Yaakov S., Adar D. Average models as tools for studying the dynamics of switch mode DC-DC converters. *Proc. of Power Electronics Specialist Conference (PESC-94)*, Taipei, Taiwan, 20-25 June 1994. Vol. 2. Pp. 1369–1376. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1994.373862>.
5. Vorperian V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch: Part I and II. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1990. Vol. 26. Issue 3. Pp. 490–496. DOI: <https://doi.org/10.1109/7.106126>.
6. Rudenko Yu.V. Analysis of processes in a Kuck converter with an insulating structure using the averaging method. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 6. Pp. 13–18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.013>. (Ukr)
7. Rudenko Yu.V. Investigation of a Cuck converter with magnetically coupled inductors using the averaging method. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 2. Pp. 19–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.02.019>. (Ukr)
8. Zhuikov V.Ya., Denisyuk S.P., Melnychuk G.V. Modeling of systems with electricity converters with cyclically varying parameters. Kyiv: Nash format, 2018. 165 p. (Ukr)
9. Rajagopalan V. Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems. New York: Marcel Dekker, Inc., 1987. 170 p.
10. Yagup V.G. Automated calculation of thyristor circuits. Kharkov: Izdatelstvo Vishcha shkola pri Kharkivskom Gosudarstvennom Universitete, 1986. 160 p. (Rus)
11. Yagup V.G., Yagup K.V. Acceleration of steady-state recovery when modeling semiconductor converters. *Elektrotehnika i elektromekhanika*. 2023. No 3. Pp. 47–51. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.07>. (Ukr)
12. Bakhvalov N.S. Numerical methods. Moskva: BINOM. Laboratoriia znani, 2008. 636 p. (Rus)
13. Moskovko A., Vityaz O. Periodic steady-state analysis of relaxation oscillators using discrete singular convolution method. *Proc. of 37th Int. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 18-20 April 2017. Pp. 506–510. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2017.7939803>.
14. Verbytsky E.V., Romashko V.Ya. Application of difference equations in systems of proactive control of DC converters. *Elektronika i zviazok*. 2012. No 2. Pp. 23–27. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2012.17.2.220024>.
15. Cheng X., Chen Y., Chen X., Zhang B., Qiu D. An extended analytical approach for obtaining the steady-state periodic solutions of SPWM single-phase inverters. *Proc. of 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, USA, 01-05 October 2017. Pp. 1311–1316. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8095941>.

Надійшла 23.06.2025
Остаточний варіант 16.07.2025

СИСТЕМА КЕРУВАННЯ РЕЗОНАНСНИМ ІНВЕРТОРОМ НАПРУГИ З МОДУЛЯЦІЄЮ ЩІЛЬНОСТІ ІМПУЛЬСІВ ТА САМОЗБУДЖЕННЯМ ЯК АЛЬТЕРНАТИВА ФАЗОВОГО АВТОМАТИЧНОГО ПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ В УСТАНОВКАХ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ

В.Я. Гуцалюк*, канд. техн. наук, **І.С. Зубков****, д-р. філософії
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: alfa@ied.org.ua.

Представлено результати досліджень аналогово-цифрової системи керування резонансним інвертором напруги з самозбудженням та регулюванням вихідного струму за допомогою модуляції щільності імпульсів (pulse density modulation (PDM)). Вона має високу швидкодію та забезпечує однакові тривалості півперіодів вихідної напруги інвертора. Досліджено режими перемикання транзисторів під час використання такої системи підстроювання частоти як альтернативи фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ), у разі застосування PDM. Бібл.14, рис. 4, табл. 1.

Ключові слова: індукційний нагрів, резонансний інвертор напруги, система керування з самозбудженням, фазове автоматичне підстроювання частоти, модуляція щільності імпульсів.

Вступ. У високочастотних транзисторних інверторах напруги з модуляцією щільності імпульсів (PDM) установок індукційного нагрівання широко використовуються системи фазового підстроювання частоти (ФАПЧ), від роботи яких суттєво залежать втрати потужності під час перемикання транзисторів інвертора. В публікаціях достатньо широко представлені дослідження різного типу систем ФАПЧ та PDM для резонансних інверторів як цифрових [1–4, 6], так і аналогових [5, 7, 8].

Система PDM вносить складності в роботу ФАПЧ тому, що напруга на виході інвертора на деяких інтервалах вимкненого стану дорівнює нулю. Крім того спостерігаються низькочастотні коливання струму. Системи ФАПЧ не можуть забезпечити в повній мірі оптимальні режими перемикання на кожному періоді вихідного струму [4–6]. Важливо, що системи ФАПЧ мають у своїй структурі фільтр низької частоти і це обмежує їхню швидкодію.

Альтернативою ФАПЧ можуть бути перетворювачі з самозбудженням, коли момент перемикання транзисторів визначається на кожному півперіоді [9–13]. Авторами розроблено аналогово-цифрову систему керування резонансного інвертора напруги, яка забезпечує швидке підстроювання частоти на основі самозбудження та однакову тривалість півперіодів вихідної напруги інвертора, що усуває можливість намагнічування погоджувального трансформатора інвертора. В [14] представлено таку систему з частотним способом регулювання вихідного струму. Вона дає можливість забезпечити оптимальні режими комутації транзисторів інвертора в динамічних режимах зміни параметрів живлячої мережі та навантаження. Також актуальною є розробка системи керування резонансним інвертором з самозбудженням та PDM і дослідження режимів перемикання транзисторів у разі використання такої системи як альтернативи ФАПЧ.

Мета роботи. Покращення режимів перемикання транзисторів, відповідно, зменшення втрат потужності, підвищення швидкодії системи керування високочастотних резонансних інверторів напруги з модуляцією щільності імпульсів за рахунок використання системи керування з самозбудженням та порівняння її з системою ФАПЧ.

На рис. 1, а представлено схему силової частини транзисторного резонансного інвертора напруги установки індукційного нагрівання з послідовним контуром на виході, еквівалентну схему заміщення якого представлено як L , C , R . Напруга з виходу інвертора через трансформатор давача струму TV_i та конденсатор розв'язки C_p подається на погоджувальний трансформатор TV . Паралельно транзисторам інвертора $VT1$ – $VT4$ приєднані снаберні конденсатори C_s .

© Гуцалюк В.Я., Зубков І.С., 2025

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-2496-1338>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9705-7278>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

На рис. 1, б зображено ідеалізовані форми струму i та напруги u на виході інвертора з PDM. У разі PDM період модуляції T_M та час ввімкненого T_{ON} чи вимкненого T_{OFF} стану характеризуються числами, які відповідають кількості періодів вихідної напруги інвертора T_0 : $s = T_M/T_0$, $m = T_{ON}/T_0$, $n = T_{OFF}/T_0$, де s – кількість періодів T_0 за час модуляції T_M ; m – кількість періодів T_0 за час T_{ON} ; n – кількість періодів T_0 за час T_{OFF} ; n , m та s – в нашому випадку натуральні числа [5]. Коефіцієнт заповнення $\gamma = m/s$.

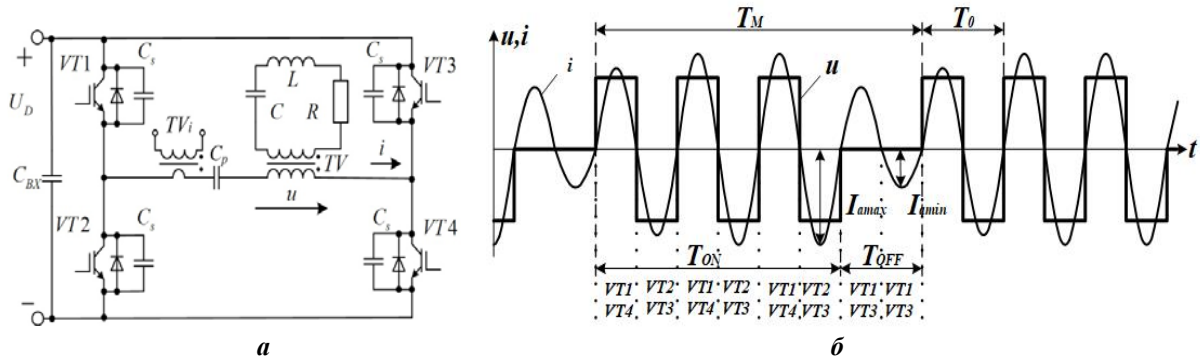


Рис. 1

Незалежно від того, яка система використовується для підстроювання частоти, вона повинна намагатися забезпечити фазовий зсув, близький до оптимального. Умова оптимального режиму перемикавання, за якого досягаються мінімальні динамічні втрати потужності в транзисторах, виконується, якщо повний перезаряд паразитних ємностей транзистора і снаберних конденсаторів C_s закінчиться в момент переходу вихідного струму інвертора через нуль. Час, необхідний для перезаряду паразитних ємностей транзистора T_Δ (між початком вимкнення транзистора і переходом струму на виході інвертора через нуль), а також T_d між керуючими імпульсами транзисторів, визначаються виразами

$$T_{\Delta(opt)} = \frac{T}{2\pi} \arccos \left(1 - \frac{4\pi(C_{eff} + C_s)U_D}{I_a T} \right), \quad (1)$$

$$T_d = T_{\Delta(opt)} + T_{dg} - T_s, \quad (2)$$

де I_a , T – амплітуда та період вихідного струму інвертора відповідно; C_{eff} – ефективне значення паразитної вихідної ємності транзистора; U_D – напруга на вході транзисторного інвертора; T_{dg} – час затримки між сигналом керування вимкнення транзисторів та початком наростання напруги на виводах колектор-емітер/стік-витік; T_s – необхідний час для ввімкнення транзисторів [5].

В системі керування з самозбудженням задля забезпечення перемикавання транзисторів за деякий час T_d до моменту перетину струму через нуль може використовуватися схема, наведена на рис. 2, а. На рис. 2, б представлено діаграми, які пояснюють принцип дії [14]. Схему побудовано на основі компаратора, який порівнює сигнал u_1 з давача струму TV_i та R_i і зсунутий по фазі за допомогою RC кіл сигнал u_2 . На виході схеми з'являються імпульси u_i , які випереджають по фазі струм i на час T_d .

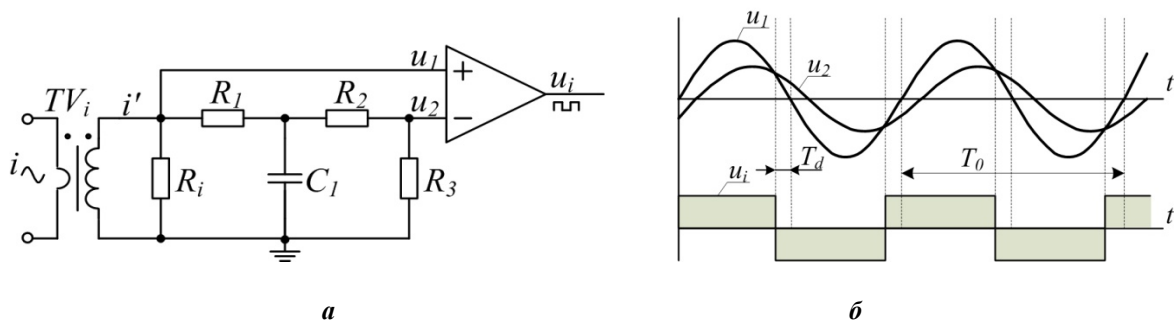


Рис. 2

Час T_d між струмом перемикання та сигналом на виході компаратора u_i можна визначити як

$$T_d = \frac{1}{\omega_0} \arctan \left(\frac{\sin(\varphi)}{A - \cos(\varphi)} \right), \quad (3)$$

де $A = \frac{(R_1 + R_2 + R_3) \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0 C_1 R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} \right)^2}}{R_3}$, $\varphi = \arctg \frac{\omega_0 C_1 R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$, $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T_0$ – кутова частота вихідного струму інвертора.

Структурну схему та діаграми, які пояснюють роботу системи регулювання з PDM, побудованої із застосуванням програмованої логічної інтегральної схеми (ПЛІС), зображено на рис. 3, а, б. Принцип дії цифрової системи з самозбудженням схожий на систему, яку розглянуто авторами в [14], але використання PDM вносить свої корективи як в структурну схему, так і в алгоритми роботи. Імпульси u_i , які поступають зі схеми рис. 2, а наприкінці одного з півперіодів вихідного струму, забезпечують роботу системи самозбудження. Напруга U_L з датчика середнього за модулем струму порівнюється з напругою завдання струму U_s , та сигнал похибки подається на ПІ регулятор. Підсилений сигнал за допомогою АЦП перетворюється в цифровий код та подається на блок PDM ПЛІС.

Генератор імпульсів реалізований на основі лічильника. На рис. 3, б наведено діаграми, які показують принцип роботи системи. Поки відсутній сигнал струму система АПЧ формує імпульси u_c мінімальної частоти з періодом T_{max} та рівними півперіодами, що показано на діаграмах 1 рис. 3, б. Імпульси u_c поступають в блок логіки, на виході якого формуються імпульси керування транзисторами інвертора з необхідним зсувом на час «dead time».

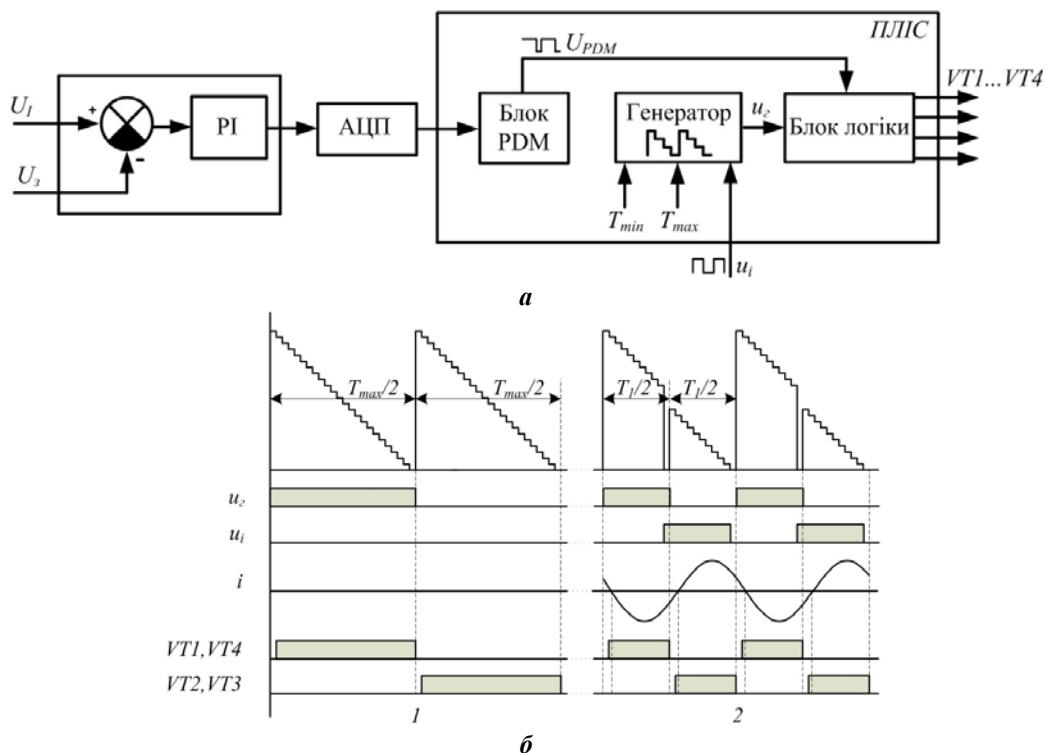


Рис. 3

Коли виникає струм, імпульси u_i по задньому фронту обнуляють лічильник, що задає тривалість півперіоду. Генератор побудований таким чином, що наступний півперіод дорівнює попередньому, а частота близька до резонансної. Таким чином працює система АПЧ, що показано на діаграмах 2 рис. 3, б. При цьому також обмежується максимальна частота генератора з періодом T_{min} . Коли струм досягає рівня, який завдається U_s , з'являється сигнал похибки та за допомогою PDM обмежується значення середнього за модулем струму.

Розглянемо режими роботи резонансного інвертора з PDM під час використання системи ФАПЧ та системи підстроювання частоти з самозбудженням. Крок модуляції буде рівним періоду

вихідного струму. Система ФАПЧ використовує зворотній зв'язок з датчиків переходу вихідного струму i через нуль і має у своєму складі фільтр нижніх частот, тому частота вихідного струму за період модуляції змінюється не суттєво і її можна вважати постійною. Наявність фільтра нижніх частот призводить до низької швидкодії, однак забезпечує більшу захищеність системи керування від імпульсних завад та надає можливість задавати фазовий зсув близький до оптимального. Система PDM впливає на коректність роботи ФАПЧ, оскільки не може забезпечити заданий фазовий зсув на кожному півперіоді в перехідних процесах [6]. У разі використання запропонованої системи самозбудження частота змінюється на кожному періоді струму з рівними півперіодами.

На інтервалі T_{OFF} частота струму відповідає частоті вільних коливань резонансного контура та визначається як

$$\omega_{T_{off}} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}, \quad (4)$$

де ω_0 – резонансна частота контура; Q – добротність контура. На інтервалі T_{ON} частота керування транзисторами інвертора та, відповідно, частота коливань струму ω_{Ton} визначається системою ФАПЧ та дорівнює середньому значенню частоти. При цьому $\omega_{Ton} > \omega_{T_{off}}$. Це призводить до того, що режими перемикання транзисторів на різних інтервалах PDM T_{ON} і T_{OFF} відрізняються. В [6] наведено дослідження авторів такої системи керування, які показали, що розбіжності цих частот збільшуються зі зниженням добротності.

Проведено комп'ютерне моделювання за допомогою програмного забезпечення PSpice та дослідження електромагнітних процесів високочастотного інвертора напруги установки індукційного нагріву з використанням PDM для системи з ФАПЧ та самозбудженням. У процесі моделювання схеми з ФАПЧ задавалася постійна частота керування, а для моделювання режимів з самозбудженням використовувалася схема, наведена на рис. 2, а. У випадках, коли $\gamma \geq 1/2$ та $n=0, 1$ обидві системи показують коректну роботу, тому діаграми для цих режимів не наведені. Збільшення n та відповідно збільшення пульсацій струму ускладнює роботу системи підстроювання частоти. Результати моделювання у вигляді діаграм вихідного струму та напруги інвертора для різних добротностей на частоті 50 кГц для випадку, коли $\gamma=1/4$ ($m=1, s=4$), наведені в таблиці.

	Система керування з ФАПЧ	Система керування з самозбудженням
Q=15		
Q=6		
Q=3		

Як видно із діаграм, обидві системи підстроювання частоти коректно працюють за високих добротностей і забезпечують заданий фазовий зсув на різних інтервалах PDM, чому відповідають режими вимикання транзисторів інвертора на невеликих струмах з малими втратами потужності. Зменшення добротності мало впливає на коректність роботи системи самозбудження, оскільки підстроювання частоти здійснюється на кожному періоді вихідного струму. Деяка неточність підтримання фазового зсуву між струмом і напругою залежить від коректності роботи схеми рис. 2, а. Під час роботи системи ФАПЧ частота змінюється повільно і фазовий зсув різний на різних періодах струму, особливо це спостерігається на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} . Тому задля забезпечення перемикання транзисторів у разі індуктивного характеру навантаження і невеликому струмі перемикання транзисторів для широкого діапазону зміни параметрів навантаження (широкий діапазон зміни Q) необхідно збільшувати фазовий зсув, а це збільшує втрати потужності в транзисторах.

Також проводилися експериментальні дослідження системи керування на макетному зразку перетворювача, схему керування якого побудовано на ПЛІС MAX II EPM240T100C5N (ALTERA) з використанням запропонованої системи самозбудження та PDM. На рис. 4, а, б наведено діаграми струму та напруги на виході інвертора з частотою 52кГц за добротностей 6 та 15 відповідно. Добротність задавалася завдяки зміні опору навантаження.

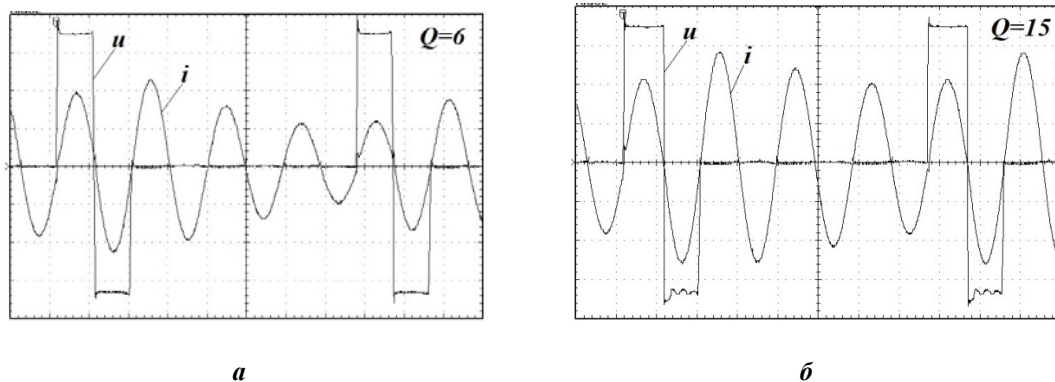


Рис. 4

Як видно з рис. 4 а, б, система керування з самозбудженням та PDM забезпечує режими перемикання транзисторів у разі невеликих струмів з індуктивним характером навантаження на різних інтервалах роботи T_{ON} та T_{OFF} як за високих добротностей, так і за низьких. Це забезпечує зменшення втрат потужності.

Висновки. Представлено розроблену аналогово-цифрову систему керування високочастотним резонансним інвертором напруги з самозбудженням під час регулювання вихідного струму за допомогою модуляції щільності імпульсів PDM як альтернативу використання ФАПЧ. Дана система має високу швидкодію та забезпечує кращі режими перемикання транзисторів за широкого діапазону зміни добротності резонансного контуру, що, відповідно, зменшує втрати потужності.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Аналіз, синтез та розвиток принципів побудови високочастотних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічного та енергетичного обладнання («Частота - 4»), державний реєстраційний номер 0125U000012 (КПКВК 6541030).

1. Cui Y.-L., He K., Fan Z.-W., Fan H.-L. Study on DSP-based PLL-controlled superaudio induction heating power supply simulation. International Conference on *Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou, China, 18-21 August 2005. Vol. 2. Pp. 1082–1087. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMLC.2005.1527104>.

2. Heming Li, Yabin Li, Yonglong Peng. FPGA-Based All Digital Phase-Locked Loop Controlled Induction Heating Power Supply Operating at Optimized ZVS Mode. *TENCON 2006 – 2006 IEEE Region 10 Conference*, Hong Kong, China, 14-17 November 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2006.344089>.

3. Ozbay H., Karafil A., Oncu S. Sliding mode PLL-PDM controller for induction heating system. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*. 2021. No 29. Pp. 1241–1258. DOI: <https://doi.org/10.3906/elk-1908-62>.

4. Herasymenko P., Hutsaliuk V., Pavlovskiy V., Yurchenko O. A Software Phase-Locked Loop of Control System of a Series-Resonant Voltage-Source Inverter for Induction Heating Equipment. *IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 27 May – 02 June 2017. Pp. 384–389. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100515>.
5. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С. Система автоматичного підстроювання частоти резонансних інверторів установок індукційного нагрівання з модуляцією щільності імпульсів. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 5. С. 35–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.035>.
6. Зубков І.С., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М. Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти резонансного інвертора напруги. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 27–34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.027>.
7. Namadmalan A. Universal Tuning System for Series-Resonant Induction Heating Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. No 4. Pp. 2801–2808. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2638399>.
8. Esteve V., Sanchis-Kilders E., Jordan J., Dede E.J., Cases C., Maset E. Improving the Efficiency of IGBT Series-Resonant Inverters Using Pulse Density Modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011. Vol. 58. No 3. Pp. 979–987. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2049706>.
9. Calleja H., Ordonez R. Improved induction-heating inverter with power factor correction. 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Charleston, SC, USA, 01-01 July 1999. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1999.785654>.
10. Calleja H. Fast-response control circuit for resonant inverters. *International Journal of Electronics*. 2002. Vol. 89. No 3. Pp. 233–244. DOI: <https://doi.org/10.1080/00207210210122550>.
11. Calleja H., Ordonez R. Control Circuit for an Induction Heating Inverter with Active PFC. *Proceedings of the Power Electronics Specialist Conference*, Fukuoka, Japan, 22-22 May 1998. Pp. 485–490. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1998.701942>.
12. Bal G., Oncu S., Ozbas E. Self-Oscillated Induction Heater for Absorption Cooler. *Elektronika Ir Elektrotehnika*. 2013. Vol. 19. No 10. Pp. 45–48. DOI: <https://doi.org/10.5755/j01.eee.19.10.5894>.
13. Mohammad Hameed Khazaal, Isam Mahmood Abdulbaqi, Rabee' Hashim Thejel. Design, Simulation and Implementation of a Self-Oscillating Control Circuit to Drive Series Resonant Inverter Feeding a Brazing Induction Furnace. *Al-Sadeq International Conference on Multidisciplinary in IT and Communication Science and Applications (AIC-MITCSA)*, Baghdad, Iraq, 09-10 May 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/AIC-MITCSA.2016.7759932>.
14. Гуцалюк В.Я., Зубков І.С. Цифрова система керування резонансного інвертора напруги з самозбудженням. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 5. С. 18–23. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.018>.

CONTROL SYSTEM OF RESONANCE VOLTAGE INVERTER WITH PULSE DENSITY MODULATION AND SELF-OSCILLATING AS AN ALTERNATIVE TO PHASE-LOCKED LOOP IN INDUCTION HEATING EQUIPMENT

V.Ya. Hutsaliuk, I.S. Zubkov

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteiskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: alfa@ied.org.ua.

In the paper results of research the analog-digital control system for a resonant voltage inverter with self-oscillation and output current regulation using pulse density modulation (PDM) are presented. The system has high speed and provides the same duration of the inverter output voltage's half-cycles. Switching modes of transistors using this frequency adjustment system as an alternative to a phase-locked loop (PLL) under using PDM are investigated.

References 14, figures 4, table 1.

Key words: induction heating, resonant voltage inverter, self-oscillating control systems, phase-locked loop (PLL), pulse density modulation.

1. Cui Y.-L., He K., Fan Z.-W., Fan H.-L. Study on DSP-based PLL-controlled superaudio induction heating power supply simulation. *International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou, China, 18-21 August 2005. Vol. 2. Pp. 1082–1087. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMLC.2005.1527104>.

2. Heming Li, Yabin Li, Yonglong Peng. FPGA-Based All Digital Phase-Locked Loop Controlled Induction Heating Power Supply Operating at Optimized ZVS Mode. *TENCON 2006 – 2006 IEEE Region 10 Conference*, Hong Kong, China, 14-17 November 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2006.344089>.

3. Ozbay H., Karafil A., Oncu S. Sliding mode PLL-PDM controller for induction heating system. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*. 2021. No 29. Pp. 1241–1258. DOI: <https://doi.org/10.3906/elk-1908-62>.
4. Herasyimenko P., Hutsaliuk V., Pavlovskiy V., Yurchenko O. A Software Phase-Locked Loop of Control System of a Series-Resonant Voltage-Source Inverter for Induction Heating Equipment. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 27 May – 02 June 2017. Pp. 384–389. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100515>.
5. Hutsaliuk V.Ya., Yurchenko O.M., Zubkov I.S. Phase-locked loop system of resonance inverters for induction heating instalation with pulse density modulation. *Tekhnichna elektrodynamika*.. 2020. No 5. Pp. 35–39. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.035>.
6. Zubkov I.S., Hutsaliuk V.Ya., Yurchenko O.M. Digital phase-locked loop system of resonance voltage inverter. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 27–34. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.027>.
7. Namadmalan A. Universal Tuning System for Series-Resonant Induction Heating Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. No 4. Pp. 2801–2808. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2638399>.
8. Esteve V., Sanchis-Kilders E., Jordan J., Dede E.J., Cases C., Maset E. Improving the Efficiency of IGBT Series-Resonant Inverters Using Pulse Density Modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011. Vol. 58. No 3. Pp. 979–987. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2049706>.
9. Calleja H., Ordonez R. Improved induction-heating inverter with power factor correction. 30th *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Charleston, SC, USA, 01-01 July 1999. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1999.785654>.
10. Calleja H. Fast-response control circuit for resonant inverters. *International Journal of Electronics*. 2002. Vol. 89. No 3. Pp. 233–244. DOI: <https://doi.org/10.1080/00207210210122550>.
11. Calleja H., Ordonez R. Control Circuit for an Induction Heating Inverter with Active PFC. *Proceedings of the Power Electronics Specialist Conference*, Fukuoka, Japan, 22-22 May 1998. Pp. 485–490. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1998.701942>.
12. Bal G., Oncu S., Ozbas E. Self-Oscillated Induction Heater for Absorption Cooler. *Elektronika Ir Elektrotehnika*. 2013. Vol. 19. No 10. Pp. 45–48. DOI: <https://doi.org/10.5755/j01.eee.19.10.5894>.
13. Mohammad Hameed Khazaal, Isam Mahmood Abdulbaqi, Rabee' Hashim Thejel. Design, Simulation and Implementation of a Self-Oscillating Control Circuit to Drive Series Resonant Inverter Feeding a Brazing Induction Furnace. Al-Sadeq International Conference on *Multidisciplinary in IT and Communication Science and Applications (AIC-MITCSA)*, Baghdad, Iraq, 09-10 May 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/AIC-MITCSA.2016.7759932>.
14. Hutsaliuk V.Ya., Zubkov I.S. Self-oscillating digital control system of resonance voltage inverter. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 18–23. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.018>.

Надійшла 28.05.2025
Остаточний варіант 17.07.2025

ДВОКОНТУРНА СИСТЕМА РЕГУЛЮВАННЯ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ
ОДНОЦИЛІНДРОВОГО ПОРШНЕВОГО КОМПРЕСОРА

Ю.В. Шуруб*, канд. техн. наук, О.М. Попович**, докт. техн. наук, О.В. Бібік***, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна. E-mail: yvshur@ukr.net.

Розроблено двоконтурну систему регулювання електродвигунів одноциліндрових поршневих компресорів із статичним пропорційно-диференціюючим регулятором у зовнішньому контурі регулювання швидкості та астатичним пропорційно-інтегруючим регулятором у внутрішньому контурі регулювання моменту з урахуванням нелінійної залежності між моментом навантаження двигуна та кутовим переміщенням його ротору. Для синтезу регулятора внутрішнього контуру моменту асинхронного двигуна за фіксованого значення частоти живлення застосовано метод налаштування на технічний оптимум. На прикладі математичного моделювання режимів роботи регульованого електродвигуна одноциліндрового поршневого компресора на базі асинхронного двигуна 4А63В2У3 показано, що застосування двоконтурної системи дає змогу збільшити енергоефективність приводу, покращити ТНД та коефіцієнт потужності, зменшити амплітуди коливань електромагнітного моменту порівняно як з нерегульованим, так і з регульованим за одноконтурною системою приводами. Бібл. 23, рис. 4, табл. 1.

Ключові слова: поршневий компресор, асинхронний електродвигун, періодичне навантаження, нелінійна ланка, ПІ-регулятор.

Вступ. Електродвигуни поршневих компресорів є доволі специфічними об'єктами, що характеризуються нелінійною періодичною залежністю моменту опору від кутового переміщення ротора електродвигуна [1]. Застосування регульованих за частотою електродвигунів з асинхронними двигунами (АД) є ефективним засобом підвищення їхньої енергоефективності, зокрема це показано у роботах [2–6]. Але внаслідок періодичної зміни моменту опору від кута повороту ротора за малих швидкостях обертання спостерігається негативний вплив коливань швидкості ротора АД частотно-регульованого приводу поршневих компресорів на їхню енергетичну ефективність (за високої швидкості ротора її коливання демпфуються значним запасом кінетичної енергії ротора). Зокрема, дослідження квазісталого режиму роботи двигуна 4А63В2У3 одноциліндрового поршневого компресора за частоти живлення 15 Гц показали, що ККД знижується на 9,4% у порівнянні з режимом роботи із сталим еквівалентним навантаженням [1]. За частоти живлення 20 Гц це зниження складає 2,36%, а за частоти 40 Гц – тільки 0,16%. Крім того, коливання швидкості знижують як енергоефективність, так надійність компресорного агрегату. Тому питання забезпечення необхідного діапазону регулювання швидкості у разі регламентованого ступеня її пульсацій є вкрай важливим для герметичних поршневих компресорів [7, 8].

Підвищити енергетичну ефективність за малих швидкостях обертання двигунів поршневих компресорів можливо завдяки регулюванню амплітуди напруги живлення за визначеним за технологічними вимогами фіксованим значенням частоти живлення [9], що дає змогу покращити енергетичні характеристики системи. Для синтезу регулятора швидкості у цьому випадку було запропоновано метод компенсації сталої часу консервативної ланки за апроксимації суттєво нелінійного об'єкту, що являє собою електродвигун із внутрішнім нелінійним зворотним зв'язком (який формує момент навантаження та є причиною роботи в режимі автоколивань), лінійною

© Шуруб Ю.В., Попович О.М., Бібік О.В., 2025

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-2735-4613>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9238-5782>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-6236-6732>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

консервативною ланкою за допомогою використання гармонічної лінеаризації. Розроблена методика синтезу одноконтурної системи регулювання приводу поршневих компресорів [9] забезпечує оптимізацію коефіцієнту передачі регулятора швидкості за критерієм максимуму ККД, що дає змогу підвищити енергоефективність та, наприклад, за частоти 15 Гц на 4 % зменшити відхилення ККД для сталого та періодичного навантажень ($\Delta\eta$), а за частоти 20 Гц зменшити $\Delta\eta$ на 1%. Проте у запропонованій у [9] одноконтурній системі регулювання швидкості струм є несинусоїдним (усереднена величина THD на періоді повторюваності, наприклад, за основної частоти 20 Гц складає 17,3%), як втім і у нерегульованому приводі через нелінійний внутрішній зворотний зв'язок, що пов'язує момент опору та кут повороту ротора. Зменшити несинусоїдність, а відтак й збільшити ККД електроприводу, можливо шляхом застосування двоконтурної системи регулювання приводу поршневого компресора з додаванням внутрішнього контуру регулювання струму або електромагнітного моменту, чий період коливань за періодичного навантаження збігається з періодом коливань струму.

Звернемо увагу, що розроблена методика синтезу двоконтурної системи регулювання базується на припущенні, що на виході перетворювача частоти присутня тільки перша гармонічна складова напруги, а також, що існує засіб вимірювання або оцінювання електромагнітного моменту, давачевий, на основі давачів струму [10] або бездавачевий (на основі спостерегачів моменту, наприклад, нейромережевих [11], або побудованих за допомогою фільтру Калмана [12]). Також зауважимо, що запропонована методика орієнтована на дво полюсні АД приводу однопоршневих компресорів.

Метою даної роботи є аналіз можливостей збільшення ККД частотно-регульованих асинхронних електроприводів одноциліндрових поршневих компресорів шляхом зменшення несинусоїдності струмів шляхом застосування двоконтурної системи регулювання (зовнішнього контуру – за швидкістю з регулятором швидкості та внутрішнього – за електромагнітним моментом з регулятором моменту) та синтез регуляторів внутрішнього та зовнішнього контурів даної системи з урахуванням періодичності навантаження, що нелінійно залежить від кутового переміщення ротора.

Матеріали досліджень. Дослідження проводилися на прикладі одноциліндрового компресору з частотно-регульованим електроприводом на базі асинхронного двигуна 4А63В2У3 потужністю 550 Вт за частоти живлення на виході перетворювача 20 Гц [1]. Суттєво нелінійні властивості об'єкта керування, обумовлені нелінійною залежністю моменту опору від кутового переміщення, не дають можливості безпосередньо застосовувати до регуляторів таких об'єктів аналітичні методи синтезу регуляторів лінійних систем, наприклад, [13–16]. Одним з варіантів синтезу регулятора швидкості такого об'єкта є апроксимація суттєво нелінійного об'єкта, що працює в режимі автоколивань, лінійною консервативною ланкою, базуючися на положеннях методу гармонічної лінеаризації [17], та застосування для синтезу регулятора у цьому випадку методу компенсації сталої часу консервативної ланки [18]. За такого підходу було визначено передатну функцію регулятора швидкості [9]

$$W_{\text{рег}}(s) = K_{\text{рег}}(T_{\text{рег}}^2 s^2 + 1), \quad (1)$$

де $T_{\text{рег}} = 0,06$, $K_{\text{рег}} = 41$ – параметри регулятора, визначені за критерієм максимуму ККД [9] за частоти живлення 20 Гц.

Задля компенсації коливань амплітуди струму статора, що призводять до збільшення його несинусоїдності та відповідного збільшення втрат, досліджено можливість застосовувати внутрішній контур регулювання струму (оскільки на робочій ділянці механічної характеристики можна вважати, що залежність амплітуди струму статора від електромагнітного моменту близька до лінійної [19] та вони змінюються у часі в динамічних режимах роботи за подібними динамічними законами) замість контуру регулювання моменту, як в класичних системах підпорядкованого керування [20].

Структурну схему двоконтурної системи регулювання наведено на рис. 1.

На цій схемі:

$$\beta = \frac{2M_{\kappa}}{\omega_{\text{ном}} s_{\kappa}} = \frac{2 \cdot 4,42}{314 \cdot 0,545} = 0,0517 \quad - \quad \text{жорсткість лінеаризованої ділянки природної механічної}$$

$$\text{характеристики АД; } T_e = \frac{1}{\omega_{\text{номел}} s_{\kappa}} = \frac{1}{314 \cdot 0,545} = 0,0058 \quad - \quad \text{електромагнітна стала часу;}$$

$$T_{\text{м}} = \frac{J}{\beta} = \frac{0,00135}{0,05168} = 0,0261 \quad - \quad \text{електромеханічна стала часу; } M_{\kappa} = 4,42 \text{ Нм} \quad - \quad \text{критичний момент АД;}$$

$s_k = 0,545$ – критичне ковзання АД; $J = 0,00135 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ – зведений до валу ротора момент інерції;

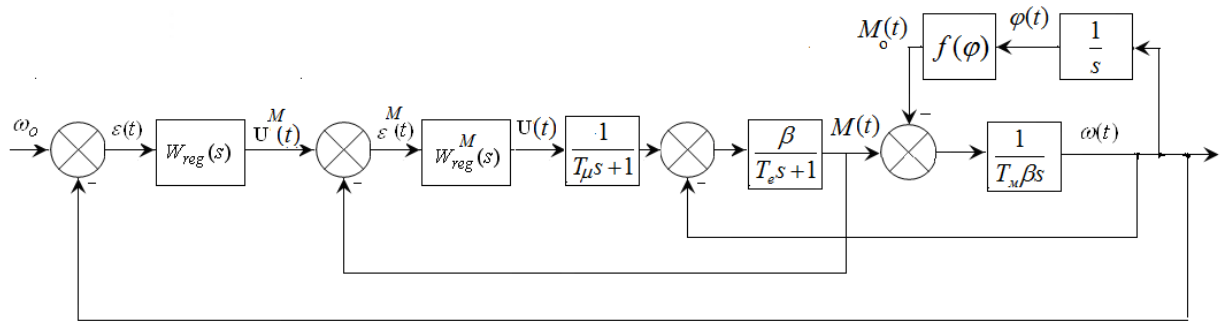


Рис. 1

$T_\mu = 0,001 \text{ с}$ – некомпенсована стала часу контуру регулювання моменту, що враховує швидкодію перетворювача частоти; $f(\varphi)$ – суттєво нелінійна ланка, що пов'язує момент опору та кутове переміщення двигуна φ (рис. 2); $1/s$ – інтегруюча ланка, що пов'язує кутове переміщення ротора двигуна та його швидкість обертання; $\omega_{\text{номел}}$, $\omega_{\text{ном}}$ – номінальні значення кутової частоти живлення АД та кутової швидкості холостого ходу АД відповідно (для двополосного АД $\omega_{\text{номел}} = \omega_{\text{ном}} = 314 \text{ рад/с}$).

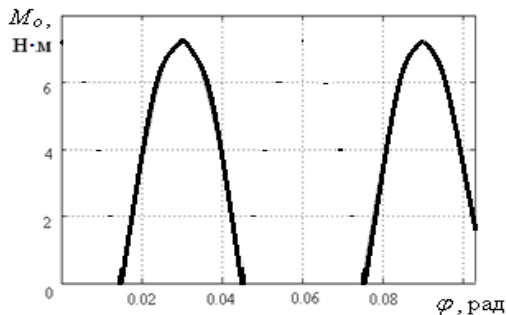


Рис. 2

електромагнітний момент двигуна; $M_0(t)$ – момент опору; $\varphi(t)$ – кутове переміщення ротора двигуна компресора.

Схема має два контури внутрішнього зворотного зв'язку: за кутом переміщення, що формує момент навантаження, та за швидкістю, що створює протиЕРС обертання. Та два контури регулювання: зовнішній за швидкістю з регулятором швидкості $W_{\text{рег}}(s)$, що має передатну функцію (1), отриману у [9], та внутрішній за електромагнітним моментом з регулятором моменту $W_{\text{рег}}^M(s)$, чию передатну функцію необхідно отримати.

При цьому для внутрішнього контуру регулювання моменту збурюючою дією буде внутрішній зворотний зв'язок за швидкістю обертання, обумовлений дією протиЕРС обертання. Сам контур регулювання моменту не містить нелінійних елементів, отже до нього можуть бути застосовані класичні методи синтезу регуляторів лінійних систем. Застосуємо метод налаштування на технічний оптимум. Згідно з цим методом у замкнутий контур вводиться астатизм за допомогою астатичних регуляторів (ПІ, ПІД-регуляторів) та компенсуються великі сталі часу інерційних ланок.

Оскільки внутрішній контур регулювання моменту містить тільки одну велику сталу часу T_e , то для цього контуру доцільно застосовувати пропорційно-інтегруючий (ПІ) регулятор [21] з передатною функцією

$$W_{\text{рег}}(s) = K_p + K_i / s, \quad (2)$$

де K_p , K_i – коефіцієнти передачі пропорційної та інтегруючої складових регулятора відповідно (параметри налаштування ПІ-регулятора).

Для синтезу регулятора контуру регулювання моменту розірвемо внутрішній зворотний зв'язок за швидкістю обертання та вважатимемо для внутрішнього контуру швидкість незалежною збурюючою дією $\omega = f(t)$. При цьому передатна функція незмінної частини системи подається у вигляді

$$W_{\text{нч}}(s) = \frac{K_{\text{роз}}}{(T_\mu s + 1)(T_e s + 1)}, \quad (3)$$

де $K_{\text{роз}}$ – коефіцієнт передачі розімкнутого контуру.

Для внутрішнього контуру $K_{\text{роз}} = \beta$.

Бажана передатна функція розімкненого контуру регулювання моменту у разі налаштування на технічний оптимум шукається у вигляді [18]

$$W_{\text{роз}}(s) = [2T_{\mu}s(T_{\mu}s + 1)]^{-1}. \quad (4)$$

Тоді, знаючи передатну функцію незмінної частини та тип регулятора, можна визначити потрібну передатну функцію регулятора та його параметри налаштування за формулою

$$W_{\text{рег}}^M(s) = W_{\text{роз}}(s) / W_{\text{нч}}(s). \quad (5)$$

З (3) – (5) отримаємо передатну функцію регулятора контуру електромагнітного моменту

$$W_{\text{рег}}^M(s) = \frac{T_e s + 1}{\beta 2T_{\mu} s} = \frac{T_e s}{\beta 2T_{\mu} s} + \frac{1}{\beta 2T_{\mu} s}. \quad (6)$$

Параметри налаштування ПІ-регулятора

$$K_p = \frac{T_e}{\beta 2T_{\mu}} = \frac{0,0058}{0,05168 \cdot 2 \cdot 0,001} = 56,11, \quad (7)$$

$$K_i = \frac{1}{\beta 2T_{\mu}} = \frac{1}{0,05168 \cdot 2 \cdot 0,001} = 9674,9. \quad (8)$$

На рис. 3 наведено часові залежності струмів статора АД у нерегульованому режимі (рис. 3, а) за одноконтурної системи з регулятором швидкості, оптимальним за критерієм максимуму ККД [9] (рис. 3, б), та двоконтурній системі (рис. 3, в), схему якої наведено на рис. 1, отримані засобами системи МАТЛАБ за допомогою математичної моделі приводу компресора [1], яка доповнена моделями регуляторів (1) та (6).

Аналіз досліджень роботи одноконтурної та двоконтурної систем керування АД одноциліндрового поршневого компресора виконано шляхом співставлення результатів розрахунків відхилення ККД квазістатичного режиму з періодичним навантаженням від ККД режиму із постійним еквівалентним моментом опору на валу АД.

При цьому слід зазначити, що ККД η та коефіцієнт потужності α за пульсуючого характеру навантаження слід визначати за період повторюваності T_r [22]. У цьому випадку діючий струм I_{1q} , корисна потужність P_{2q} , швидкість обертання ω_{rq} обчислюються відповідно до наступних виразів:

$$I_{1q} = \sqrt{\frac{1}{mT_r} \sum_{k=1}^m \int_t^{t+T_r} i_k^2(t) dt}; \quad P_{2q} = \frac{1}{T_r} \int_t^{t+T_r} \omega_r(t) \cdot T_2(t) dt; \quad \omega_{rq} = \frac{1}{T_r} \int_t^{t+T_r} \omega_r(t) dt, \quad (9)$$

де m, i_k – кількість фаз та струм k -ї фази системи енергопостачання двигуна.

За наявності інформації про величини фазних напруг двигуна u_k споживана потужність у квазістатичному режимі визначається виразом

$$P_{1q} = \frac{1}{T_r} \int_t^{t+T_r} \sum_{k=1}^m (u_k(t) \cdot i_k(t)) dt. \quad (10)$$

ККД η визначається співвідношенням потужностей на виході та вході двигуна, а коефіцієнт потужності α , відповідно до теорії Фрізе, визначається співвідношенням мінімального можливого струму лінії (здатного передати цю активну потужність за даної напруги) і поточного струму

$$\eta = \frac{P_{2q}}{P_{1q}}; \quad \alpha = \frac{P_{1q}}{3U_f I_{1q}}, \quad (11)$$

де U_f – величина фазної напруги мережі за умови її симетрії. За даного припущення цей вираз коефіцієнта потужності справедливий за будь-якої несиметрії та несинусоїдності процесів.

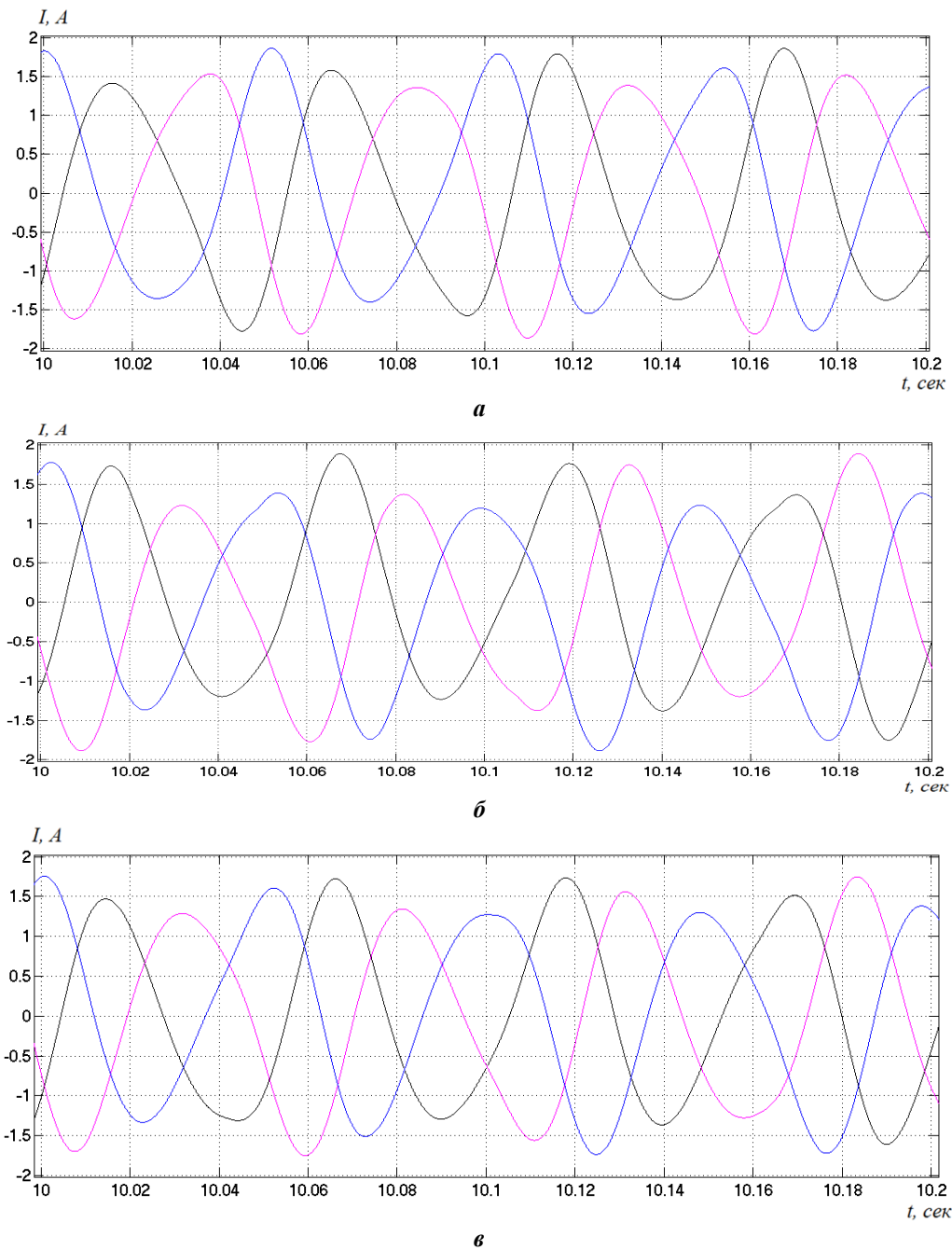


Рис. 3

Моделювання роботи приводу компресора [1] із двоконтурною системою регулювання, яку наведено на рис. 1, за отриманих параметрах ПІ-регулятора внутрішнього контуру моменту (7), (8) та регуляторі (1) зовнішнього контуру регулювання швидкості показало, що за частоти живлення двигуна 20 Гц у разі використання ПІ-регулятора внутрішнього контуру ККД склав 57,9 %, що на 1,5 % більше, ніж ККД у разі нерегульованого приводу (56,4 %) та на 0,5 % більше, ніж за одноконтурної системи регулювання швидкості (57,4 %). Максимально можливий ККД у нерегульованому приводі даного компресора за частоти живлення 20 Гц та моменті інерції $J \rightarrow \infty$ складає 58,8 %. Тобто, завдяки застосуванню двоконтурної системи регулювання електроприводу вдалося підвищити ККД: порівняно з нерегульованим приводом на 1,5 %; з одноконтурною системою регулювання – на 0,5 % (зниження ККД за періодичного навантаження, відносно сталого – $\Delta\eta$ становить: -2,4 % за нерегульованого приводу; -1,4 % за одноконтурної системи регулювання; -0,9 % за двоконтурній).

При цьому синусоїдність струму у двоконтурній системі краща, ніж у одноконтурній, та є співмірною з синусоїдністю струму у нерегульованому приводі. З рис. 3 видно, що розкиди максимальних та мінімальних значень амплітуд струмів складають 0,4 А у двоконтурній системі, 0,64 А – у одноконтурній та 0,43 А – у нерегульованому приводі. Усереднена величина THD на періоді повторюваності електромагнітного моменту за частоти на виході перетворювача 20 Гц дорівнює 11,5 % у двоконтурній системі, 17,3 % – у одноконтурній системі та 11,9 % – у нерегульованому приводі.

Також було визначено величини коефіцієнта потужності згідно з методикою, що одночасно враховує несинусоїдність і несиметрію [23]. Коефіцієнт потужності за нерегульованого приводу та частоти живлення 20 Гц становить 0,753, у разі використання одноконтурної системи регулювання швидкості – 0,815, а двоконтурної системи регулювання – 0,828 за рахунок зменшення несинусоїдності струмів статора. Покращення коефіцієнту потужності (11) регульованого приводу порівняно з нерегульованим пояснюється алгоритмом зміни напруги, що визначається регулятором зовнішнього контура (1). Підвищення коефіцієнту потужності двоконтурної системи порівняно з одноконтурною пов'язане із зменшенням несинусоїдності струмів статора, яке відбулося внаслідок роботи запропонованої системи регулювання із зворотним зв'язком за електромагнітним моментом.

Використання двоконтурної системи регулювання також дає змогу зменшити амплітуду коливань електромагнітного моменту. На рис. 4 наведено криві зміни у часі електромагнітного моменту нерегульованого приводу (рис. 4, а), приводу з одноконтурною системою регулювання (рис. 4, б) та приводу з двоконтурною системою регулювання (рис. 4, в), з яких видно зменшення амплітуди коливань електромагнітного моменту з 1,2 Нм у нерегульованому приводі та 0,95 Нм у приводу з одноконтурною системою до 0,8 Нм – у приводі з двоконтурною системою.

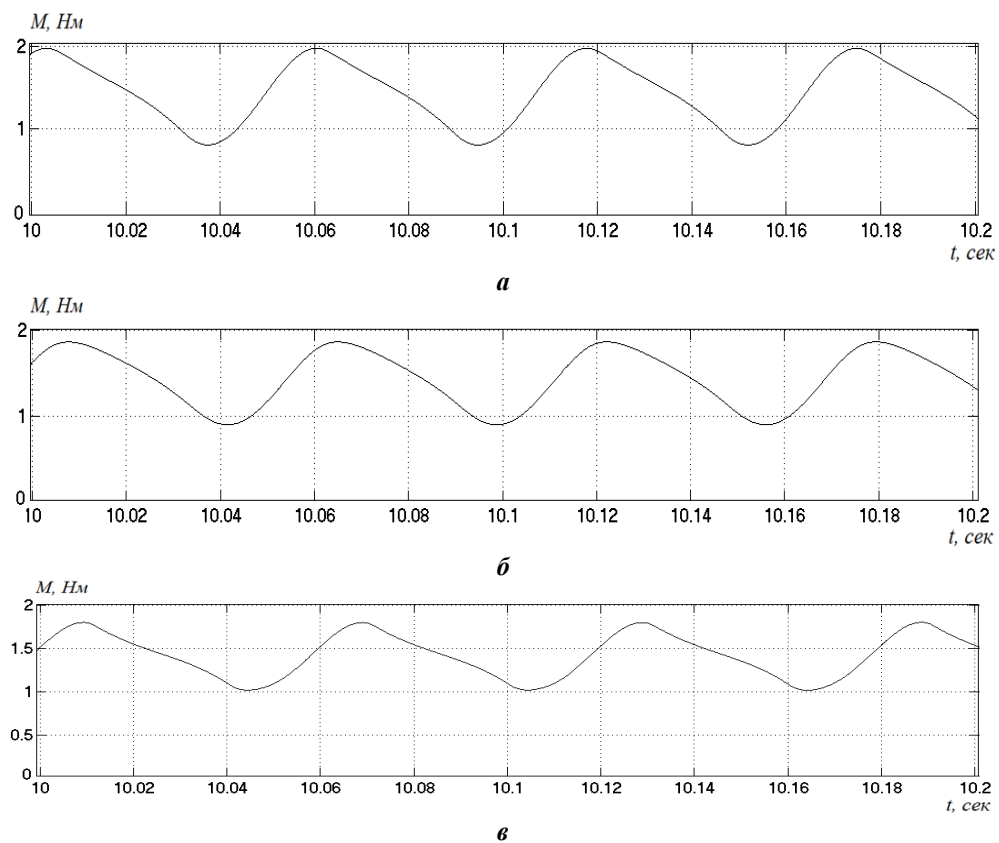


Рис. 4

Дослідження одноконтурної системи регулювання асинхронного електроприводу однопоршневого компресора з пропорційно-диференціальним регулятором швидкості, оптимізованим за критерієм максимуму ККД [9], показало, що на частотах живлення, близьких до номінальних, ефект зменшення різниці ККД асинхронного двигуна для сталого та періодичного навантажень компресора за рахунок застосування регулятора не спостерігається, тоді як у разі зниження частоти живлення цей

ефект збільшується. У таблиці наведено значення ККД з періодичним навантаженням та їхнє відхилення $\Delta\eta$ у порівнянні зі сталим навантаженням у режимах роботи електроприводу однопоршневого компресора ($J=0,00135 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$) за трьох значень частоти живлення для нерегульованого приводу та регульованого за одноконтурної та двоконтурної систем регулювання. У другому стовпчику надані максимально можливі значення ККД за даних частот при моменті інерції $J \rightarrow \infty$, що відповідає режиму сталого навантаження. Також у таблиці наведено середні значення швидкості обертання $\omega_{\text{ср}}$ та діапазони зміни швидкості $\Delta\omega$ нерегульованого та регульованих приводів.

f, Гц	ККД за сталого навантаження ($J \rightarrow \infty$)	ККД, %			$\Delta\eta$, %			$\omega_{\text{ср}}$, рад/с	$\Delta\omega$, рад/с		
		Нерегульований привод	Регульований привод		Нерегульований привод	Регульований привод			Нерегульований привод	Регульований привод	
			Одно-контурний	Дво-контурний		Одно-контурний	Дво-контурний			Одно-контурний	Дво-контурний
30	67,1	66,6	66,9	67,0	-0,5%	-0,2%	-0,1%	173	12	10	10
20	58,8	56,4	57,4	57,9	-2,4%	-1,4%	-0,9%	109	34	23	23
15	51,0	41,6	45,6	47,5	-9,4%	-5,4%	-3,5%	75	50	30	29

З таблиці видно, що найбільший ефект підвищення енергоефективності спостерігається за частоти 15 Гц як у випадку одноконтурної, так і у разі двоконтурної системи регулювання. Зокрема, застосування додаткового внутрішнього контуру регулювання моменту за цієї частоти дало змогу зменшити різницю ККД для сталого та періодичного навантажень з -9,4% у нерегульованому приводі та -5,4% – у регульованому за одноконтурною схемою приводі до -3,5%, тобто у 2,69 разів порівняно з нерегульованим приводом та у 1,54 рази порівняно з регульованим за одноконтурною системою приводом.

Отримані в роботі, а також у [1, 9] результати обґрунтовують доцільність побудови систем регулювання компресорів холодильних агрегатів теплових насосів і холодильників з урахуванням розроблених заходів протидії негативному впливу пульсацій моменту навантаження АД. За наявності системи частотно регульованого приводу компресора, який підвищує енергетичну ефективність завдяки заміні дискретного регулювання плавним, значну частку робочого циклу може складати робота з малими швидкостями. При цьому мають прояв проблеми негативного впливу коливань швидкості, які за великих швидкостей нівелювалися великим запасом кінетичної енергії рухомих частин приводу. Розширення функцій наявної системи регулювання з урахуванням запропонованих заходів потребує розробки удосконалених алгоритмів регулювання, що враховують динамічні властивості об'єкта регулювання (наявність суттєво нелінійної залежності моменту опору від кута переміщення ротора), і не є витратним, а підвищення енергетичної ефективності системи, як показано у даній роботі, є суттєвим.

Висновки.

Розроблено двоконтурну систему регулювання частотно-керованих асинхронних електроприводів поршневих компресорів, що забезпечує регулювання амплітуди напруги живлення за визначеного за технологічними вимогами фіксованого значення частоти живлення, із статичним пропорційно-диференціюючим регулятором у зовнішньому контурі регулювання швидкості, що компенсує нелінійні властивості об'єкта керування, та астатичним пропорційно-інтегруючим регулятором у внутрішньому контурі регулювання моменту, що зменшує несинусоїдність струмів статора. Дане рішення дає змогу підвищити в порівнянні з використанням одноконтурної системи регулювання енергоефективність асинхронних електроприводів герметичних поршневих компресорів.

Аналіз результатів математичного моделювання на основі оцінювання розбіжності ККД асинхронних двигунів за періодичного навантаження і максимально можливого значення ККД за сталого навантаження дав можливість визначити зменшення несинусоїдності струмів та, відповідно, збільшення ККД частотно-регульованих асинхронних електроприводів одноциліндрових поршневих компресорів за рахунок застосування двоконтурної системи.

Чисельні дослідження квазіусталених режимів частотно-регульованого асинхронного електроприводу одноциліндрового герметичного поршневого компресора на прикладі трифазного

асинхронного двигуна 4A63B2У3 потужністю 550 Вт показали, що застосування двоконтурної системи регулювання дає змогу підвищити енергофактивність електроприводу за малих швидкостей обертання. Зокрема, за частоти живлення 15 Гц: у 2,69 разів зменшити ККД за періодичного навантаження відносно сталого порівняно з нерегульованим приводом, та збільшити ККД на 1,9% порівняно з регульованим за одноконтурною системою за рахунок покращення синусоїдності струмів статора завдяки дії регулятора внутрішнього контуру регулювання моменту (який сформовано за умови оптимізації зовнішнього контуру регулювання швидкості за критерієм максимуму ККД). Також застосування додаткового внутрішнього контуру регулювання моменту дає змогу зменшити THD струмів статора, амплітуду коливань електромагнітного моменту, збільшити коефіцієнт потужності порівняно як з нерегульованим, так і з регульованим за одноконтурною системою приводами.

1. Bibik O.V., Golovan I.V., Popovych O.M., Shurub Yu.V. Efficient operating conditions of induction motors for piston compressors with frequency regulation. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 1. С. 33–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.033>.
2. Jakobsen A., Rasmussen B. Energy optimization of domestic refrigerators. *International Appliance Manufacturing*. 1998. Vol. 1. No 2. Pp. 105–109.
3. Binneberg P., Kraus E., Quack H. Reduction In Power Consumption Of Household Refrigerators By Using Variable Speed Compressors. *International Refrigeration and Air Conditioning Conference*, USA. 2002. Pp. 1–9. URL: <http://docs.lib.purdue.edu/iracc/615> (дата доступу 15.05.2025).
4. Monasry J.F., Hirayama T., Aoki T., Shida S., Hatayama M., Okada M. Development of large capacity and high efficiency rotary compressor. *International Compressor Engineering Conference at Purdue*. USA. 2018. Pp. 1–10. URL: <https://docs.lib.purdue.edu/icec/2576> (дата доступу 15.05.2025).
5. Morillo A.H.V., Kurka P.R.G., Bittencourt M.L. *Dynamics analysis of reciprocating compressor crankshafts*. Proceedings of the 10th International Conference on Rotor Dynamics, 21 August 2018. *Springer*. 2019. Vol. 1. Pp. 489–501. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-319-99268-6_34.
6. Chernyi S.G., Erofeev P., Novak B., Emelianov V. Investigation of the mechanical and electromechanical starting characteristics of an asynchronous electric drive of two-piston marine compressor. *Journal of Marine Science and Engineering*. 2021. No 9 (2). Article no 207. Pp. 1–11. DOI: <https://doi.org/10.3390/jmse9020207>.
7. Букарос А.Ю., Ромчук Н.О., Букарос В.Н. Адаптивна система управління електроприводом компресора. *Автоматизація технологічних і бізнес-процесів*. 2014. Вип. 4. № 6. С. 84–90. DOI: <https://doi.org/10.15673/2312-3125.20/2015.36965>.
8. Бібік О.В. Розвиток теорії та розроблення засобів підвищення енергоефективності вентиляційно-індукторних і асинхронних двигунів із змінним навантаженням: автореф. дис. ... докт. техн. наук: 05.09.01. Ін-тут електродинаміки НАН України, Київ, 2020. 40 с.
9. Шуруб Ю.В., Попович О.М., Бібік О.В. Підвищення енергетичної ефективності регульованого електроприводу одноциліндрового поршневого компресора. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 4. С. 63–72. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.04.063>.
10. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974. 328 с.
11. Pechenik M., Kiselychyn O., Buryan S., Petukhova D. Sensorless control of water supply pump based on neural network estimation. *Electrotechnic and Computer Systems*. 2011. No 3 (79). Pp. 462–466.
12. Kiselychyn O.I., Bodson M. Nonsensor control of centrifugal water pump with asynchronous electric-drive motor based on extended Kalman filter. *Russian Electrical Engineering*. 2011. Vol. 82. No 2. Pp. 69–75. DOI: <https://doi.org/10.3103/S1068371211020088>.
13. Jakovljević B.B., Rapaić M.R., Jelčić Z.D., Šekara T.B. Optimization of fractional PID controller by maximization of the criterion that combines the integral gain and closed-loop system bandwidth. 2014 18th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, Romania, October 17–19, 2014. Pp. 64–69. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSTCC.2014.6982392>.
14. Åström K.J., Hägglund T. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*. 2004. Vol. 14. Pp. 635–650. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.procont.2004.01.002>.
15. Romasevych Y., Loveikin V., Dudnyk A., Loveikin Y. Optimal constrained PI-controllers tuning for real-world plants. IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Kharkiv, Ukraine, 05–10 October 2020. Pp. 47–52. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250108>.
16. Luo X., Ma R., Li G., Zhao D. Parameter Optimization of Multi-mode Vibration Control System. *International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, Zhangjiajie, China, 11–12 April 2009. Vol. 1. Pp. 685–688. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMTMA.2009.15>.
17. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування. К.: Либідь, 2007. 656 с.
18. Ключев В. И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 2001. 704 с.

19. Вольдек А.И. Электрические машины. М.: Энергия, 1966. 782 с.
20. Leonard W. Control of electric drives. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001. 460 p.
21. Shurub Yu., Dudnyk A. Synthesis of the Digital Controllers of the Electric Drives as Actuators of Utility Technological Control Systems. Proc. 6th International Conference on *Energy Smart Systems (2019 IEEE ESS)*, Kyiv, Ukraine, April 17-19, 2019. Pp. 319–323. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764186>.
22. Bibik O.V., Popovich O.M. Increasing the efficiency of electric drives with periodical loading by using comprehensive mathematical modeling means. Priority areas for development of scientific research: domestic and foreign experience: collective monograph. Riga, Latvia: Baltija Publishing, 2021. 260 p. Pp. 1–19. DOI: <https://doi.org/10.30525/978-9934-26-049-0-31>.
23. Попович О.М. Визначення та дослідження коефіцієнту потужності електромеханотронних систем з асинхронними двигунами. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 4. С. 111–113.

DOUBLE-LOOP CONTROL SYSTEM OF INDUCTION ELECTRIC DRIVE OF SINGLE-CYLINDER PISTON COMPRESSOR

Yu.V. Shurub, O.M. Popovych, O.V. Bibik
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: vyshur@ukr.net.

A double-loop system of adjustable electric drives for single-cylinder piston compressors has been developed with a static proportional-differentiating regulator in the external speed control loop and an astatic proportional-integrating regulator in the internal torque control loop, taking into account the nonlinear dependence between the engine load moment and the angular displacement of its rotor. The method of tuning to the technical optimum was used to synthesize the internal torque loop regulator of an asynchronous motor at a fixed supply frequency. The example of mathematical modeling of the operating modes of an adjustable electric drive for a single-cylinder piston compressor based on the 4A63B2V3 induction motor shows that the use of a double-loop system allows for increasing the energy efficiency of the drive, improving THD and power factor, and reducing the amplitude of electromagnetic torque fluctuations compared to both unregulated and regulated drives using a single-loop system. References 23, figures 4, table 1.

Key words: piston compressor, induction electric drive, periodic load, nonlinear link, PI controller.

1. Bibik O.V., Golovan I.V., Popovych O.M., Shurub Yu.V. Efficient operating conditions of induction motors for piston compressors with frequency regulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 1. Pp. 33–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.033>.
2. Jakobsen A., Rasmussen B. Energy optimization of domestic refrigerators. *International Appliance Manufacturing*. 1998. Vol. 1. No 2. Pp. 105–109.
3. Binneberg P., Kraus E., Quack H. Reduction In Power Consumption Of Household Refrigerators By Using Variable Speed Compressors. *International Refrigeration and Air Conditioning Conference*, USA. 2002. Pp. 1–9. URL: <http://docs.lib.purdue.edu/iracc/615> (accessed at 15.05.2025).
4. Monasry J.F., Hirayama T., Aoki T., Shida S., Hatayama M., Okada M. Development of large capacity and high efficiency rotary compressor. *International Compressor Engineering Conference at Purdue*. USA. 2018. Pp. 1-10. URL: <https://docs.lib.purdue.edu/icecc/2576> (accessed at 15.05.2025).
5. Morillo A.H.V., Kurka P.R.G., Bittencourt M.L. *Dynamics analysis of reciprocating compressor crankshafts*. Proceedings of the 10th International Conference on Rotor Dynamics, 21 August 2018. Springer. 2019. Vol. 1. Pp. 489–501. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-319-99268-6_34.
6. Chernyi S.G., Erofeev P., Novak B., Emelianov V. Investigation of the mechanical and electromechanical starting characteristics of an asynchronous electric drive of two-piston marine compressor. *Journal of Marine Science and Engineering*. 2021. No 9 (2). Article no 207. Pp. 1–11. DOI: <https://doi.org/10.3390/jmse9020207>.
7. Bukaros A.Yu., Romchuk N.O., Bukaros V.N. Adaptive compressor electric drive control system. *Avtomatyzatsiia tekhnologichnyh i biznes-protsesiv*. 2014. Vyp. 4. No 6. Pp. 84–90. DOI: <https://doi.org/10.15673/2312-3125.20/2015.36965>. (Rus)
8. Bibik O.V. The development of theory and measures of improve the energy efficiency of switched reluctance and induction motors with variable load: thesis for a doctor of technical sciences degree in specialty 05.09.01. Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, 2020. 40 p. (Ukr)

9. Shurub Y.V., Popovych O.M., Bibik O.V. Increase of power efficiency of the single-cylinder piston compressor regulated electric drive. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 4. Pp. 63–72. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.04.063>. (Ukr)
10. Sandler A.S., Sarbatov R.S. Automatic frequency control of induction motors. Moskva: Energiia, 1974. 328 p. (Rus)
11. Pechenik M., Kiselychnyk O., Buryan S., Petukhova D. Sensorless control of water supply pump based on neural network estimation. *Electrotechnic and Computer Systems*. 2011. No 3 (79). Pp.462–466.
12. Kiselychnyk O.I., Bodson M. Nonsensor control of centrifugal water pump with asynchronous electric-drive motor based on extended Kalman filter. *Russian Electrical Engineering*. 2011. Vol. 82. No 2. Pp. 69–75. DOI: <https://doi.org/10.3103/S1068371211020088>.
13. Jakovljević B.B., Rapaić M.R., Jelčić Z.D., Šekara T.B. Optimization of fractional PID controller by maximization of the criterion that combines the integral gain and closed-loop system bandwidth. 2014 18th International Conference on *System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, Sinaia, Romania, October 17–19, 2014. Pp. 64–69. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSTCC.2014.6982392>.
14. Åström K.J., Hägglund T. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*. 2004. Vol. 14. Pp. 635–650. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2004.01.002>.
15. Romasevych Y., Loveikin V., Dudnyk A., Loveikin Y. Optimal constrained PI-controllers tuning for real-world plants. IEEE KhPI Week on *Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 05–10 October 2020. Pp. 47–52. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250108>.
16. Luo X., Ma R., Li G., Zhao D. Parameter Optimization of Multi-mode Vibration Control System. International Conference on *Measuring Technology and Mechatronics Automation*, Zhangjiajie, China, 11–12 April 2009. Vol. 1. Pp. 685–688. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMTMA.2009.15>.
17. Popovych M.G., Kovalchuk O.V. *Theory of automatic control*. Kyiv: Lybid, 2007. 656 p. (Ukr)
18. Kliuchev V.I. Theory of electric drive: textbook for universities. Moskva: Energoatomizdat, 2001. 704 p. (Rus)
19. Voldek A.I. Electric machines. Moskva: Energiia, 1966. 782 p. (Rus)
20. Leonard W. Control of electric drives. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001. 460 p.
21. Shurub Yu., Dudnyk A. Synthesis of the Digital Controllers of the Electric Drives as Actuators of Utility Technological Control Systems. Proc. 6th International Conference on *Energy Smart Systems (2019 IEEE ESS)*, Kyiv, Ukraine, April 17–19, 2019. Pp. 319–323. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764186>.
22. Bibik O.V., Popovich O.M. Increasing the efficiency of electric drives with periodical loading by using comprehensive mathematical modeling means. Priority areas for development of scientific research: domestic and foreign experience: collective monograph. Riga, Latvia: Baltija Publishing, 2021. 260 p. Pp. 1–19. DOI: <https://doi.org/10.30525/978-9934-26-049-0-31>.
23. Popovych O.M. Determination and study of the power factor of electromechatronic systems with asynchronous motors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 4. Pp. 111–113. (Ukr)

Надійшла 11.06.2025
Остаточний варіант 04.08.2025

ВПЛИВ НАГРІВУ ПОСТІЙНИХ МАГНІТІВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОТУЖНИХ СИНХРОННИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ

Ю.М. Васьковський*, докт. техн. наук, Д.С. Нестеренко
НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,
e-mail: vun157@gmail.com; denia1112222@gmail.com.

Розглядається тяговий синхронний двигун з постійними магнітами (СДПМ) потужністю 140 кВт, призначений для приводу маневрених електровозів і локомотивів потягів метро. Досліджується вплив нагріву постійних магнітів (ПМ) двигуна на його характеристики. Нагрів ПМ під час експлуатації СДПМ супроводжується зменшенням магнітних характеристик ПМ і відповідним зменшенням потужності двигуна, що змінює можливості його надійного функціонування. Тому необхідним є аналіз змін характеристик СДПМ, викликаний нагрівом ПМ. Мета роботи – розробка мультифізичної математичної моделі СДПМ та оцінка впливу нагріву ПМ на характеристики двигуна. Поставлена мета досягається шляхом розробки мультифізичної математичної моделі фізичних процесів в СДПМ, яка враховує взаємний вплив електромагнітних, теплових і вентиляційних процесів під час розрахунку характеристик двигуна, що забезпечує підвищену достовірність результатів моделювання. За результатами математичного моделювання отримано інформацію щодо суттєвого впливу нагріву ПМ на електромагнітний момент і потужність тягового СДПМ. Встановлено, що у разі нагріву ПМ на кожний 1°C СДПМ в середньому втрачає близько 0,12% потужності. Практична цінність полягає у технічних пропозиціях щодо підвищення рівня температурної стабілізації ПМ, що сприяє стабілізації енергетичних характеристик СДПМ. Бібл. 18, табл. 2, рис. 3.

Ключові слова: тяговий синхронний двигун з постійними магнітами, нагрів постійних магнітів, мультифізична математична модель.

Вступ. Синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ) знаходять широке використання в приводах різних об'єктів і систем, зокрема в транспортних засобах, літальних апаратах різного типу тощо. З огляду на особливості функціонування таких об'єктів, одною з основних вимог до СДПМ в їхньому складі є мінімальні масо-габаритні характеристики двигунів за максимально досяжних показників їхньої потужності. Обмеженість активного об'єму таких форсованих двигунів призводить до значного перегріву основних вузлів СДПМ, зокрема обмотки якоря і постійних магнітів (ПМ). В СДПМ широко використовуються ПМ типу NdFeB, які мають найкращі магнітні показники (залишкова індукція в найкращих марках таких ПМ сягає 1,3...1,4 Тл). Але нагрів ПМ призводить до помітного погіршення їхніх магнітних характеристик, зокрема зменшення залишкової магнітної індукції B_r і коерцитивної сили H_c . З точки зору фізики це пояснюється тим, що за високих температур збільшення теплової енергії викликає підвищену вібрацію та рух атомів матеріалу. Цей хаотичний рух долає магнітні сили, які вирівнюють магнітні домени у матеріалі. Коли домени втрачають однаковий напрямок намагнічування, сумарне магнітне поле ПМ слабшає. Якщо температура перевищує точку Кюрі, намагніченість втрачається повністю, і ПМ переходить в парамагнітний стан. За високих температур коерцитивна сила магніту також зменшується. Це пов'язано з підвищеною рухливістю атомів, що полегшує переорієнтацію магнітних доменів, і для розмагнічування ПМ потрібна менша напруженість зовнішнього магнітного поля. Тому нагріті ПМ стають більш вразливі до розмагнічування під впливом магнітного поля реакції якоря під час перевантаження двигуна. Таким чином сплави рідкоземельних металів виявляють значну температурну чутливість і починають втрачати свої магнітні властивості вже за температурах, які вважаються допустимими для ізоляції обмоток електричних машин.

За інформацією різних авторів, наприклад [1–5], залишкова магнітна індукція ПМ типу NdFeB знижується на (0,11... 0,13)% за кожне підвищення температури на 1°C у заданому діапазоні робочих

© Васьковський Ю.М., Нестеренко Д.С., 2025

*ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1262-0939>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

температур. Тобто у разі нагріву ПМ на $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ B_r зменшується на (11...13)%. Як наслідок, це призводить до відповідного зменшення магнітного потоку збудження, електромагнітного моменту і потужності двигуна. Неодимові магніти серії N практично не змінюють свої характеристики за нагріву лише до 80°C , а серії M – до 100°C . Робоча температура обмоток двигуна зазвичай досягає $110\text{...}120^{\circ}\text{C}$, а пікова температура під час форсування двигуна може сягати 150°C і більше. Наприклад, якщо в СДПМ використовуються магніти марки M, то за їх нагріву до 100°C , що є допустимою робочою температурою для обмоток статора, навіть за номінального струмового навантаження обмотки двигуна буде видавати меншу потужність, ніж його заявлена проектна потужність.

Нагрів ПМ і відповідне погіршення магнітних характеристик ПМ відбувається не тільки побічно за рахунок теплопередачі теплових втрат від статора до ПМ, але й за рахунок певних внутрішніх втрат в ПМ. Це вимагає їхнього урахування в математичних моделях СДПМ. З фізичної точки зору внутрішні втрати в ПМ обумовлені явищами гістерезису та індукованих вихрових струмів. Втрати на гістерезис виникають у разі значного навантаженні СДПМ, що супроводжується істотним збільшенням струму обмотки статора (якоря) і відповідного магнітного потоку реакції якоря. При цьому збільшується просторовий кут зсуву між магнітними потоками ПМ і обмотки якоря, в результаті чого на одній частині довжини ПМ два потоки спрямовані зустрічно, а на іншій – збігаються. В результаті на одних ділянках ПМ результуюча магнітна індукція є меншою у порівнянні з залишковою індукцією ПМ, а на інших – більша за залишкову індукцію ПМ. У разі переміщення ротора разом з ПМ відносно зубців статора зазначені ділянки зміщуються, що в кінцевому підсумку веде до втрат на гістерезис. Втрати на вихрові струми обумовлені високочастотними пульсаціями магнітної індукції в повітряному проміжку, викликаними зубчастою структурою осердя статора. Частота таких пульсацій може досягати кілька сотень герц і залежить від швидкості обертання ротора, кількості зубців статора та числа полюсів машини. За оцінками роботи [6] хоча величина втрат на вихрові струми в ПМ менша, ніж величина втрат на гістерезис, але вони можуть сягати половинного значення втрат на гістерезис. Втрати на гістерезис є більшими в ПМ типу SmCo, а втрати на вихрові струми більші в ПМ типу NdFeB завдяки наявності в їхньому складі заліза.

Зміна температури СДПМ в процесі його функціонування в різних режимах роботи вимагає обов'язкового урахування зміни характеристик ПМ під час нагріву для адекватного розрахунку і визначення силових та енергетичних характеристик СДПМ [8–10].

Тому проектування і розрахунки характеристик форсованих СДПМ з високими масогабаритними показниками потрібно проводити з використанням комплексних мультифізичних математичних моделей (КМММ), які враховують взаємний вплив електромагнітного і теплового процесів і дають можливість отримати з підвищеною достовірністю розрахункові характеристики двигуна. Важливим є урахування характеристик наявної системи охолодження двигуна [11].

Метою роботи є розробка мультифізичної математичної моделі СДПМ та оцінка впливу нагріву постійних магнітів на характеристики потужного двигуна.

Математична модель. Сформулюємо КМММ для *усталених* електромагнітного, теплового і вентиляційного процесів, які відповідають номінальному режиму роботи СДПМ.

З метою отримання найбільш достовірних результатів електромагнітні і теплові процеси докладно досліджувати в рамках теорії поля. Будемо вважати, що усі електромагнітні величини (струми, функції поля) змінюються у часі за синусоїдним законом, що уможливило використання у процесі аналізу методу комплексних амплітуд. Електромагнітне та температурне поле аналізуються у 2D наближенні у поперечному перерізі активної зони СДПМ. Оскільки осердя статора і ротора є шихтованими, впливом вихрових струмів в листах шихтовки на розподіл поля можна знехтувати. Електромагнітне поле відносно комплексної амплітуди векторного магнітного потенціалу A_z в активній зоні СДПМ описується наступним рівнянням [12]:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(T)} (\nabla \times A_z - B_r(T)) \right) = J_{z \text{ ext}}, \quad (1)$$

де $\mu(T)$ – магнітна проникність, яка в загальному випадку залежить від температури T ; $J_{z \text{ ext}}$ – густина сторонніх струмів в фазах обмотки статора. Рівняння (1) доповнюється граничною умовою – значенням векторного магнітного потенціалу на границі розрахункової області. На зовнішній границі осердя статора G задається однорідна гранична умова першого роду, $A_z|_G = 0$, що означає відсутність магнітних потоків розсіювання через ярмо статора. Магнітна проникність феромагнітної сталі різко змен-

шується лише за нагріву до температури 600...700 °С, коли руйнується її доменна структура (точка Кюрі), але в електричних машинах такі температури не спостерігаються. Урахування нелінійної залежності магнітної проникності від магнітної індукції визначається ітераційним методом за заданими кривими намагнічування.

Кінцевою метою математичного моделювання є результати дослідження впливу нагріву активної зони СДПМ, зокрема ПМ, на енергетичні характеристики двигуна – величини *середнього* електромагнітного моменту і потужності. Внаслідок неоднорідної структури повітряного проміжку між статором і ротором у разі обертання ротора СДПМ виникають суттєві коливання електромагнітного моменту. Тому задля адекватного визначення середнього електромагнітного моменту необхідно виконати розрахунки миттєвих значень моменту $M_{Em}(t)$ за час одного повного обороту ротора. Середнє значення електромагнітного моменту знаходиться інтегруванням миттєвих значень моменту в межах періоду часу T_ω повного обороту ротора

$$M_{Em\ Aver} = \frac{1}{T_\omega} \int_0^{T_\omega} M_{Em}(t) dt. \quad (2)$$

Задля отримання часових залежностей моменту рівняння (1) розв'язується *методом багатопозиційних розрахунків*. Для інтервалу часу T_ω з кроком по часу Δt виконується серія розв'язків стаціонарного рівняння (1) з урахуванням зміни у часі струмів статора і кутового положення ротора, що обертається з незмінною кутовою швидкістю ω_R . Надалі часові залежності електромагнітного моменту $M_{Em}(t)$ знаходяться у вигляді сукупності значень моменту, отриманих під час розв'язання рівняння (1) в моменти часу $t_k = t_{k-1} + \Delta t$, $k=1, \overline{N}$. Електропровідність в пазах статора приймається рівною нулю, але у відповідності до схеми обмотки задається стороння густина струмів, яка для фаз трифазної обмотки визначається формулами

$$\begin{aligned} J_A(t) &= J_m \cos(\omega_k t_k + \theta); \\ J_B(t) &= J_m \cos(\omega_k t_k + 2\pi/3 + \theta); \\ J_C(t) &= J_m \cos(\omega_k t_k + 4\pi/3 + \theta), \end{aligned} \quad (3)$$

де $J_m = I_m u_{s1}/S_{s1}$ – амплітуда густини струму у фазах обмотки статора; u_{s1} – число послідовно з'єднаних провідників у пазу статора; S_{s1} – площа перерізу паза статора. Кут θ в формулах (3) формує фазовий зсув струмів обмотки статора і, відповідно, просторовий зсув магнітного поля статора відносно осі полюсів ротора. Вибором величини θ шляхом чисельних експериментів забезпечується досліджуваний режим роботи (потужність) синхронного двигуна.

Переміщення ротора моделюється зміною координат x, y точок ротора. Зміна $\Delta x, \Delta y$ координат ротора по кроку у часі Δt задаються наступними формулами:

$$\begin{cases} \Delta x = \cos[\omega_R \cdot (t_{k-1} + \Delta t)] \cdot x - \sin[\omega_R \cdot (t_{k-1} + \Delta t)] \cdot y - x; \\ \Delta y = \sin[\omega_R \cdot (t_{k-1} + \Delta t)] \cdot x - \cos[\omega_R \cdot (t_{k-1} + \Delta t)] \cdot y - y. \end{cases} \quad (4)$$

Після розв'язання рівняння (1) і знаходження складових магнітної індукції миттєве значення електромагнітного моменту розраховується за допомогою формули, яка ґрунтується на використанні тензора магнітного натягу на поверхні ротора [12]

$$M_{Em}(t) = \frac{2pR_\delta l_r}{\mu(0)} \int_0^\tau B_n B_\tau dl, \quad (5)$$

де p, τ – число пар полюсів і полюсна поділлка; l_r, R_δ – активна довжина і радіус ротора; B_n, B_τ – нормальна (направлена перпендикулярно до точки поверхні) і тангенціальна (направлена уздовж дотичної до точки поверхні) проекції вектора магнітної індукції.

Залежність залишкової магнітної індукції $B_r(t)$ від температури T згідно з експериментальними результатами, отриманими в роботі [1] для ПМ типу NdFeB, апроксимується кубічним поліномом

$$B_r(T) = B_{r0} - 2,682 \times 10^3 \times T + 1,663 \times 10^{-5} \times T^2 - 5,613 \times 10^{-8} \times T^3, \quad (6)$$

де B_{r0} – значення залишкової індукції ПМ за початкової температури 20°C. Згідно з формулою (6) у разі нагріву до 100°C залишкова індукція ПМ, що має $B_r(0) = 1,3$ Тл, зменшиться на 0,158 Тл, тобто до 1,142 Тл. Таке зниження $B_r(T)$ відповідає температурному коефіцієнту 0,1215, що цілком корелюється з інформацією, наведеною у роботах [1–5]. Магнітна проникність ПМ визначається як $\mu_r = B_r(T) / H_c(T)$. Її величина близька до магнітної проникності повітря, і оскільки у разі нагріву ПМ одночасно зменшуються як B_r , так і H_c , то в першому наближенні можна вважати її незмінною.

Середня потужність двигуна знаходиться так

$$P_{Aver}(t) = \omega_R M_{Em Aver} \quad (7)$$

Втрати потужності в обмотці і магнітопроводі статора знаходяться традиційним методом за заданих активному опорі і струмах в фазах обмотки статора і відомих величинах магнітної індукції в магнітопроводі. Зокрема, втрати в обмотці статора знаходяться так

$$q_1 = 3I_1^2 r_1(T), \quad (8)$$

де $r_1(T)$ – активний опір фази обмотки статора; I_1 – діюче значення струму в фазі статора. Температурна залежність опору для більшості металів описується формулою

$$r_1(T) = r_0(1 + \alpha \Delta T), \quad (9)$$

де r_0 – електричний опір за початкової температури T_0 ; α – температурний коефіцієнт електричного опору (для міді $\alpha = 3,8 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$). Далі знаходять питомі втрати в обмотці статора (Вт/м³)

$$Q_1 = q_1 / V_1, \quad (10)$$

де V_1 – об'єм провідників обмотки статора. Питомі усереднені втрати в ярмі та зубцях статора знаходяться за емпіричними формулами [13]

$$Q_{a1} = p_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} k_a B_a^2 m_a / V_a; \quad Q_{z1} = p_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} k_z B_z^2 m_z / V_z, \quad (11)$$

де k_a, k_z – коефіцієнти, що враховують нерівномірності розподілу магнітного потоку в ярмі і зубцях статора та технологічні фактори: $k_a = 1,6 \dots 1,7$; $k_z = 1,8 \dots 1,9$; B_a, B_z – усереднені значення магнітної індукції в ярмі і зубцях статора; $p_{1/50}$ – питоме значення втрат за індукції 1 Тл і частоті 50 Гц, яке наведено у довідковій літературі; m_a, m_z – маси ярма і зубців статора; V_a, V_z – об'єми ярма і зубців статора. Втратами в магнітопроводі ротора в першому наближенні можна нехтувати.

Важливе значення має достовірне визначення втрат потужності в ПМ. Втрати в ПМ суттєво залежать від технології їхнього виготовлення, процентного співвідношення хімічних речовин в їх складі тощо. Розглядаючи актуальні ПМ типу NdFeB слід виділити три суттєво різні за характеристиками типи, які відрізняються технологією їх виготовлення: спечені NdFeB (Sintered), вкраплені NdFeB (Injection), спресовані NdFeB (Compression bonded). В порівняльній табл. 1 представлено характеристики зазначених типів ПМ [14, 15].

Таблиця 1

Параметр	Спечені NdFeB	Вкраплені NdFeB	Спресовані NdFeB
Магнітна індукція, Тл	0,7... 1,4	0,5 ... 1,3	0,7... 1,3
Коерцитивна сила, кА/м	750 ... 1200	700 ... 1200	700 ... 1400
Механічна міцність	Низька – крихкі	Висока – стійкі до ударів	Середня
Щільність, г/см ³	7,5 ... 7,8	4,5... 5,5	5,6 ... 6,0
Корозійна стійкість	Низька – потрібне захисне покриття	Висока – завдяки полімерній матриці	Середня
Питомий опір, мкОм · м	1,2 ... 1,6	40 ... 70	10 ... 30
Робоча температура, °C	до (100 ... 200)	до 110	до (100 ... 180)
Ціна	Низька	Низька-середня	Середня-висока

З табл. 1 випливає, що для потужних СДПМ, в складі яких ПМ працюють у змінному електромагнітному полі за наявності суттєвих механічних навантажень і в складних умовах навколишнього середовища, найбільш підходящими для використання є вкраплені NdFeB. Вони мають найбільший електричний опір, легші, мають кращу механічну і корозійну стійкість. Під час моделювання втрат в ПМ в математичній моделі вони можуть бути представлені немагнітним електропровідним середовищем з питомим опором 40...70 мкОм·м. Представлений в табл. 1 широкий діапазон можливих чисельних значень питомого опору обумовлений низкою хіміко-технологічних факторів і створює певну не-

визначеність електричних характеристик ПМ в залежності від їх марки, що суттєво впливає на результати розрахунків – величини втрат і температури ПМ. Результати моделювання показали, що характеристики СДПМ суттєво залежать від обраного значення електропровідності ПМ навіть в межах зазначеного діапазону. Підхід до визначення втрат в ПМ шляхом завдання його електропровідності може використовуватися, але потребує адекватної оцінки його достовірності. На практиці часто використовують інший підхід до визначення втрат в ПМ, який ґрунтується на статистичних даних експериментальних досліджень, проведених на ряді різних електричних машин. За результатами наявних експериментальних даних, проведених, наприклад, в роботі [7], у першому наближенні величину цих втрат запропоновано корелювати з потужністю машини. Так, для розрахунків і проектування форсованих машин приблизна величина втрат в ПМ може бути прийнята як 0,001...0,005 від величини її номінальної потужності. Менший відсоток відноситься до потужних електричних машин. Тому в даній роботі для СДПМ, що розглядається далі, втрати в ПМ приймаються як

$$Q_{PM} = 0,001P_2, \quad (12)$$

де P_2 – активна потужність двигуна. Кожна складова втрат локалізована в підобласті, яку займає відповідний елемент конструкції. Теплове поле АД описується стаціонарним диференціальним рівнянням теплопровідності, яке в декартових координатах записується так [16]

$$\lambda \left[\frac{\partial^2 T(x,y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T(x,y)}{\partial y^2} \right] = -Q(x,y), \quad (13)$$

де λ – коефіцієнт теплопровідності, який для усіх матеріалів в межах існуючих температур СДПМ приймається незмінним. В моделі теплового поля враховується пазова ізоляція обмотки статора з малим коефіцієнтом теплопровідності, завдяки чому між провідниками обмотки статора та стінками зубців існує суттєвий градієнт температури. Повітряний проміжок між статором і ротором в моделі теплового поля представлено суцільним шаром з еквівалентним малим значенням коефіцієнта теплопровідності (0,0267 Вт/м · град), що уможливорює використання розрахункової зони теплового поля такої ж конфігурації, як і для електромагнітного поля. Такий підхід ґрунтується на відомих результатах експериментальних досліджень, наприклад [17], в яких показано, що в електричних машинах з невеликими повітряними проміжками між статором і ротором за ламінарній течії холодоагенту теплообмін між статором і ротором відбувається через поперечну теплопровідність і не залежить від швидкості руху холодоагенту та частоти обертання ротора.

На зовнішніх границях розрахункової області, у тому числі на поверхнях вентиляційних каналів, задаються граничні умови третього роду

$$\lambda(T) \frac{\partial T}{\partial n} = -\alpha(v)(T - T_{0x}), \quad (14)$$

де $\alpha(v)$ – коефіцієнт тепловіддачі з поверхонь (Вт/м²·град); T_{0x} – усереднена температура охолоджуючого холодоагенту, задана з урахуванням його підігріву у разі руху уздовж каналу. Слід підкреслити, що хоча теплове поле є тривимірним, у процесі моделювання СДПМ з невеликою довжиною статора з огляду на прийнятні витрати обчислювальних ресурсів можливо обмежитися двовимірною постановкою задачі. Розрахункові оцінки показують, що у відносно коротких машинах зміна температури по довжині статора (ротора) є невеликою і для розрахунку середньої температури достатньо задати усереднену величину T_{0x} . Коефіцієнт тепловіддачі залежить від швидкості v руху холодоагенту відносно поверхні. Його числове значення отримують експериментальними методами. Надалі використовується приведена в [13] формула для коефіцієнту тепловіддачі від стінки круглого каналу до повітря, яка справедлива для конструкцій більшості електричних машин

$$\alpha(v) = 0,027 \lambda \cdot a^{-0,78} \cdot d_k^{-0,22} \cdot v^{0,78}, \quad (15)$$

де $\alpha = \lambda(T) / C_p = 2,4 \cdot 10^{-5}$ (м²/с) – температуропровідність повітря за 40 °С; $\lambda = 0,0267$ (Вт/м·град) – теплопровідність повітря за температури 40 °С; $C_p = 1020$ (Дж/кг·град) – питома теплоємність; d_k – діаметр каналу. Швидкість руху v_i в i -му вентиляційному каналі виражається через витрати холодоагенту P_i у каналі і площу поперечного перерізу каналу s_i

$$v_i = P_i / s_i. \quad (16)$$

Підставляючи (16) в (15), маємо залежність коефіцієнтів тепловіддачі від витрат холодоагенту.

Під час виконання вентиляційного розрахунку обґрунтовується конструкція системи вентиляції і параметри нагнітальних елементів, які забезпечують потрібні витрати холодоагенту. У разі пові-

тряного охолодження вентиляційна мережа електричної машини складається з послідовно і паралельно з'єднаних між собою вентиляційних каналів і порожнин різної площі перерізу. З урахуванням особливостей вентиляційного процесу у вентиляційній системі електричних машин розрахунок цього процесу на основі рівнянь аеродинаміки є недоцільним, і цей процес з огляду на суттєво меншу обчислювальну складність доцільно проводити на основі зосереджених схем заміщення вентиляційної системи [16]. Задля переміщення по вентиляційній мережі необхідної кількості охолоджуючого повітря вентилятори створюють тиск H , необхідний для подолання аеродинамічного опору мережі. Справедливою є квадратична залежність тиску від витрат P повітря і повного аеродинамічного опору вентиляційної мережі z [16]

$$H = zP^2. \quad (17)$$

Надалі використовується схема заміщення вентиляційної системи, яка характерна для машин з аксіальною системою вентиляції [11]. Але без втрати загальності КМММ можуть бути розглянуті й інші типи систем вентиляції. У розглянутому надалі прикладі схема заміщення складається з 4-х паралельних гілок, які відповідають: аксіальним каналам статора і ротора, кільцевому вентиляційному каналу навколо ярма осердя статора і повітряному проміжку між статором і ротором. Кожна гілка характеризується відповідним аеродинамічним опором. Для ланки мережі, яка складається з послідовно з'єднаних елементів, її сумарний опір дорівнює сумі опорів елементів $z_{series} = \sum z_i$, а для ланки мережі, яка складається з паралельно з'єднаних елементів внаслідок квадратичної залежності (17) для сумарного опору справедливим є вираз $1/z_{parallel} = \sum 1/\sqrt{z_i}$. Достовірний розрахунок опорів z_i з урахуванням особливостей руху холодоагенту по вентиляційній мережі являє собою складну задачу. На практиці часто використовуються експериментально отримані формули для розрахунку опору окремих елементів вентиляційної мережі [16]. Система рівнянь і співвідношень (1) – (17) формує колопольову КМММ сталих електромагнітних, теплових і вентиляційних процесів в СДПМ. Математичний зв'язок між параметрами різних фізичних процесів відображається виразами (6), (9), (14), (15).

Сформульовану КМММ реалізовано в програмному середовищі COMSOL Multiphysics, що дало змогу поєднати відповідні фізичні інтерфейси електромагнітної та теплової задач і розв'язати отриману систему рівнянь в єдиній обчислювальній області. Вентиляційна задача при цьому вирішувалась окремо – на основі схеми заміщення вентиляційної системи, що дало змогу визначити коефіцієнти тепловіддачі та швидкість повітря у відповідних елементах системи охолодження СДПМ. Методологія розв'язання зазначеної КМММ базується на використанні ітераційних розрахунків, в процесі яких відбувається уточнення та узгодження значень електрофізичних і теплофізичних характеристик активних матеріалів, граничних умов, теплових втрат, розподілу температури і векторного магнітного потенціалу. Реалізація КМММ дає можливість отримати узгоджену систему характеристик фізичних процесів різної природи, які відбуваються в СДПМ.

Об'єкт дослідження. Розроблену КМММ реалізовано на прикладі тягового частотно-керованого СДПМ, призначеного для приводу маневрених електровозів і локомотивів потягів метро. Двигуни такого типу розробляються рядом провідних фірм світу, наприклад [18]. Двигун має наступні номінальні дані: потужність $P = 140$ кВт; фазна напруга $U_{np} = 1080$ В; фазний струм $I_{np} = 58$ А; швидкість обертання ротора $n = 1000$ об/хв; кількість полюсів $2p = 6$; повітряний проміжок $\delta = 3$ мм; довжина статора $l_1 = 0,3$ м; зовнішній діаметр статора $D_j = 0,4$ м; кількість пазів статора $Z_1 = 36$. Пази виконані відкритими, ширина пазів $l_s = 11$ мм, висота $h_s = 45$ мм. В осердях статора і ротора виконано аксіальні вентиляційні канали. Їх загальна кількість дорівнює 35, а діаметр кожного каналу – 0,015 м. Задля охолодження статора навколо зовнішньої поверхні ярма статора виконано кільцевий вентиляційний канал висотою 0,004 м. Охолодження – повітряне примусове за допомогою компресора, який в режимі холостого ходу (за нескінченно великого аеродинамічного опору вентиляційної системи) утворює тиск 10 кПа, а в режимі короткого замикання (за нульового опору системи) спроможний видати обсяг повітря $1 \text{ м}^3/\text{с}$. На зовнішній поверхні ротора встановлено постійні магніти типу NdFeB, які виконані по технології Injection (вкраплені) і за початкової температури 20°C мають залишкову індукцію 1,3 Тл. Задля зменшення коливань електромагнітного моменту ПМ укладені зі скосом по відношенню до повздовжньої осі ротора, який дорівнює куту полюсної поділки статора.

Результати дослідження. За результатами математичного моделювання з використанням розробленої КМММ виконано дослідження змін електромагнітного моменту і потужності зазначеного СДПМ в різних режимах роботи внаслідок нагріву активної зони двигуна, насамперед ПМ. Таке дослідження надає інформацію щодо можливості його ефективної роботи в різних режимах експлуа-

тації, а також створює умови для удосконалення конструкції СДПМ з метою оптимізації сукупності електромагнітних і тепло-вентиляційних процесів.

Переріз активної зони СДПМ показано на рис. 1, а, та 1, б, на яких також зображено розподіл відповідно електромагнітного та теплового полів двигуна в номінальному режимі роботи.

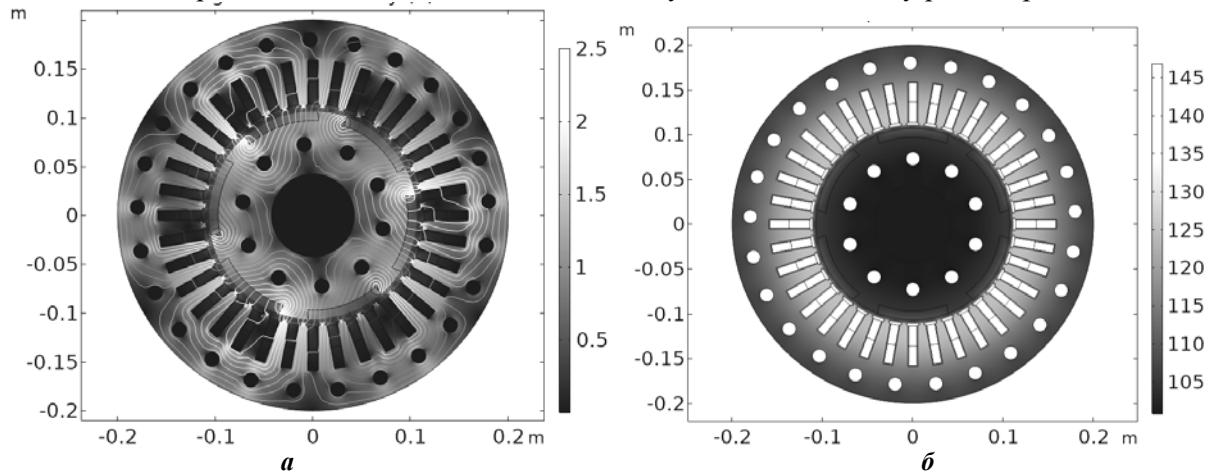


Рис. 1

На рис. 2 показано залежності миттєвих і середніх значень електромагнітного моменту СДПМ за незмінного струму статора для двох температур нагріву ПМ – 20°C (крива 1) та 104°C (крива 2). Внаслідок нагріву ПМ середнє значення моменту зменшується на 11% – з 1346 Н·м до 1220 Н·м. Таке зменшення моменту у нагрітому стані у порівнянні з “холодним” станом пов’язано зі зменшенням залишкової індукції ПМ (індукція зменшилась з 1,3 до 1,165 Тл.). При цьому амплітуда коливань моменту мало змінюється (складає приблизно 10%).

В табл. 2 представлено окремі розрахункові дані СДПМ в номінальному режимі роботи.

Таблиця 2

Показник	Величина
Кількість вентиляційних каналів статора / ротора	25 / 10
Магнітна індукція в ярмі / зубцях статора, Тл	0,9 / 2,1
Швидкість повітря в повітряному проміжку, м/с	28.2
Швидкість повітря в кільцевому вентиляційному каналі між ярмом і станиною, м/с	32.7
Швидкість повітря в каналах статора і ротора, м/с	28.53
Коефіцієнт тепловіддачі в кільцевому вентиляційному каналі між ярмом і станиною, Вт/(м ² ·°C)	77
Коефіцієнти тепловіддачі в аксіальних каналах статора і ротора, Вт/(м ² ·°C)	99.6
Температура обмотки статора, °C	144
Максимальна температура осердя статора, °C	108
Температура постійних магнітів, °C	104

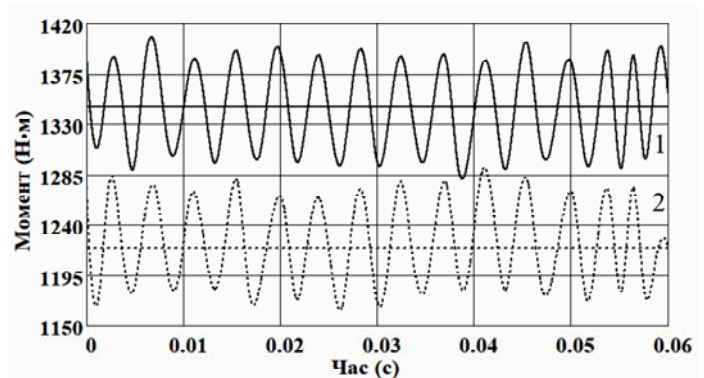


Рис. 2

На рис. 3 наведено залежність потужності двигуна від температури ПМ. Кожна точка залежності розрахована за незмінних умов: однакових напрузі живлення, струмі обмотки статора і куті навантаження. Це дає можливість безпосередньо визначити вплив нагріву ПМ. Від “холодного” до “нагрітого” стану потужність зменшується зі 140 кВт до 128 кВт.

Під час функціонування тягового двигуна внаслідок особливостей експлуатації потягу можуть спостерігатися періоди навантаження СДПМ вище за номінальне (рухи потягу на підйом тощо). Це спричиняє додатковий перегрів СДПМ, що супроводжується додатковою втратою його потужності. Тому за зазначених вище однакових умов проведено оцінку вихідної потужності двигуна у “нагрітому” стані у порівнянні з “холодним” станом у разі збільшення струму статора на 25% і 50%. У разі збільшення струму на 25% стала температура обмотки статора зростає до 166°C, а ПМ до 113°C. У разі перевантаження на 50% температура ся-

гає відповідно 187°C і 124°C. При цьому фактична потужність двигуна у порівнянні з очікуваною зменшується відповідно на 11,6% і 14%.

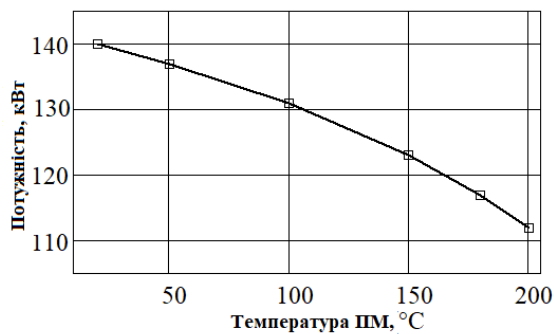


Рис. 3

Результати моделювання засвідчують суттєвий вплив нагріву ПМ на характеристики СДПМ – у разі нагріву постійних магнітів на кожний 1°C двигун в середньому втрачає близько 0,12% потужності. Зазначена суттєва чутливість енергетичних характеристик потужних СДПМ до нагріву потребує впровадження додаткових конструктивних заходів, направлених на температурну стабілізацію СДПМ і перш за все ПМ.

Задля підвищення ефективності тепловідведення та забезпечення прийняттого температурного режиму роботи двигуна можливо застосувати наступні конструктивні удосконалення.

1. Розташувати вентиляційні канали ротора ближче до ПМ або збільшити їхню кількість, що сприятиме покращенню тепловідводу від ПМ. При цьому канали не повинні неприпустимо зменшувати площу перерізу (збільшувати магнітний опір) на шляху магнітних потоків ПМ.

2. Оптимізувати розміри вентиляційних каналів статора і ротора шляхом оптимального вибору їхнього діаметру з урахуванням характеристик нагнітального компресора. У варіанті СДПМ, параметри якого приведено у розділі “об’єкт дослідження”, зменшення діаметру вентиляційних каналів з 15 мм до 12 мм за заданих характеристик компресора призвело до зростання на 14% швидкості руху повітря. Це пояснюється тим, що збільшення аеродинамічного опору системи внаслідок зменшення діаметру каналів призводить до певного зростання тиску компресора (формула (17)) і відповідного збільшення швидкості повітря. Це згідно з формулою (15) збільшує коефіцієнти тепловіддачі в каналах на 16% (до 115,5 Вт/(м²·°C)), а зростання коефіцієнтів тепловіддачі, які формують граничну умову (14), призводить до зменшення температури конструктивних елементів двигуна. Зокрема, в номінальному режимі роботи СДПМ температура ПМ знизилася на 5°C і склала 99°C. Але подальше зменшення діаметру каналів є недоцільним, оскільки це внаслідок зменшення площі поверхні каналів призводить до зростання нагріву, що засвідчує наявність екстремуму залежності температури ПМ від діаметру вентиляційних каналів і необхідність оптимізації геометрії активної зони двигуна на основі результатів мультифізичного моделювання.

Висновки. 1. Розроблено комплексну мультифізичну математичну модель фізичних процесів в форсованих тягових електричних машинах, яка враховує взаємний вплив електромагнітних, теплових та вентиляційних процесів. Досліджений приклад СДПМ демонструє необхідність мультифізичного моделювання форсованих електричних машин, яке забезпечує узгодженість характеристик фізичних процесів різної природи та забезпечує підвищену достовірність розрахункових результатів.

2. Реалізація КМММ на прикладі тягового СДПМ потужністю 140 кВт, який характеризується високими електромагнітним та тепловим навантаженнями, дала можливість дослідити вплив нагріву ПМ на характеристики двигуна – величини середнього електромагнітного моменту і потужності. Встановлено, що у разі нагріву ПМ на 1°C за незмінного струму статора двигун в середньому втрачає 0,12% потужності. Запропоновано прості, але дієві конструктивні рішення щодо підвищення температурної стабілізації ПМ в СДПМ, зокрема оптимізацію розташування та геометричних розмірів вентиляційних каналів. З огляду на типовість температурних характеристик ПМ різних марок, результати дослідження можуть бути розповсюджені на інші потужні СДПМ з високими масо-габаритними показниками, в яких спостерігається нагрів ПМ до 100°C і вище.

3. Проблема температурної стабілізації ПМ в складі потужних СДПМ за рахунок конструктивних удосконалень без погіршення електромагнітних характеристик машини є предметом подальших досліджень. Запропонована КМММ може використовуватися для розробок та досліджень, спрямованих на оптимізацію конструкції потужних СДПМ, що відкриває широкі можливості для вдосконалення системи охолодження та дає можливість прийняти обґрунтовані конструктивні рішення на етапі проектування СДПМ.

1. Bilgin O., Kazan F.A. The effect of magnet temperature on speed, current and torque in PMSMs. XXII International Conference on *Electrical Machines (ICEM)*, Lausanne, Switzerland, 04-07 September 2016. Pp. 2080–2085. DOI <https://doi.org/10.1109/icelmach.2016.7732809>.
2. Magdaleno-Adame S., Cunningham G.J., Miller D., O'Brien S. Calculation of the Remnant Magnetization and Magnetic Saturation Characteristics for Sintered NdFeB Permanent Magnets Utilizing Finite Element Transient Simulations. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. No 12. Pp. 1–9. DOI: <https://doi.org/10.1109/tmag.2019.2940426>.
3. Sagawa M., Uneyama Y. The status of sintered NdFeB magnets. *Modern Permanent Magnet*. 2022. Pp. 135–168, DOI: <https://doi.org/10.1016/b978-0-323-88658-1.00010-8>.
4. Yoshida Y., Yoshikawa N. Hot formed NdFeB magnets. *Modern Permanent Magnets*. 2022. Pp. 251–304. DOI: <https://doi.org/10.1016/b978-0-323-88658-1.00006-6>.
5. Температурні характеристики магнітів NdFeB. URL: <https://tymagnets.com/ru/температурные-характеристики-спеченных-неодимовых-магнитов> (дата звернення 15.01.2025).
6. Fukuma A., Kanazawa S., Miyagi D., Takahashi N. Investigation of AC loss of permanent magnet of SPM motor considering hysteresis and eddy-current losses. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2005. Vol. 41. No 5. Pp. 1964–1967. DOI: <https://doi.org/10.1109/tmag.2005.846282>.
7. Petrov I., Egorov D., Link J., Stern R., Ruoho S., Pyrhonen J. Hysteresis Losses in Different Types of Permanent Magnets Used in PMSMs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. No 3. Pp. 2502–2510. DOI: <https://doi.org/10.1109/tie.2016.2548440>.
8. Ren X., Chen Z., Du R., Feng M. Loss and Thermal Analysis of a High-Power-Density Permanent Magnet Starter/Generator. *Energies*. 2024. Vol. 17. No 20. P. 5049. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17205049>.
9. Baranski M., Demenko A., Szelag W., Lyskawinski W. Experimental verification of temperature effects on functional parameters in a line start permanent magnet synchronous motor. *IET Science, Measurement & Technology*. 2024. Vol. 18. No 9. Pp. 491–498. DOI: <https://doi.org/10.1049/smt2.12206>.
10. Yang G., Zhang S., Zhang C. Analysis of Core Loss of Permanent Magnet Synchronous Machine for Vehicle Applications under Different Operating Conditions. *Applied Sciences*. 2020. Vol. 10. No 20. P. 7232. DOI: <http://doi.org/10.3390/app10207232>.
11. Васильовський Ю.М., Нестеренко Д.С. Комплексна мультифізична математична модель фізичних процесів в потужних тягових електричних машинах. *Технічна електродинаміка*. 2025. № 2. С. 49–56. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.02.049>.
12. Васильовський Ю.М. Польовий аналіз електричних машин. Київ: НТУУ КПІ, 2007. 191 с.
13. Гольдберг О.Д., Гурін Я.С., Свириденко І.С. Проектирование электрических машин. М.: Высшая школа, 2001. 430 с.
14. John J. Croat, John Ormerod. Modern permanent magnets. *Woodhead publishing series in electronic and optical materials*. 2022. 443 p.
15. Physical Properties of Permanent Magnet Materials. URL: <https://www.allianceorg.com/pdfs/PhysicalPropertiesofMagnets.pdf> (дата звернення 21.01.2025)
16. Филиппов И. Ф. Теплообмен в электрических машинах. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 255 с.
17. Gazley C. Heat-transfer characteristics of the rotating and axial flow between concentric cylinders. *Transaction ASME*. 1958. No 1. DOI: <https://doi.org/10.1115/1.4012256>.
18. Toshiba hybrid locomotives URL: <https://www.global.toshiba/ww/outline/infrastructure/business-introduction/railway/download.html#03> (дата звернення 08.08.2024)

THE IMPACT OF PERMANENT MAGNETS HEATING ON THE CHARACTERISTICS OF POWERFUL TRACTION SYNCHRONOUS MAGNETO-ELECTRIC MOTORS

Yu.M. Vaskovsky, D.S. Nesterenko

**National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
37, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03056, Ukraine.**

E-mail: vun157@gmail.com; denia1112222@gmail.com.

This study examines a 140 kW traction permanent magnet synchronous motor (PMSM), designed for shunting locomotives and traction metro locomotives. The influence of active zone heating on the operational characteristics of the motor, with a particular focus on permanent magnets, is analysed. During PMSM operation, PM heating leads to reduction of its magnetic properties and a corresponding power loss, affecting the motor's reliable performance. Therefore, a reliable analysis of PMSM characteristic changes caused by PM heating is essential. The purpose of this work is to develop a complex multiphysics mathematical model of the PMSM and assess the impact of PM heating on motor characteristics. The objective is achieved through the development of a complex multiphysics mathematical model that accounts the mutual influence of electromagnetic, thermal, and ventilation processes in PMSM ensuring high modelling

accuracy. Mathematical modelling has provided crucial insights into the significant impact of PM heating on PMSM power reduction. It has been established that for every 1°C increase in PM temperature, the PMSM loss about 0.12% of its power in average. The practical significance lies in substantiated technical proposals for increasing the level of PM temperature stabilization, which contributes to the PMSM characteristics stabilization. References 18, tables 2, figures 3.

Key words: traction permanent magnet synchronous motor, permanent magnet heating, multiphysics mathematical model.

1. Bilgin O., Kazan F.A. The effect of magnet temperature on speed, current and torque in PMSMs. XXII International Conference on *Electrical Machines (ICEM)*, Lausanne, Switzerland, 04-07 September 2016. Pp. 2080–2085. DOI <https://doi.org/10.1109/icelmach.2016.7732809>.
2. Magdaleno-Adame S., Cunningham G.J., Miller D., O'Brien S. Calculation of the Remnant Magnetization and Magnetic Saturation Characteristics for Sintered NdFeB Permanent Magnets Utilizing Finite Element Transient Simulations. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. No 12. Pp. 1–9. DOI: <https://doi.org/10.1109/tmag.2019.2940426>.
3. Sagawa M., Une Y. The status of sintered NdFeB magnets. *Modern Permanent Magnet*. 2022. Pp. 135–168. DOI: <https://doi.org/10.1016/b978-0-323-88658-1.00010-8>.
4. Yoshida Y., Yoshikawa N. Hot formed NdFeB magnets. *Modern Permanent Magnets*. 2022. Pp. 251–304. DOI: <https://doi.org/10.1016/b978-0-323-88658-1.00006-6>.
5. Temperature characteristics of magnets NdFeB. URL: <https://tymagnets.com/ru/температурные-характеристики-спеченных-неодимовых-магнитов> (accessed at 15.01.2025). (Ukr)
6. Fukuma A., Kanazawa S., Miyagi D., Takahashi N. Investigation of AC loss of permanent magnet of SPM motor considering hysteresis and eddy-current losses. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2005. Vol. 41. No 5. Pp. 1964–1967. DOI: <https://doi.org/10.1109/tmag.2005.846282>.
7. I Petrov I., Egorov D., Link J., Stern R., Ruoho S., Pyrhonen J. Hysteresis Losses in Different Types of Permanent Magnets Used in PMSMs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. No 3. Pp. 2502–2510. DOI: <https://doi.org/10.1109/tie.2016.2548440>.
8. Ren X., Chen Z., Du R., Feng M. Loss and Thermal Analysis of a High-Power-Density Permanent Magnet Starter/Generator. *Energies*. 2024. Vol. 17. No 20. P. 5049. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17205049>.
9. Baranski M., Demenko A., Szelag W., Lyskawinski W. Experimental verification of temperature effects on functional parameters in a line start permanent magnet synchronous motor. *IET Science, Measurement & Technology*. 2024. Vol. 18. No 9. Pp. 491–498. DOI: <https://doi.org/10.1049/smt2.12206>.
10. Yang G., Zhang S., Zhang C. Analysis of Core Loss of Permanent Magnet Synchronous Machine for Vehicle Applications under Different Operating Conditions. *Applied Sciences*. 2020. Vol. 10. No 20. P. 7232. DOI: <http://doi.org/10.3390/app10207232>.
11. Vaskovskyi Yu.M., Nesterenko D.S. Complex multiphysical mathematical model of physical processes in powerfull traction electric machines. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 2. Pp. 49–56. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.02.049>. (Ukr)
12. Vaskovskyi Yu.M. Field analysis of electric machines. Kyiv: NTUU KPI, 2007. 191 p. (Ukr.).
13. Goldberg O.D., Gurin Ya.S., Sviridenko I.S. Design of electric machines. Moskva: Vysshaya shkola, 2001. 430 p. (Rus)
14. John J. Croat, John Ormerod. Modern permanent magnets. *Woodhead publishing series in electronic and optical materials*. 2022. 443 p.
15. Physical Properties of Permanent Magnet Materials. URL: <https://www.allianceorg.com/pdfs/PhysicalPropertiesofMagnets.pdf> (accessed at 21.01.2025).
16. Filipov I.F. Heat transfer in electric machines. Leningrad: Energoatomizdat, 1986. 255 p. (Rus).
17. Gazley C. Heat-transfer characteristics of the rotating and axial flow between concentric cylinders. *Transaction ASME*. 1958. No 1. DOI: <https://doi.org/10.1115/1.4012256>.
18. Toshiba hybrid locomotives URL: <https://www.global.toshiba/ww/outline/infrastructure/business-introduction/railway/download.html#03> (accessed at 08.08.2024).

Надійшла 11.06.2025
Остаточний варіант 25.07.2025

CONTROL SYSTEM OF A VIBRATING PLATFORM DRIVEN BY A PERMANENT MAGNET LINEAR MOTOR

R.P. Bondar*

Kyiv National University of Construction and Architecture,
31, Povitrianykh Syl Ave., Kyiv, 03037, Ukraine.
E-mail: bondar.rp@knuba.edu.ua.

Modern industry requires high-precision control of vibrating electromechanical systems. To optimize the operation of vibrating machines, it is important to develop control systems that balance energy efficiency and productivity across different dynamic modes. In this work, a control system for a vibrating platform driven by a permanent magnet linear motor has been developed. The control object is represented by a two-mass mechanical scheme that accounts for the elastic properties of the vibration suspension and the forces of Coulomb and viscous friction. A vibrating linear motor with a toothless stator structure is considered as the exciter of a periodic electromagnetic force. The motor's electrical model is represented by an equivalent circuit with lumped parameters, whose values are functions of the mover's displacement relative to the stator. Using the developed Simulink model, the resonant properties of the electromechanical system were studied, identifying the modes corresponding to the maximum values of mechanical power and efficiency. A control system for a vibrating platform driven by a permanent magnet linear motor has been developed, which tracks the phase of displacement (or acceleration) and maintains a specified current phase. Additionally, the motor current is regulated to achieve desired parameters of mechanical vibrations. The system was simulated in the Matlab/Simulink software package, and its transient processes were investigated under changes in the mass of the vibrating platform material. References 16, figures 7, tables 2.

Keywords: control system, electromechanical system, permanent magnet linear motor, resonant properties, two-mass mechanical system, vibration platform.

Introduction. Modern industry requires high-precision control of vibration electromechanical systems, which are widely used across various industries [1–5]. To achieve the optimal operating mode of vibration machines, it is essential to develop control systems that ensure a balance between energy efficiency and performance under different dynamic modes. In addition to maintaining the required technological parameters - such as vibration amplitude and acceleration – the drive must have low inertia to provide the necessary dynamic characteristics and high controllability. This leads to the increased requirements for vibration drives and motivates the search for innovative design solutions.

Vibrating machines typically operate in modes either above or below resonance [6], however, the highest efficiency can be achieved in modes close to resonance [7, 8]. Many types of vibrating machines (vibrating mills, separators, feeders, etc.) have variable load parameters. Therefore, to set the desired operating mode, it is necessary to use a control system to continuously maintain the resonant mode.

In certain processes like vibration processing, it is crucial to ensure the vibration field's parameters are technologically optimal [9]. Moreover, while operating the adaptive vibration technological machine, the control system tracks two parameters – the frequency and amplitude of oscillations - and adjusts these parameters of the vibration drive if there is a change in the load mass.

The use of linear drives in vibration machines enables an energy-efficient near-resonant operation mode [8, 10–12]. To achieve this, the control system must maintain a specified phase angle between the electromagnetic force and the movement of the moving mass. The optimal angle value varies depending on the type of drive, mechanical scheme, and its parameters from 45° to 90° [8, 10, 13]. This angle can be determined beforehand through preliminary analysis of the vibration system and its electromechanical characteristics, and then used as a reference for the control system.

Another solution is to implement a resonant frequency search algorithm [14]. However, this method has two major drawbacks: first, the search process takes a significant amount of time, making such a system

© Bondar R.P., 2025

* ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0198-5548>

© Publisher PH “Akademperiodyka” of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2025



This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en>

ineffective under variable load conditions. The second drawback is that the search result is the frequency of maximum oscillation amplitude, which is usually not the most efficient mode for work [7].

In this study, a permanent magnet linear motor (PMLM) is considered as the exciter of the vibration platform [7, 15]. Such motors have several characteristics that make them a promising solution for drives of vibration machines. Due to design features, there is no need to use mechanical gears, since electrical energy is converted directly into reciprocating motion. This reduces losses, improves dynamic characteristics, and the use of modern powerful permanent magnets ensures compactness, high productivity and energy efficiency.

The purpose of the study is to identify effective operating modes of a vibrating platform driven by a PMLM and their implementation under variable load conditions using an automatic control system.

To achieve this, the following were developed: a mathematical model of a vibration system driven by a PMLM; a control system with a sufficiently high adjustment speed to a given mode; and a simulation model of the system. The effectiveness of the control system was verified through simulation.

Model of the control object. Vibration platforms are used to generate controlled mechanical vibrations. Their operation is based on converting the energy of an exciter (electrical, mechanical, or hydraulic) into oscillatory movements of the platform or another object.

The design of the platform for forming concrete products driven by a vibrating linear motor is shown in Fig. 1, *a*. Here, the linear motor 1 is rigidly attached to the platform 2, which is isolated from the foundation 3 by support springs 4.

The mechanical scheme of the vibrating platform is most often considered as a two-mass, with two degrees of freedom (Fig. 1, *b*). The motor mover 5 is connected to the stator through elastic elements 6. The system moves under the action of a periodic electromagnetic force F_e , whose frequency and amplitude are set by the control system.

The following assumptions are made: oscillating masses are perfectly rigid bodies; the stiffness of elastic elements is constant; the mass m_p also accounts for the attached load mass (such as the concrete mixture, etc.); the viscous friction coefficient of the vibrating platform b_p considers the dissipative properties of the elastic suspension of the platform and losses in the attached load mass; initially, the system is in a state of mechanical equilibrium, when there is a static equilibrium between the gravity and elasticity forces.

If we take the position of mechanical equilibrium of the system (the position of the masses when there is no force F_e) as the reference point for the movement coordinate, the following equations of motion correspond to the given mechanical scheme:

$$\left. \begin{aligned} m_v \frac{d^2 x_v}{dt^2} + k_v x + b_v \frac{dx}{dt} + F_{Cf} \text{sign} \frac{dx}{dt} &= F_e; \\ m_p \frac{d^2 x_p}{dt^2} - k_v x - b_v \frac{dx}{dt} - F_{Cf} \text{sign} \frac{dx}{dt} - F_e + k_p x + b_p \frac{dx_p}{dt} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

where m_v is the PMLM mover mass; x_v is the mover displacement relative to the fixed coordinate system; k_v is the stiffness coefficient of the vibrator springs; $x = x_v - x_p$ is the mover displacement relative to the stator; b_v is the viscous friction coefficient of the vibrator; F_{Cf} is the Coulomb friction force, F_e is the electromagnetic force; m_p is the mass of the vibrating platform with concrete mix and vibrator; x_p is the vibrating platform displacement; k_p is the stiffness coefficient of the vibrating platform springs; b_p is the viscous friction coefficient of the vibrating platform.

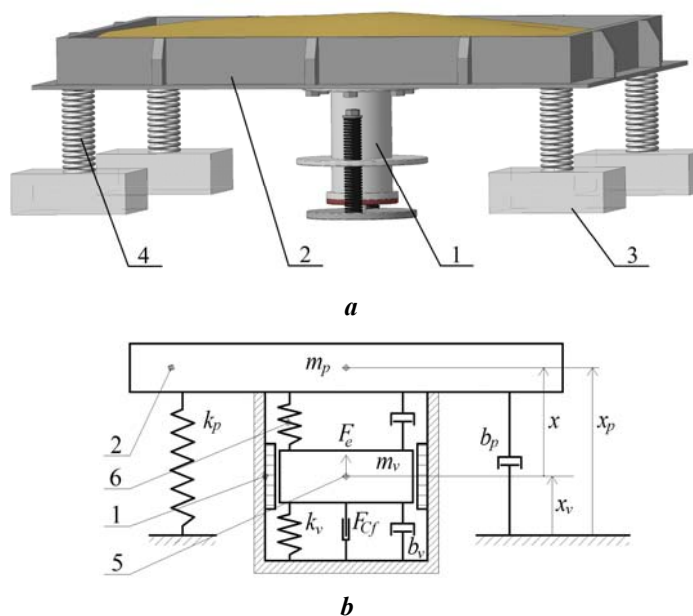


Fig. 1

A vibrating linear motor with a toothless stator structure is considered as the exciter of the periodic electromagnetic force F_e . The mathematical model of a linear vibration motor, as well as the main approaches to obtaining its characteristics and parameters, are presented in [7, 15, 16].

The equivalent electrical circuit of the motor is shown in Fig. 2, where R_s and L_s are the resistance and inductance of the stator winding, respectively; e is the EMF induced in the stator winding due to the mover's movement.

In the given equivalent scheme, the stator winding resistance R_s remains constant. The winding inductance L_s is a function of the mover's movement relative to the stator. The stator EMF is equal to $e = -\frac{d\Psi_{pm}}{dt}$, where Ψ_{pm} is the winding flux linkage caused by the field of permanent magnets, which is a function of the mover's position.

Based on these considerations and the equivalent circuit, the voltage equation of the stator winding can be expressed as follows:

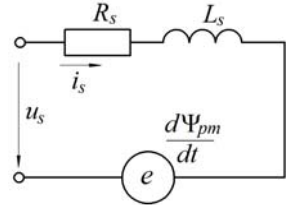


Fig. 2

$$u_s = i_s R_s + \frac{d}{dt}(\Psi_{pm} + L_s i_s) = i_s R_s + \frac{d\Psi_{pm}}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} + \frac{dL_s}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} i_s + L_s \frac{di_s}{dt}, \quad (2)$$

where u_s , i_s are the voltage and current of the motor winding, respectively; x is the mover displacement relative to the stator.

The motor electromagnetic force can be expressed as the derivative of the magnetic energy W_m with respect to the mover's displacement:

$$F_e = \frac{\partial W_m}{\partial x} \Big|_{i_s = \text{const}} = \frac{d\Psi_{pm}}{dx} i_s + \frac{1}{2} \frac{dL_s}{dx} i_s^2. \quad (3)$$

For the toothless type of PMLM, the dependences of inductance and flux linkage on the displacement x are quite well approximated by sinusoidal functions:

$$\Psi_{pm} = \Psi_m \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x\right); \quad L_s = L_{av} + L_{sm} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau} x\right), \quad (4)$$

where Ψ_m is the amplitude of flux linkage; τ is the pole pitch; L_{av} , L_{sm} are the average and amplitude values of the stator winding inductance, respectively.

From the expressions above:

$$\frac{d\Psi_{pm}}{dx} = \frac{\Psi_m \pi}{\tau} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right); \quad \frac{dL_s}{dx} = -\frac{2L_{sm} \pi}{\tau} \sin\left(\frac{2\pi}{\tau} x\right). \quad (5)$$

Simulink model of the system “linear motor-vibrating platform”. To analyze the electromechanical properties of the system, its model was created in the Matlab/Simulink environment, as shown in Fig. 3. Here, the “Vibrator” block represents a virtual model of the “linear motor-vibrating platform” system, based on equations (1)–(5).

The model calculation was carried out with the parameters given in Table 1.

Besides the parameters listed in Table 1, it is assumed that the mass m_p ranges from 50 kg for an unloaded platform to 200 kg for a fully loaded one. It is also assumed that the viscous friction coefficient b_p depends linearly on the attached mass: 2500 kg/s for an unloaded platform to 7500 kg/s for a fully loaded platform.

The motor is powered by a controlled sinusoidal current source with a fixed rms value of 10 A, and its frequency gradually increases from 1 Hz to 50 Hz over time. The amplitude-frequency characteristics of the system for four values of the mass m_p (50, 100, 150, 200 kg) are shown in Fig. 4. It reveals that, at these parameter settings, there are two resonant frequencies where the displacement amplitudes of the mover and the platform are maximum.

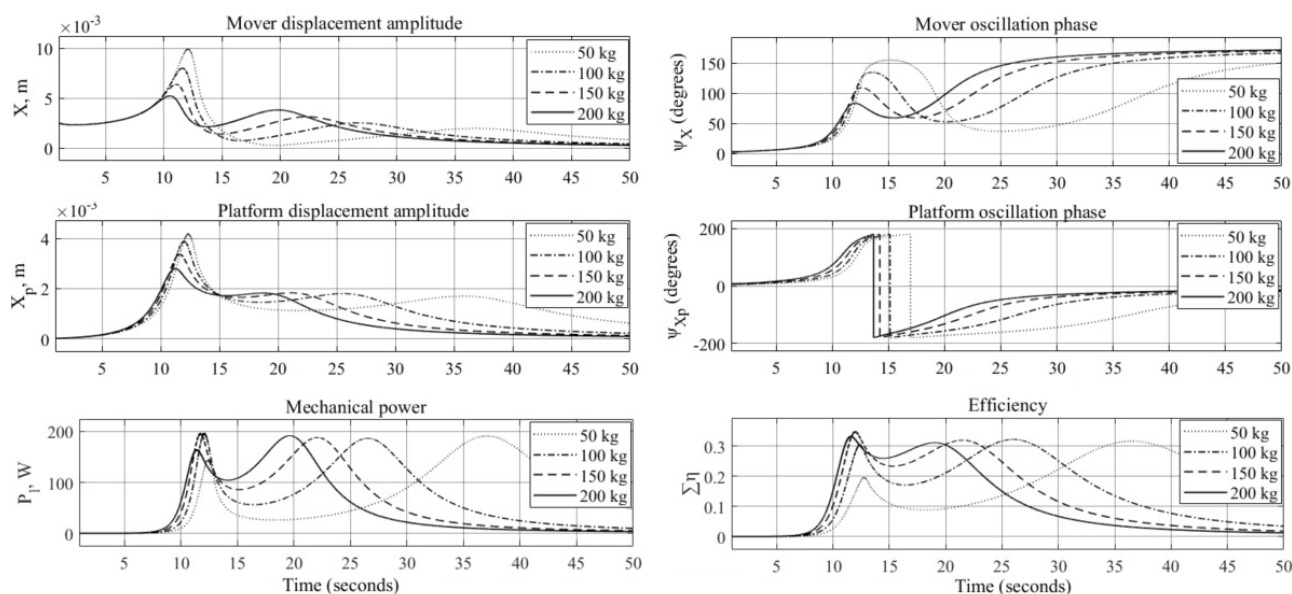


Fig. 4

Table 2

Mass of the vibrating platform m_p (kg)	50		100		150		200	
Frequency f (Hz)	13.12	37.31	12.83	26.99	12.48	22.63	12.16	20.23
Useful mechanical power P_l (W)	143.2	191.3	196	186.7	195.8	188.3	163.7	191.7
Platform displacement amplitude X_{pm} (m)	0.0042	0.0017	0.0039	0.0018	0.0034	0.0018	0.0028	0.0018
Platform oscillation phase ψ_{Xp} (degrees)	115.7	-95.5	122.7	-100.1	126.3	-104.7	131.4	-109.2
Mover displacement amplitude X_m (m)	0.0095	0.0020	0.0073	0.0026	0.0055	0.0032	0.0043	0.0038
Mover oscillation phase ψ_X (degrees)	106	91.2	102.2	92.8	90.7	92.9	76.4	91.7
System efficiency	0.178	0.316	0.288	0.321	0.337	0.317	0.328	0.309

Vibration platform operating frequency control system. The principle of the control system's operation is based on tracking the phase of displacement (or acceleration) and maintaining a specified phase of the current. To simplify the system structure, a moving coordinate system (x, y) is used, which moves synchronously with the mover. In this case, there are two control channels. The first, on the x -axis, corresponds to the phase of the current, and the second, on the y -axis, relates to its amplitude. Current regulation allows to maintain permissible electrical loads of the motor when changing the mechanical load parameters, as well as to implement the required mode of mechanical oscillations. The model of the control system in the Matlab/Simulink environment is shown in Fig. 5.

Here, the input signal from the acceleration sensor is fed to the input of the control system In(a). After converting into a moving coordinate system, the projection of acceleration along the x -axis is kept at zero using the frequency controller (the "Frequency controller" block), while the acceleration amplitude along the y -axis is regulated.

The current value from the acceleration controller output is converted by the "xy to ab" block into a fixed coordinate system and is used as a reference for the hysteresis current controller (the "Current Controller" block). The latter compares the reference value with the actual motor current, and if the difference is greater than the set hysteresis zone, it generates a signal to switch the power switches of the bridge inverter.

The "Step" and "Step1" blocks introduce a delay in switching on the frequency and acceleration controllers at the start of the vibrating platform. At the same time, the start occurs with the rated motor current and its fixed initial frequency.

Considering the nonlinearity of the control object, the parameters of the PID controllers were determined using the Response Optimizer/Simulink Design Optimization program. It should be taken into account that the response speed of the acceleration control system must exceed the response speed of the frequency control system; otherwise, the approach to resonance could cause significant acceleration fluctuations [8].

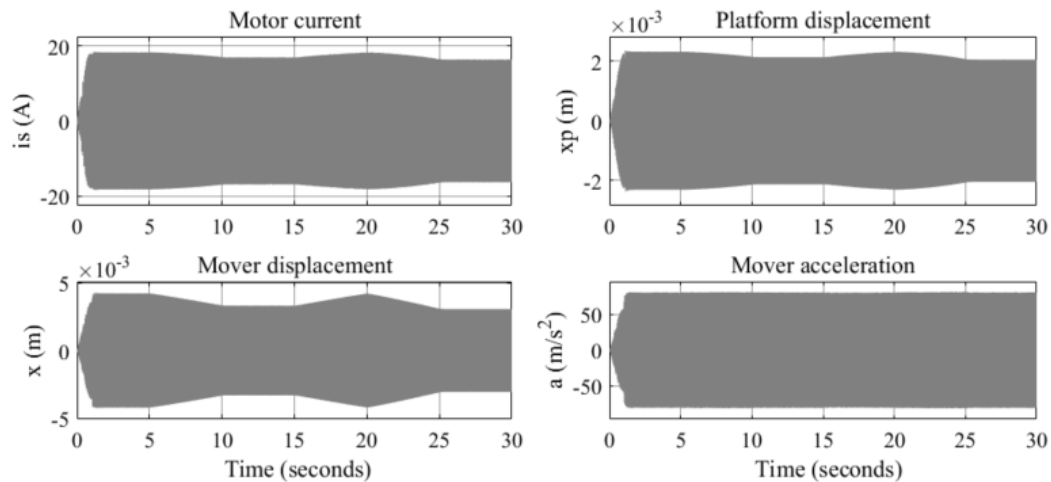


Fig. 7

The obtained results demonstrate that the proposed system for controlling the operating frequency of the linear electric drive of the vibration platform allows automatic adjustment of the system's operation mode as load parameters change. This ensures more efficient operation of the drive under conditions when the mechanical power of the electromechanical system reaches its maximum.

The drawback of the developed system is the relatively complex control algorithm, which requires the use of real-time processors. In addition, because the phase response of displacement (or acceleration) is nonlinear, the system is sensitive to the initial frequency at startup. Consequently, further research will focus on optimizing the control system and its practical implementation, including construction of a prototype.

The work was carried out within the framework of the budget program on the topic "Computer modeling and research of highly efficient electromechanical systems", state registration number 0124U000146.

1. Gurskyi V., Korendiy V., Krot P., Dyshev O. Determination of kinematic and dynamic characteristics of a reversible vibratory conveyor with an electromagnetic drive. *Vibroengineering Procedia*. 2024. Vol. 55. Pp. 138-144. DOI: <https://doi.org/10.21595/vp.2024.24403>.
2. Korendiy V., Kachur O., Hurey I., Predko R., Palash R., Havrylchenko O. Modelling and experimental investigation of the vibratory conveyor operating conditions. *Vibroengineering Procedia*. 2022. Vol. 47. Pp. 1–7. DOI: <https://doi.org/10.21595/vp.2022.23057>.
3. Neyman L.A., Neyman V.Yu., Markov A.V. Mathematical model of the technological vibratory unit with electromagnetic excitation. *Journal of Physics: Conference Series*. 2020. Vol. 661. 6 p. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1661/1/012063>.
4. Bespalov A., Svidrak I., Boiko O. Improving the performance of vibration feeders with an electromagnetic vibration drive and a combined vibration system. *Scientific Messenger of LNU of Veterinary Medicine and Biotechnologies. Series: Food Technologies*. 2020. Vol. 22. No 93. Pp. 26–30. DOI: <https://doi.org/10.32718/nvlvet-f9305>. (Ukr)
5. Uncini A. Vibrating Systems. *Digital Audio Processing Fundamentals. Springer Topics in Signal Processing*. 2022. Vol. 21. Pp. 1–99. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-031-14228-4_1.
6. Nozhenko V., Bialobrzheskyi O., Rodkin D., Druzhynina V., Yakymets S. The system of forming the control mode of the electric drive during the start-up of the vibration machine. *World Science*. 2021. Vol. 7. No 68. Pp. 1–9. DOI: https://doi.org/10.31435/rsglobal_ws/30072021/7639.
7. Bondar R.P. Resonant modes of a linear permanent magnet vibratory motor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 4. Pp. 28–35. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.028>.
8. Chernov A.A. Control of electromagnetic vibratory drive using a phase difference between current harmonics. *Journal of Automation and Information Sciences*. 2017. Vol. 49. No 7. Pp. 58–76. DOI: <https://doi.org/10.1615/JAutomatInfScien.v49.i7.50>.
9. Chubyk R.V., Zelinskyi I.D., Derevenko I.A. Method of stabilizing technologically optimal parameters of vibration field of adaptive vibrating technological machines by means of neural network PID regulator. *Avtomatyzatsiia vyrobnychkh protsesiv u mashynobuduvanni ta pryladobuduvanni*. 2021. Vyp. 55. Pp. 52-61. DOI: <https://doi.org/10.23939/istcipa2021.55.052>. (Ukr)

10. Chernov O.O., Ivanov A.V. Automatic control of the electromagnetic vibration drive with pulse power supply of the vibrator coils. *Elektromekhanichni i enerhozberhailuchi systemy*. 2023. No 3. Pp. 49–55. DOI: <https://doi.org/10.32782/2072-2052.2023.3.62.5>. (Ukr)
11. Gursky V.M., Kuzio I.V., Lanets O.S., Kisała P., Tolegonova A., Syzdykpaeva A. Implementation of dual-frequency resonant vibratory machines with pulsed electromagnetic drive. *Przegląd elektrotechniczny*. 2019. No 4. Pp. 41–46. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.04.08>.
12. Despotovic D.Z., Ribic A. The increasing energy efficiency of the vibratory conveying drives with electromagnetic excitation. *International journal of electrical power & energy systems*. 2012. No 6 (1). Pp. 38–42. DOI: <https://doi.org/10.3923/ijepe.2012.38.42>.
13. Panovko G., Shokhin A., Eremeykin S. Simulation of control system for resonant vibrating machines with two unbalanced exciters. *Vibroengineering Procedia*. 2016. Vol. 8. Pp 174–178.
14. Sinik V., Despotovic Z., Palinkas I. Optimization of the operation and frequency control of electromagnetic vibratory feeders. *Elektronika ir Elektrotechnika*. 2016. Vol. 22. No 1. Pp. 24–30. DOI: <https://doi.org/10.5755/j01.eee.22.1.14095>.
15. Bondar R.P. Optimization approach to determination of constructional parameters of a linear permanent magnet vibratory motor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 1. Pp. 33–40. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.01.033>. (Ukr)
16. Podoltsev O.D., Bondar R.P. Modeling of coupled electromechanical and thermal processes in a linear permanent magnet motor based on the multiphysics circuit theory. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 2. Pp. 50–55. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.02.050>. (Ukr)

УДК 621.313.323

СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ВІБРАЦІЙНОЇ ПЛОЩАДКИ З ПРИВОДОМ ВІД ЛІНІЙНОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

Р.П. Бондар, докт. техн. наук

Київський національний університет будівництва і архітектури,
пр. Повітряних сил, 31, Київ, 03037, Україна.

E-mail: bondar.rp@knuba.edu.ua.

Сучасна промисловість вимагає високоточного керування вібраційними електромеханічними системами. Задля досягнення оптимального режиму роботи вібраційних машин важливо розробляти системи керування, що дають змогу забезпечити баланс між енергоефективністю й продуктивністю в різних динамічних режимах. У даній роботі розроблено систему керування вібраційної площадки з приводом від лінійного двигуна з постійними магнітами. Об'єкт керування представлений двомасовою механічною схемою, що враховує пружні властивості вібраційної підвіски та сили сухого і в'язкого тертя. У ролі збудника періодичної електромагнітної сили розглядається вібраційний лінійний двигун із беззубцевою структурою статора. Електричну модель двигуна подано схемою заміщення із зосередженими параметрами, значення яких є функціями переміщення бігуна відносно статора. За допомогою розробленої Simulink-моделі проведено дослідження резонансних властивостей електромеханічної системи та визначено режими, що відповідають максимальним значенням механічної потужності й ККД. Розроблено систему керування вібраційної площадки з приводом від лінійного двигуна з постійними магнітами, що відслідковує фазу переміщення (або прискорення) та підтримує задану фазу струму. Водночас струм двигуна регулюється задля досягнення заданих параметрів механічних коливань. Проведено моделювання такої системи в програмному пакеті Matlab/Simulink та досліджено її перехідні процеси під час зміни маси матеріалу віброплощини. Бібл. 16, рис. 7, табл. 2.

Ключові слова: вібраційна площадка, двомасова механічна система, електромеханічна система, лінійний двигун із постійними магнітами, резонансні властивості, система керування.

Received 11.06.2025

Accepted 24.07.2025

IMPROVED ROTOR FLUX ESTIMATION FOR FIELD-ORIENTED CONTROL IN INDUCTION MOTOR DRIVES

C.D. Tran¹, M. Kuchar², P.D. Nguyen^{2,3}

¹ Power System Optimization Research Group, Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ton Duc Thang University,
No. 19, Nguyen Huu Tho Street, Tan Hung Ward, Ho Chi Minh City, Vietnam.

E-mail: trandinhcuong@tdtu.edu.vn.

² Faculty of Electrical Engineering and Computer Science, VSB–Technical University of Ostrava, 17, listopadu 2172/15, 708 00, Ostrava-Poruba, Czech Republic.

E-mail: martin.kuchar@vsb.cz; phuong.nguyen.duy.st@vsb.cz.

³ Faculty of Engineering and Technology, Saigon University,
No. 273 An Duong Vuong Street, Cho Quan Ward, Ho Chi Minh City, Vietnam.

E-mail: phuong.nd@sgu.edu.vn.

The field-oriented control (FOC) method is a widely used technique for precise speed regulation in three-phase induction motor drives. The resistance values of the motor vary from their rated values because of increased temperature during operation. The research aims to improve the accuracy of rotor flux linkage (RFL) estimation, thereby sustaining the performance of the FOC method under resistance variations. The paper proposes a more advanced approach to estimating and integrating motor resistances into the RFL calculation. A new structure, featuring voltage, current, and virtual current models, is used to determine the stator and rotor resistance. These estimated resistance values replace the rated resistance values in the current model, which are then used to calculate the RFL vector. Simulations are performed to verify the accuracy of the estimated resistance values and the effectiveness of the improved FOC method under different operating conditions. The simulation results demonstrate that the calculated resistances closely match the preset resistance values, confirming that the enhanced FOC method retains high estimation accuracy even when motor resistance changes. References 18, figures 9.

Keywords: field-oriented control, MRAS, voltage model, current model, rotor resistance, stator resistance.

Introduction. Field-oriented control (FOC) is an effective technique that enables precise control of a three-phase induction motor (IM) by decoupling the magnetic flux's torque and magnitude. As a result, FOC has drawn significant attention from both industrial and academic researchers [1–3]. However, real-world applications expose FOC systems to various operating conditions that negatively impact their performance, especially fluctuations in motor resistance caused by temperature changes during operation [4, 5]. These fluctuations can lead to inaccurate estimates of the rotor flux linkage (RFL) angle, which is crucial for maintaining optimal performance in motor control systems. Wang et al. [6] discuss advanced control strategies, emphasizing that while FOC enables efficient torque and flux decoupling, it also requires complex parameter tuning to handle varying resistance levels. A notable weakness in [7] is the dependence on static models for resistance calculations, which can cause inefficiencies under dynamic temperature conditions. While they offer a robust framework for IM control, the absence of a real-time adaptation mechanism for resistance changes may restrict their use in scenarios with large temperature fluctuations. Additionally, their work does not address integration with advanced methodologies like the multi-model approach proposed in this paper.

This work presents an innovative approach based on the current model [8] to tackle these challenges in estimating RFL for FOC techniques. Furthermore, an improved MRAS model is employed to precisely determine the stator and rotor resistances of the motor and integrate this data into the RFL angle calculation within the current model. This method uses a trio of models: a voltage model [9–11], a current model [12, 13], and a virtual current model [14], to evaluate the stator and rotor resistances in real-time [15, 16]. The FOC method can sustain higher accuracy and stability during motor operation by dynamically adjusting the calculated resistances, rather than relying on static rated values [17]. The proposed approach improves the



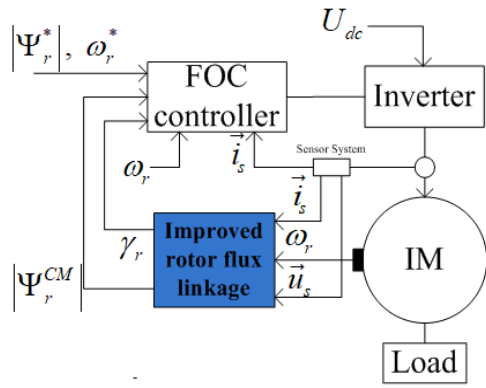


Fig. 1 – Block diagram of IM using enhanced FOC

accuracy of RFL angle estimation by adjusting to changes in rotor and stator resistance during motor operation. Additionally, simulation results have confirmed the validity of this analysis.

The Dynamic Field-Oriented Control of a Three-Phase Induction Motor. Employing the equation system for the IM [18], a Field Oriented Control (FOC) scheme is developed for the IM's drive system, as shown in Fig. 1. The system includes the following key components: IM, where RFL dynamics play a crucial role in regulating speed; a load that varies by application; a three-phase AC inverter power supply, which controls both speed and torque through its voltage and frequency outputs; and a sensor array that measures the motor's current, voltage, and speed signals. The FOC controller operates by decoupling

the torque and flux components of the stator current, allowing for independent control of the motor. A Current Model (CM) is utilized to estimate the RFL. Additionally, the system integrates estimators for both stator and rotor resistances.

Improved Rotor flux linkage in the FOC technique. The CM estimates the RFL using the stator current and rotor speed measurements obtained from the sensor system. Operating within the $[\alpha, \beta]$ coordinate frame, the RFL components are calculated using the mathematical expressions provided in equations (1) – (4):

$$\Psi_{r\alpha}^{CM} = \int_0^t \left(\frac{L_m}{L_r} R_{r_est} i_{s\alpha} - \frac{1}{L_r} R_{r_est} \Psi_{r\alpha}^{CM} - \omega_r \Psi_{r\beta}^{CM} \right) dt, \quad (1)$$

$$\Psi_{r\beta}^{CM} = \int_0^t \left(\frac{L_m}{L_r} R_{r_est} i_{s\beta} - \frac{1}{L_r} R_{r_est} \Psi_{r\beta}^{CM} + \omega_r \Psi_{r\alpha}^{CM} \right) dt, \quad (2)$$

$$|\Psi_r^{CM}| = \sqrt{(\Psi_{r\alpha}^{CM})^2 + (\Psi_{r\beta}^{CM})^2}, \quad (3)$$

$$\gamma_r = \arctg \left(\frac{\Psi_{r\beta}^{CM}}{\Psi_{r\alpha}^{CM}} \right). \quad (4)$$

Estimation of Stator and Rotor Resistances Based on the Current Model. A resistance estimation method is proposed to simultaneously determine the stator and rotor resistances by integrating three distinct models: the voltage model (VM), the CM, and the virtual current model. These models employ the measured current and voltage signals as input variables to accurately estimate the motor parameters. First, the CM is used to derive the RFL and its angle needed for implementing the FOC strategy, as defined in equations (1) – (4). However, deviations in rotor resistance (R_r) directly impact the accuracy of RFL estimation. To mitigate this effect, a virtual current model is introduced to predict the stator current components in the stationary $[\alpha, \beta]$ reference frame, with the estimation process detailed in equations (5) – (7). Fig. 2 illustrates the discrepancy between the predicted and measured stator currents, which is utilized as an error signal to adjust the estimated value of R_r .

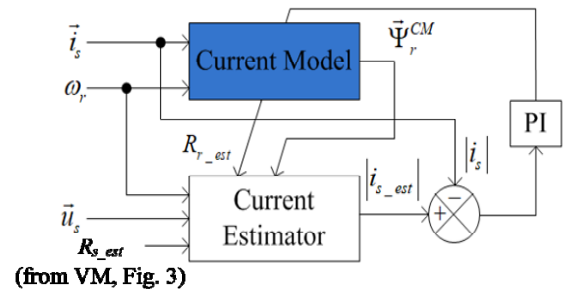


Fig. 2 – Rotor resistance estimation diagram

$$\frac{di_{s\alpha_est}}{dt} = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} u_{s\alpha} - \left[\frac{\left(\frac{L_r R_{s_est}}{L_m} + \frac{L_m R_{r_est}}{L_r} \right)}{\left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \right)} \right] i_{s\alpha} + \frac{R_{r_est} L_m}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} \Psi_{r\alpha}^{CM} + \frac{L_m}{(L_s L_r - L_m^2)} \omega_r \Psi_{r\beta}^{CM}, \quad (5)$$

$$\frac{di_{s\beta_est}}{dt} = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} u_{s\beta} - \left[\frac{\left(\frac{L_r R_{s_est}}{L_m} + \frac{L_m R_{r_est}}{L_r} \right)}{\frac{(L_s L_r - L_m^2)}{L_m}} \right] i_{s\beta} + \frac{R_{r_est} L_m}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} \Psi_{r\beta}^{CM} - \frac{L_m}{(L_s L_r - L_m^2)} \omega_r \Psi_{r\alpha}^{CM}, \quad (6)$$

$$|i_{s_est}| = \sqrt{(i_{s\alpha_est})^2 + (i_{s\beta_est})^2}. \quad (7)$$

Second, the VM estimates the RFL using the formulations given in equations (8) – (10). Similar to the CM, any variation in the stator resistance (R_s) directly affects the accuracy of RFL estimation in the VM. To mitigate this issue, the error between the RFL estimated by the CM and that obtained from the VM is processed through a PI controller to adapt the R_s estimation. The structure of the R_s estimator is illustrated in Fig. 3.

$$\Psi_{r\alpha}^{VM} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int_0^t (u_{s\alpha} - R_{s_est} i_{s\alpha}) dt - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{s\alpha} \right], \quad (8)$$

$$\Psi_{r\beta}^{VM} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int_0^t (u_{s\beta} - R_{s_est} i_{s\beta}) dt - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{s\beta} \right], \quad (9)$$

$$|\Psi_r^{VM}| = \sqrt{(\Psi_{r\alpha}^{VM})^2 + (\Psi_{r\beta}^{VM})^2}. \quad (10)$$

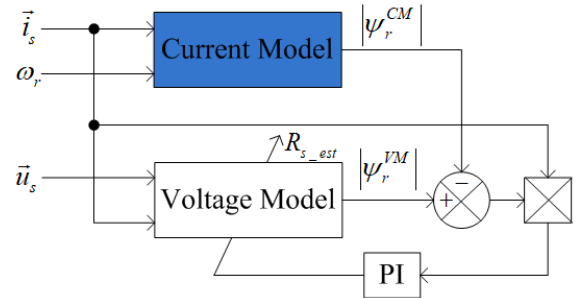


Fig. 3 – Stator resistance estimation diagram

Results and Discussion. The three-phase induction motor model is developed using the actual motor parameters: stator resistance of 3.179 Ω , rotor resistance (referred to the stator side) of 2.118 Ω , and inductances of 0.209 H for both stator and rotor windings, along with 0.192 H for the magnetizing branch. The motor's reference speed is set to reach 1000 rpm at 0.5 s and is held constant throughout the test period. In the case study, the effectiveness of the resistance estimation method is evaluated by simultaneously increasing the stator and rotor resistances by 30% at 2.0 s. This disturbance requires a current density of approximately 280 A/mm², which significantly challenges the estimator's capability.

Simulating the operation of the IM drive based on the improved FOC method with CM-based RFL, Fig. 4 illustrates that the RFL vector components in the $[\alpha, \beta]$ plane from the CM are also accurate and stable, ensuring efficient system operation. Fig. 5 presents the reference and simulated IM speeds under varying R_s and R_r resistances; the control system maintains the motor speed close to the reference value despite minor overshoots during the starting process. When both resistances are increased by 30% from their nominal values at 2.0 s, this change affects the RFL and rotor speed in the estimated models. Although the initial change in R_s and R_r leads to a deviation between the reference and estimated values, the estimator exhibits good adaptability by accurately adjusting to the changes in R_s and R_r , as shown in Figs. 6 and 7. Finally, the simulation results in Figs. 8 and 9 show a negligible discrepancies between the actual and estimated resistances.

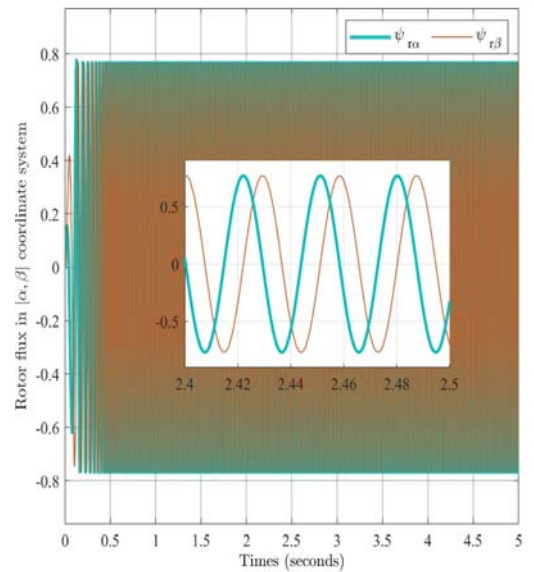


Fig. 4 – Rotor flux vector from the current model

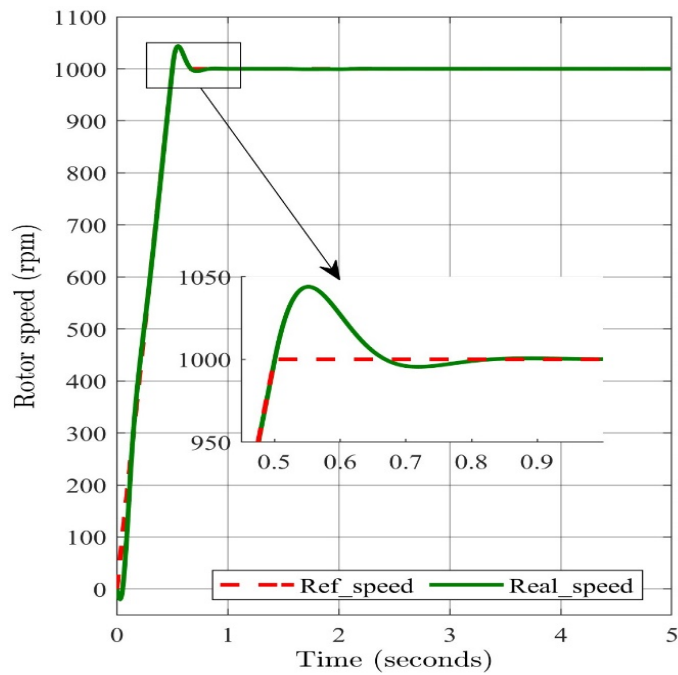


Fig. 5 – Rotor speed

Conclusions. The study presents a practical approach to improving the precision and reliability of field-oriented control method in environments where variations in motor resistances can compromise system performance. By simultaneously employing the voltage, current, and virtual current models, the proposed approach enables accurate updates of stator and rotor resistances, thereby enhancing adaptability in estimating the rotor flux linkage angle. Simulation results demonstrate that replacing rated value with the estimated resistances allows the field-oriented control system to maintain robust stability and control performance during operation. This method shows strong potential for future experimental validation on real hardware platforms, contributing to improved reliability and adaptability

in practical applications.

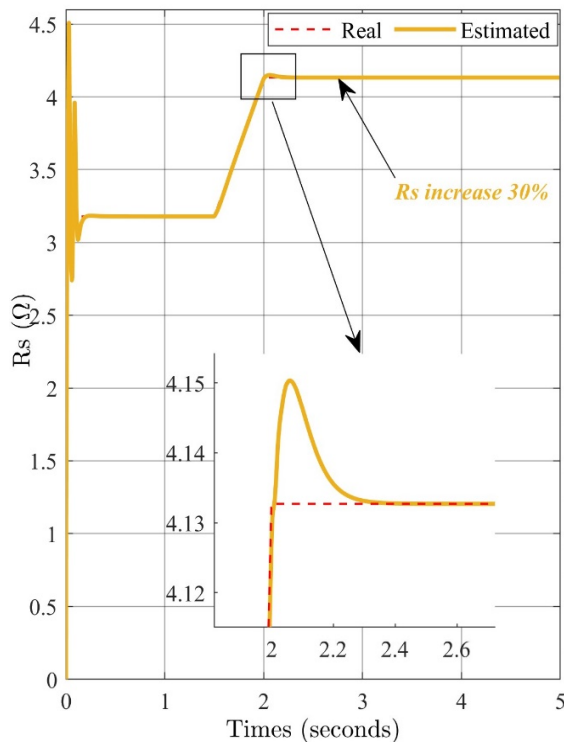


Fig. 6 – Stator resistance: Real and Estimated

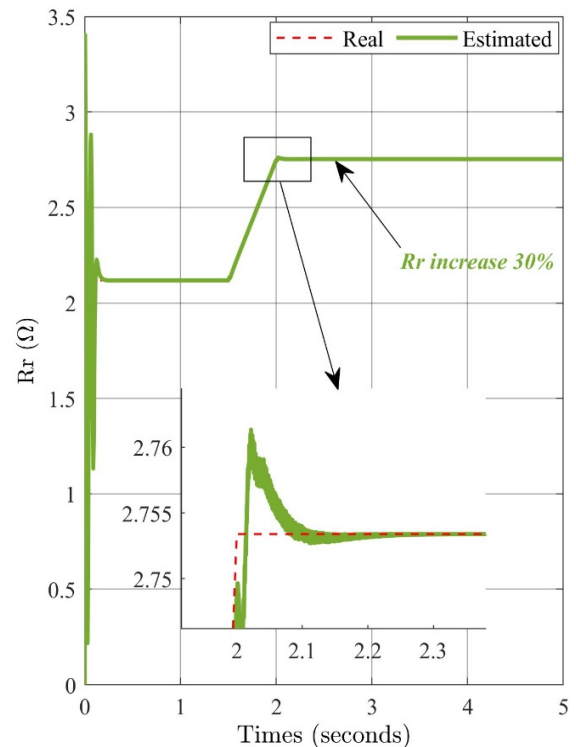


Fig. 7 – Rotor resistance: Real and Estimated

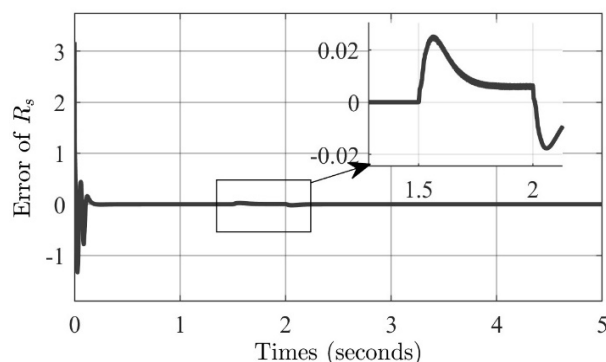


Fig. 8 – Error of stator resistance

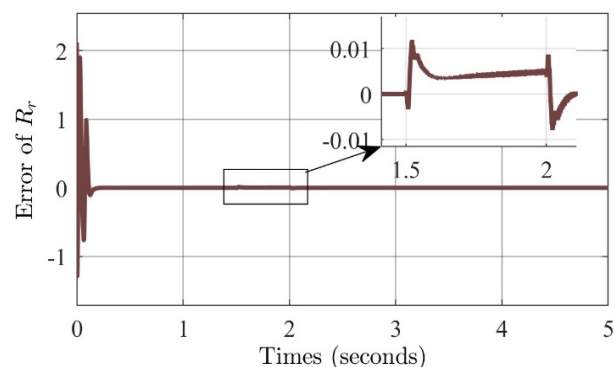


Fig. 9 – Error of rotor resistance

This research is funded by Ton Duc Thang University under grant number FOSTECT.2024.20.

1. Li J. Field-oriented control drive circuit design. *Journal of Physics: Conference Series*. 2023. Vol. 2649. Issue 1. P. 012045. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/2649/1/012045>.
2. Tran C.D., Kuchar M., Nguyen P.D. Research for an enhanced fault-tolerant solution against the current sensor fault types in induction motor drives. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2024. No 6. Pp. 27–32. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.6.04>.
3. Begh M.A.W., Herzog H. Comparison of field oriented control and direct torque control. *Robotics and control systems*. 2024. Pp. 1–16. DOI: <https://doi.org/10.36227/techrxiv.171332371.13141782/v1>.
4. Popovych O.M., Golovan I.V. Modeling of induction motors in electromechanical systems considering stator iron losses. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 24–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.024>. (Ukr)
5. Ha I.-J., Lee S.-H. An online identification method for both stator-and rotor resistances of induction motors without rotational transducers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2000. Vol. 47. No 4. Pp. 842–853. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.857964>.
6. Wang F., Zhang Z., Mei X., Rodríguez J., Kennel R. Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control. *Energies*. 2018. Vol. 11. Issue 1. P. 120. DOI: <https://doi.org/10.3390/en11010120>.
7. Perduková D., Palacký P., Fedor P., Bober P., Fedák V. Dynamic identification of rotor magnetic flux, torque and rotor resistance of induction motor. *IEEE Access*. 2020. Vol. 8. Pp. 142003–142015. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3013944>.
8. Brandstetter P. Sensorless control of induction motor using modified MRAS. *International Review of Electrical Engineering*. 2012. Vol. 7. No 3. Pp. 4404–4411.
9. Orłowska-Kowalska T., Korzonek M., Tarchala G. Performance analysis of speed-sensorless induction motor drive using discrete current-error based MRAS estimators. *Energies*. 2020. Vol. 13. Issue 10. P. 2595. DOI: <https://doi.org/10.3390/en13102595>.
10. Reddy G.B., Poddar G., Muni B.P. Parameter estimation and online adaptation of rotor time constant for induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2022. Vol. 58. No 2. Pp. 1416–1428. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3141700>.
11. Adamczyk M., Orłowska-Kowalska T. Online stator and rotor resistance estimation for current sensor fault-tolerant control of induction motor drives. *International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, The High Tatras, Slovakia, 25-27 September 2023. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDPE58625.2023.10274048>.
12. Asfu W.T. Stator current-based model reference adaptive control for sensorless speed control of the induction motor. *Journal of Control Science and Engineering*. 2020. Vol. 2020. No 1. Article ID 8954704. DOI: <https://doi.org/10.1155/2020/8954704>.
13. Ray N.K., Das S., Goswami G. Active power based MRAS for estimation of rotor resistance in field-oriented control of induction motor drive. *IEEE 4th International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET)*. Hyderabad, India, 31 July – 03 August 2024. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/SEFET61574.2024.10718249>.
14. Tran C.D., Truong M.N. Sensorless Control for Induction Motor Drive Applying CB-MRAS Integrating Stator Resistance Estimation. *International Review of Modeling and Simulations (IREMOS)*. 2024. Vol. 17. No 4. DOI: <https://doi.org/10.15866/iremos.v17i4.24107>.
15. Lee S.-B., Habetler T.G. An on-line stator winding resistance estimation technique for temperature monitoring of line-connected induction machines. *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference*.

36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248), Chicago, IL, USA, 30 September – 04 October 2001. Vol. 3. Pp. 1564–1571. DOI: <https://doi.org/10.1109/IAS.2001.955744>.

16. Ha I.-J., Lee S.-H. An online identification method for both stator-and rotor resistances of induction motors without rotational transducers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2000. Vol. 47. No 4. Pp. 842–853. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.857964>.
17. Tran C.D., Kuchar M., Sotola V., Nguyen P.D. Fault-tolerant control based on current space vectors against total sensor failures. *Sensors*. 2024. Vol. 24. Issue 11. P. 3558. DOI: <https://doi.org/10.3390/s24113558>.
18. Dinh B.H., Tran C.D. An improved voltage model based on stator resistance estimation for FOC technique in the induction motor drive. *Advances in Electrical & Electronic Engineering*. 2024. Vol. 22. No 2. DOI: <https://doi.org/10.15598/aeec.v22i2.5745>.

ПОКРАЩЕНА ОЦІНКА РОТОРНОГО ПОТОКУ ДЛЯ ПОЛЬОВО-ОРІЄНТОВАНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

C.D. Tran¹, доктор електротехніки, M. Kuchar², доктор електротехніки, P.D. Nguyen^{2,3}

¹ Група досліджень з оптимізації енергосистем, факультет електротехніки та електроніки, Університет Тон Дук Тханг, вул. Нгуєн Хуу Тхо, 19, район Тан Хунг, Хошимін, В'єтнам.

E-mail: trandinhcuong@tdtu.edu.vn.

² Факультет електротехніки та комп'ютерних наук, Технічний університет Острави (VSB), вул. 17-го листопада 2172/15, 708 00, Острава-Поруба, Чеська Республіка.

E-mail: martin.kuchar@vsb.cz; phuong.nguyen.duy.st@vsb.cz.

³ Факультет інженерії та технологій, Університет Сайгон, вул. Ан Зионг Вионг, 273, район Чо Куан, Хошимін, В'єтнам.

E-mail: phuong.nd@sgu.edu.vn.

Метод польово-орієнтованого керування (ПОК) є широко застосовуваним підходом для точного регулювання швидкості трифазних асинхронних двигунів. Значення опорів двигуна відрізняються від номінальних через підвищення температури під час роботи. Метою дослідження є підвищення точності оцінки потокозчеплення ротора (ПЗР), що надасть можливості підтримувати ефективність методу ПЗР у разі змін опору. У роботі запропоновано вдосконалений підхід до оцінки та інтеграції опорів двигуна в розрахунок ПЗР. Запропонована структура, що включає моделі напруги, струму та віртуального струму, використовується задля визначення опору статора та ротора. Оцінені значення опору заміняють номінальні у моделі струму, після чого використовуються для розрахунку вектора ПЗР. Моделювання проводиться задля перевірки точності оцінених значень опору та ефективності вдосконаленого методу ПЗР за різних умов експлуатації. Результати моделювання показують, що розрахункові опори точно відповідають попередньо встановленим значенням опору, підтверджуючи високу точність оцінювання за допомогою вдосконаленого методу ПЗР навіть у разі зміни опорів двигуна. Бібл. 18, рис. 9.

Ключові слова: польово-орієнтоване керування, MRAS, модель напруги, модель струму, опір ротора, опір статора.

Received 08.05.2025

Accepted 28.07.2025

ЗАСОБИ ОБМЕЖЕННЯ ПЕРЕНАПРУГИ НА КОМУТУЮЧИХ КОНДЕНСАТОРАХ КОМПЕНСАЦІЙНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ КОРИГУВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПУСКОВИХ РЕЖИМІВ У МЕРЕЖІ ЗА ПОСЛІДОВНОГО ПРЯМОГО ПУСКУ ГРУПИ ПОТУЖНИХ АСИНХРОННИХ МАШИН

О.І. Чиженко*, докт. техн. наук, О.Б. Рибіна**, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: alivchizh@ukr.net, rybina@i.ua.

Розглянуто процес формування перехідного значення напруги на комутуючих конденсаторах у колі умовно дванадцятифазного керованого компенсаційного перетворювача (УДККП), що живиться від електричної мережі 6 кВ в режимі послідовного прямого пуску від неї групи потужних асинхронних машин (АМ). Вказуються можливі засоби обмеження перенапруги на комутуючих конденсаторах, з'ясовується найбільш ефективний для реалізації цієї дії набір значень параметрів елементів УДККП. Визначається найбільш ефективний алгоритм управління тиристорами УДККП задля зменшення значення ємності, яка форсує збільшення компенсаційного струму. Досліджуються пускові перехідні режими, які виникають у мережі внаслідок послідовного запуску групи потужних АМ. Бібл. 10, рис. 6.

Ключові слова: перехідний пусковий режим, електрична мережа, напруга, комутуючі конденсатори, компенсаційний струм.

У роботі [1] для обмеження пускових надструмів, які виникають у мережі 6 кВ за послідовного, розтягнутого у часі, прямого пуску групи потужних асинхронних машин (АМ), було запропоновано використовувати модифікацію компенсаційного перетворювача (КП) [2], а саме умовно дванадцятифазний керований компенсаційний перетворювач (УДККП) за схемою рис. 1. У тій же роботі було складено модель об'єкту дослідження, а саме модель системи: електрична мережа – УДККП – комплексне навантаження (КН); останнє містить стаціонарну активно-індуктивну складову (позначимо її СН), а також електромеханічну складову (позначимо її ЕМН), яка містить групу АМ потужністю 8 МВт кожна.

УДККП по схемі рис. 1, як доведено у роботі [1], у перехідному пусковому режимі, а саме за послідовного прямого запуску групи потужних АМ, з успіхом компенсує індуктивні складові пускових струмів від цих АМ і СН, тим самим заважаючи їхньому потраплянню у мережу (існуюче альтернативне рішення дивіться, наприклад, у [3], в даному випадку воно менш дієве). Ця індуктивна складова при цьому замикається за контуром ЕМН–СН–УДККП, не завантажуючи мережу. Електромагнітні процеси в подібних системах досліджувалися у роботах авторів, наприклад, у [3] у простішій модифікації КП.

Електрична мережа (ЕМ) у складеній в [1] моделі моделюється трифазною системою ЕРС: $e_a = E_m \sin \vartheta$; $e_b = E_m \sin (\vartheta - 2\pi/3)$; $e_c = E_m \sin (\vartheta + 2\pi/3)$, де $\vartheta = \omega t$; $\omega = 2\pi f$; t – поточна часова координата; f – частота живлячої мережі (у випадку, який тут розглядається, $f = 50$ Гц) з послідовно ввімкненим трифазним опором $Z_{\text{мер}}$, який складається з послідовно з'єднаних опорів $x_a = \omega L_a$ і r_a – відповідно індуктивного і активного опорів мережі, в яких враховуються опори обмоток розподільчого трансформатору та опори лінії електропередачі (ЛЕП).

На рис. 1: А, В і С – вхідні клеми УДККП, якими він приєднується до фаз мережі 6 кВ; ТРФЗ – трифазний трьохобмотковий фазозсувний трансформатор, який забезпечує зсув на 30 ел. град. фази напруги на вході тиристорного моста М2 відносно напруги на вході тиристорного моста М1 (за потребою цей же трансформатор може використовуватися також для узгодження величин напруг на

© Чиженко О.І., Рибіна О.Б., 2025

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-1178-0036>; ** <https://orcid.org/0009-0003-1544-7286>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

входах мостів M1 і M2 з напругою електричної мережі); тиристорні (тобто з тиристорами B1–B6) мости M1 і M2 зібрані по схемі з відсічними діодами Д1–Д6 і комутуючими конденсаторами С; КБ1, КБ2 і КБ_{мер} – конденсаторні батареї з ввімкнутими у трикутник конденсаторами, відповідно С_Δ і С_{Δмер}; ФВГ1, ФВГ2 і ФВГ_{мер} – фільтри вищих гармонік струму з послідовними резонансними гілками, налаштованими на відповідні вищі гармоніки; $L_d = L_{d1} + L_{d2}$ – згладжуючий дросель у колі випрямленого струму УДККП; r_d – активний опір обмоток цього дроселя.

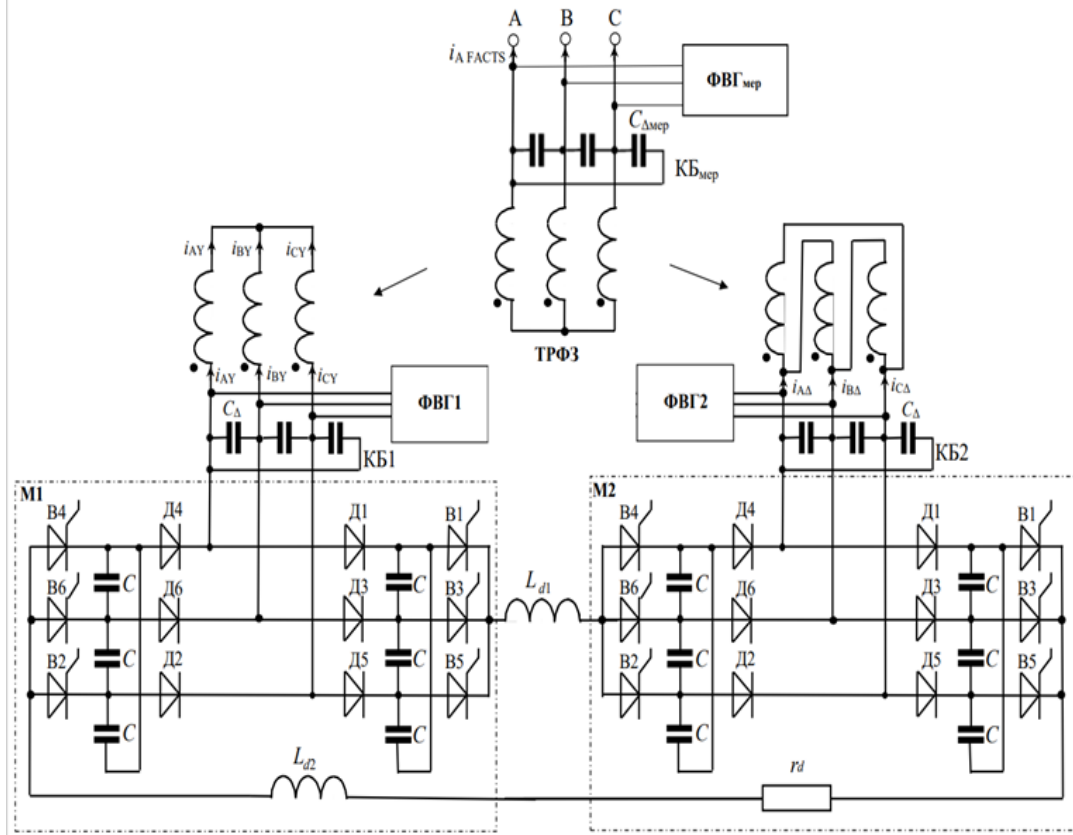


Рис. 1

Під час аналізу структури УДККП за схемою рис. 1 може виникнути враження, що елементи КБ1, КБ2, ФВГ1 і ФВГ2 на входах тиристорних мостів M1 і M2 дублюють функції аналогічних елементів КБ_{мер} і ФВГ_{мер} на вході вже самого УДККП. Насправді ж ці елементи КБ1, КБ2, ФВГ1 і ФВГ2 є необхідними частинами структури цього УДККП, у якому вони обмежують величину напруги на комутуючих конденсаторах С. Можлива перенапруга на комутуючих конденсаторах є загальним недоліком усіх перетворювачів за схемою з відсічними діодами і комутуючими конденсаторами. Дійсно, перезаряд комутуючого конденсатора за звичай здійснюється від мінімального значення лінійної напруги до її максимального значення. Так для випадку синусної напруги і випадку, коли $r_d \rightarrow 0$ (останнє відповідає УДККП, функціонуючому у режимі компенсатора реактивної потужності чи близькому до нього режиму з $r_d \approx 0$), наприклад, для фази СА – від $-U_{mca}$ до $+U_{mca}$, де U_{mca} – амплітуда лінійної напруги u_{ca} у випадку, коли вона має синусну форму (для мережі 6 кВ $U_{mca} = \sqrt{2} \cdot 6 \text{ кВ} = 8,485 \text{ кВ}$). Якщо струм мережі містить вищі гармоніки, які утворюють падіння напруги на опорах цієї мережі, то лінійна напруга мережі, а звідси і напруга вторинних обмоток ТРФ3, має несинусну форму, при цьому в ній у районі її максимальних значень зазвичай присутні піки, які можуть суттєво перевищувати значення U_{mca} . Відповідно цьому й комутуючий конденсатор перезаряджається до миттєвих значень напруги u_c , які можуть суттєво перебільшувати значення U_{mca} , тобто може статися, що в цьому випадку на від’ємній півхвилі $u_c \ll -U_{mca}$ або ж $u_c \gg +U_{mca}$ на позитивній півхвилі u_c . Такі перенапруги на комутуючих конденсаторах С можуть призвести у мостах M1 і M2 до пробію тиристорів B1–B6 і діодів Д1–Д6, а також і самих цих комутуючих конденсаторів (це спостерігалось авторами під час роботи на лабораторному стенді), тобто у такому випадку задля запобігання важких аварійних процесів потрібно використовувати високовартісні більш високовольтні тиристори, діоди і конденсатори, що може суттєво завищити вартість обладнання УДККП й тим самим знизити ефективність його застосування. Ситуація ще ускладнюється для випадку перехідних пускових режимів, за

яких миттєві значення напруги u_c , яка у цьому випадку має коливальний характер, тобто амплітуди півхвиль її коливань змінюються у часі за складним законом.

Таким чином, з'ясування особливостей режимів перезаряду комутуючих конденсаторів [5], розроблення заходів та засобів, які запобігали б виникненню значної перенапруги на комутуючих конденсаторах, є актуальною задачею, вирішення якої спрямоване на захист обладнання УДККП, а відповідно, і живлячої його мережі від тяжких аварійних режимів. При цьому особливого значення набуває оптимальний вибір параметрів елементів УДККП, який може обмежити перенапруги на комутуючих конденсаторах C .

Завдяки способу приєднання в УДККП тиристорних мостів $M1$ і $M2$ до мережі живлення зі здійсненням за допомогою ТРФЗ зсуву їх вхідної напруги одного відносно іншого на 30 ел. град. в УДККП формується вхідний струм, у якому мінімізована місткість 5-ї та частково 7-ї гармонік. Тому у фільтрах ФВГ_{мер} основну увагу акцентовано на інших вищих гармоніках струму.

Фільтри ФВГ1 і ФВГ2 на вході цих мостів здійснюють фільтрацію залишків 7-мої гармоніки. У ФВГ_{мер} здійснюється фільтрація 11-ої, 13-ої, 17-ої, 19-ої, 23-ої, 25-ої, 49-ої та 119-ої вищих гармонік струму. Під час вибору LC -параметрів цих фільтрів необхідно орієнтуватися на стандартні конденсатори і котушки індуктивностей, які серійно виробляються промисловістю з номіналами C і L та найбільш розповсюджені на практиці. При цьому добротність LCR -фільтрів вищих гармонік струму, які використовуються у подальших розрахунках, коливається від значення 17 до 28. За підібраних таким чином параметрах C , L і R тих, які далі використовуються тут у розрахунках, реактивна потужність (на першій гармоніці) фільтрів ФВГ_{мер}, ФВГ1 та ФВГ2 у сукупності дорівнює 1.357 МВА, що складає всього 4.2% від потужності 32 МВт електромеханічної складової навантаження (з 4 АМ потужністю 8 МВт кожна). У конденсаторних батареях КБ1, КБ2 значення ємностей стаціонарних конденсаторів, тобто тих, які в процесі регулювання не змінюються, становлять $C_{\Delta} = 50 \text{ мкФ}$.

У тій же роботі [1] для складеної моделі системи: ЕМ – УДККП – КН у середовищі MATLAB SIMULINK було розроблено програму розрахунків перехідних пускових режимів у цій моделі за послідовного прямого пуску від мережі 6 кВ чотирьох асинхронних машин (АМ) потужністю 8 МВт кожна. Розрахунки, проведені за цією програмою, показали, що за відсутності у структурі УДККП таких його частин як КБ1, КБ2, ФВГ1 і ФВГ2, перенапруга на комутуючих конденсаторах C в обох його мостах може сягати чотирьох десятків кіловольт (далі це буде тут доведено відповідними часовими діаграмами), що є недопустимим.

Мета роботи – аналіз процесу формування перехідної напруги на комутуючих конденсаторах УДККП та засобів її обмеження у режимі послідовного прямого пуску від ЕМ напругою 6 кВ групи потужних АМ, потужністю 8 МВт кожна.

Задля досягнення поставленої мети проведемо розрахунок напруг u_{ca} і u_c в УДККП по схемі рис. 1. Перехідний пусковий режим в цьому УДККП вже досліджувався у роботі [1], але стосовно інших його параметрів режиму. У розрахунках значення ємності $C_{\Delta \text{мер}2}$ встановимо трохи меншим, ніж у роботі [1], а саме $C_{\Delta \text{мер}2} = 1450 \text{ мкФ}$. Інші значення параметрів елементів УДККП такі ж самі, що і у роботі [1]. Відрізняється трохи лише алгоритм подачі імпульсів управління на управляючі електроди тиристорів, а саме в процесі функціонування цієї системи кути управління α тиристорів у мостах $M1$ і $M2$ змінюються таким чином: у моменти пуску АМ1 і АМ2, тобто у моменти: $t_{\text{фор} \text{АМ}1} = 0.1 \text{ с}$ і $t_{\text{фор} \text{АМ}2} = 0.145 \text{ с}$, як і у роботі [1], вони набувають значень відповідно $\alpha_{\text{фор} \text{АМ}1} = -90 \text{ ел.град.}$ і $\alpha_{\text{фор} \text{АМ}2} = -81 \text{ ел.град.}$, а на етапі спадання значень струму $i_{\text{АПККП}+\text{КБ}}$, тобто у момент $t = t_{\text{змен}1} = 2.3 \text{ с}$ встановлюється кут управління $\alpha = \alpha_{\text{змен}1} = -90 \text{ ел.град.}$, а у момент $t = t_{\text{змен}2} = 3.2 \text{ с}$ – кут управління $\alpha = \alpha_{\text{змен}2} = -102 \text{ ел.град.}$ На інтервалі $0 < t < 0.1 \text{ с}$, як і у роботі [1], УДККП функціонує у режимі очікування пуску АМ1 з кутом $\alpha = \alpha_{\text{мін}} = -104 \text{ ел.град.}$ якого достатньо для компенсації на цьому інтервалі індуктивної складової струму i_H . У розрахунках як модель асинхронної машини (АМ) потужністю 8 МВт використовувалася модель АМ, наведена у роботі [6]. Принципи побудови математичних моделей АМ і, зокрема, у пусковому режимі розглянуто у роботах [7–10].

Результати проведених за розробленою програмою розрахунків наведено на рис. 2 – 6 у вигляді часових діаграм перехідних струмів і напруги на елементах моделі.

На часових діаграмах рис. 2 чорним кольором показано, як у перехідному пусковому режимі на інтервалі $0 \leq t \leq 4 \text{ с}$ змінюється миттєве значення лінійної напруги u_{ca} на вході тиристорних мостів $M1$ і $M2$ УДККП по схемі рис. 1, а малиновим кольором – перехідна напруга u_c на комутуючих конденсаторах цих мостів.

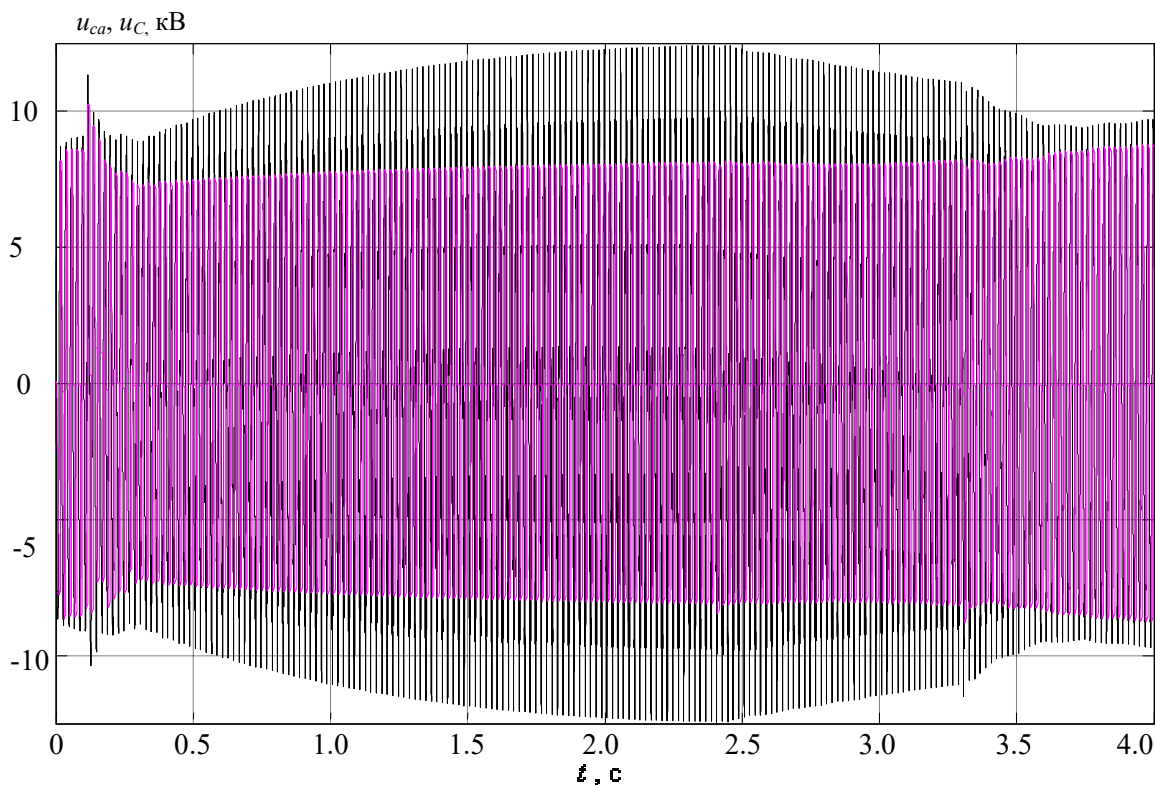


Рис. 2

З діаграм рис. 2 видно, що на більшій частині інтервалу $0 \leq t \leq 4$ с, а саме на інтервалі $0.25 \leq t \leq 4$ с напруга u_C на комутаційних конденсаторах C не перебільшує значення 8.8 кВ. Це при тому, що амплітуда півперіоду коливань напруги u_{ca} на цьому ж інтервалі, зростаючи, досягає максимального значення 10.472 кВ. На інтервалі $0 \leq t \leq 0.25$ с у момент $t \approx 0.12$ с на комутуючому конденсаторі спостерігається ударне значення напруги $U_{\text{Судар}} \approx 10.1$ кВ, яке до моменту $t = 0.277$ с досить швидко спадає до значення 7220 В. Ще одне відносно екстремальне значення напруги u_C на від'ємній півхвилі його коливань спостерігається в момент $t = 2.42$ с зразу після стрибкоподібного змінення кута управління α (зі значення $\alpha_{\text{форАМ2}} = -81$ ел. град. на значення $\alpha = \alpha_{\text{змен1}} = -90$ ел. град.), де воно складає до -8626 В. Стрибки значень перехідної напруги u_C таким чином виключно пов'язані з комутаціями АМ чи з різкою зміною кутів α . За відсутності вищезгаданих комутацій і переключень напруга на квазіусталеній частині ($0.25 \leq t \leq 4$ с) діаграми рис. 2 є досить стабільною і знаходиться у рамках допустимих її значень.

Таким чином, за обраних параметрах елементів моделі УДККП і запропонованому алгоритмі управління тиристорами суттєвої перенапруги на комутуючих конденсаторах у перехідному пусковому режимі мережі з таким УДККП не спостерігається, тобто аварійні внаслідок перенапруги на комутуючих конденсаторах режими (як-то пробої тиристорів, діодів і самих комутуючих конденсаторів) за таких значеннях параметрів і алгоритмі маловірогідні, що вигідно вирізняє це схемо-технічне рішення з такими спеціально підібраними значеннями параметрів його елементів

На діаграмах рис. 3 показано як змінюються напруги u_{ca} і u_C на окремих характерних інтервалах перехідного режиму. З другої і третьої діаграм можна побачити яких спотворень на цих інтервалах набуває напруга u_{ca} , у якій в околиці максимальних на півперіоді значень утворюються піки у вигляді тризуба. Незважаючи на досить суттєве спотворення форми лінійної напруги u_{ca} вищими гармоніками форма напруги u_C на всьому часовому інтервалі залишається незмінною. Зі зміною значень кута управління α тиристорами змінюється лише тангенс нахилу її зростаючої лінійної частини, на якій безпосередньо і відбувається повний перезаряд конденсаторів.

На першій діаграмі рис. 3 показано інтервал перехідного процесу, який передує прямому запуску першої АМ, тобто є реакцією лише на підключення стаціонарного $r_n - L_n$ навантаження. Як відомо, перехідний процес у таких тривіальних схемах є швидкоплинним і триває всього декілька періодів живлячої напруги, виходячи на усталені значення струму і напруги. Навпаки, перехідний пусковий режим у разі прямого пуску АМ потужністю 8 МВт слід віднести до важких перехідних процесів, тривалість яких вимірюються чотирма і більше секундами, тобто 200-ми періодами живлячої напруги. На четвертій

діаграмі рис. 3 показано інтервал, який передусе виходу перехідного процесу внаслідок послідовного прямого пуску від мережі 6 кВ чотирьох АМ потужністю 8 МВт кожна на ustalений режим – як видно з цієї діаграми для цього знадобився час більше, ніж 4 секунди. На другій і третій діаграмах розглянуто інтервали, які відповідають зростанню пускового струму на комплексному навантаженні, тобто i_{A4AM+H} і $i_{AудККП}$, на яких вплив вищих гармонік струму на перехідну лінійну напругу u_{ca} , збільшується.

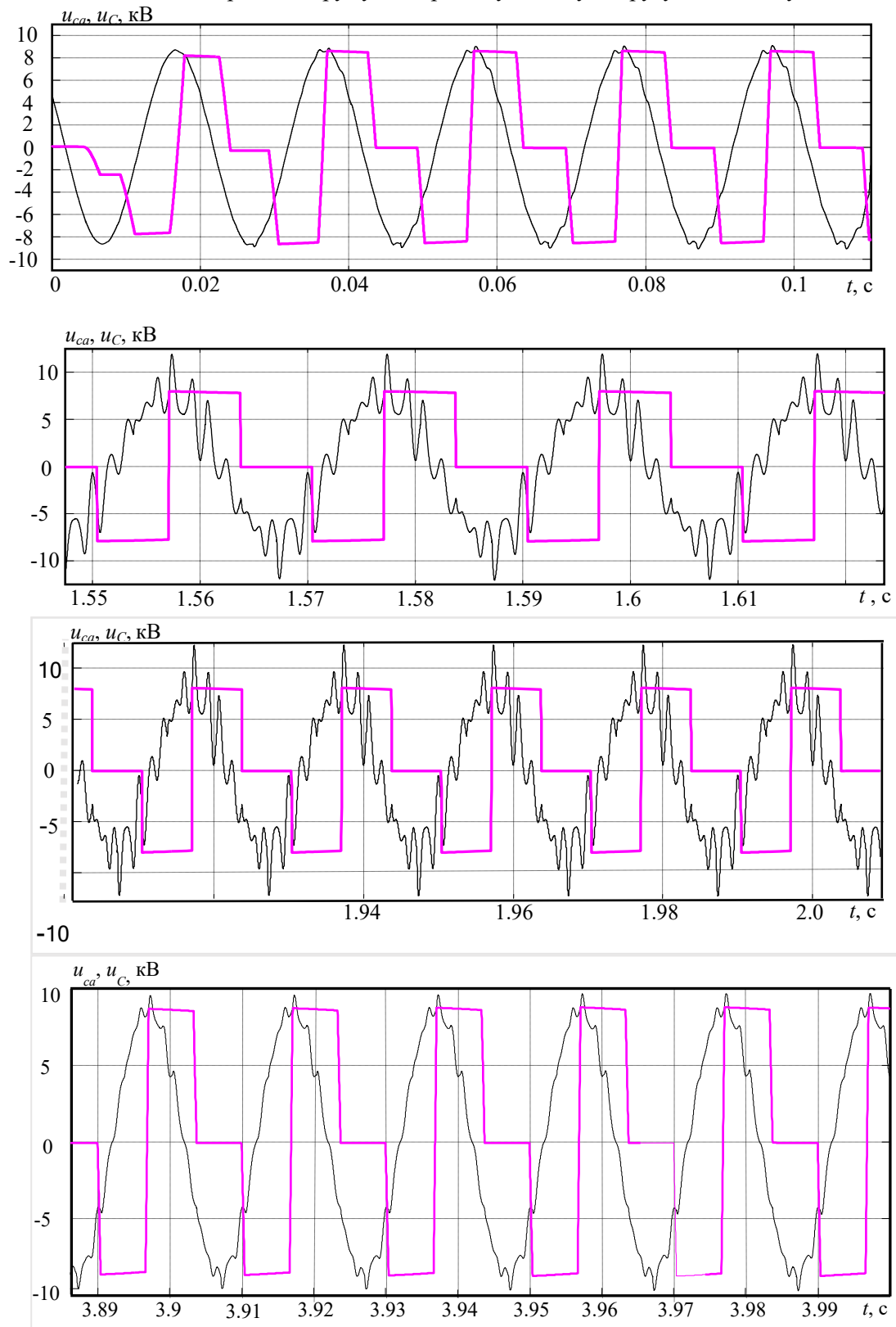


Рис. 3

Для порівняння з часовою діаграмою рис. 2 на рис. 4 (тут і далі малиновим кольором позначено напругу u_C) побудовано аналогічну діаграму, яка відображає зміну у часі напруги u_C комутуючого конденсатора у випадку, коли в УДККП по схемі рис. 1 відсутні елементи КБ1, КБ2, ФВГ1 і ФВГ2. Як видно з цієї діаграми, відсутність елементів фільтрації вищих гармонік струму призводить до значної перенапруги на комутуючих конденсаторах C в обох тиристорно-діодних мостах М1 і М2, яка сягає на діаграмі рис. 4 значення майже 40 кВ. Це пов'язано з такими ж завбільшки комутаційними піками у лінійній напрузі u_{ca} , які спостерігаються у цій напрузі за відсутності КБ1, КБ2, ФВГ1 і ФВГ2. А саме до максимальних значень цих піків і перезаряджаються комутаційні конденсатори. Таким чином, наявність в схемі УДККП елементів КБ1, КБ2, ФВГ1 і ФВГ2, які значною мірою відфільтровують вищі гармоніки струму, а останні в свою чергу є причиною виникнення в лінійній напрузі u_{ca} комутаційних піків, забезпечило зменшення перенапруги на комутуючих конденсаторах майже у чотири рази (з майже 40 кВ у діаграмах рис. 4 до $U_{C\text{удар}} \approx 10.1$ кВ у діаграмі рис. 2).

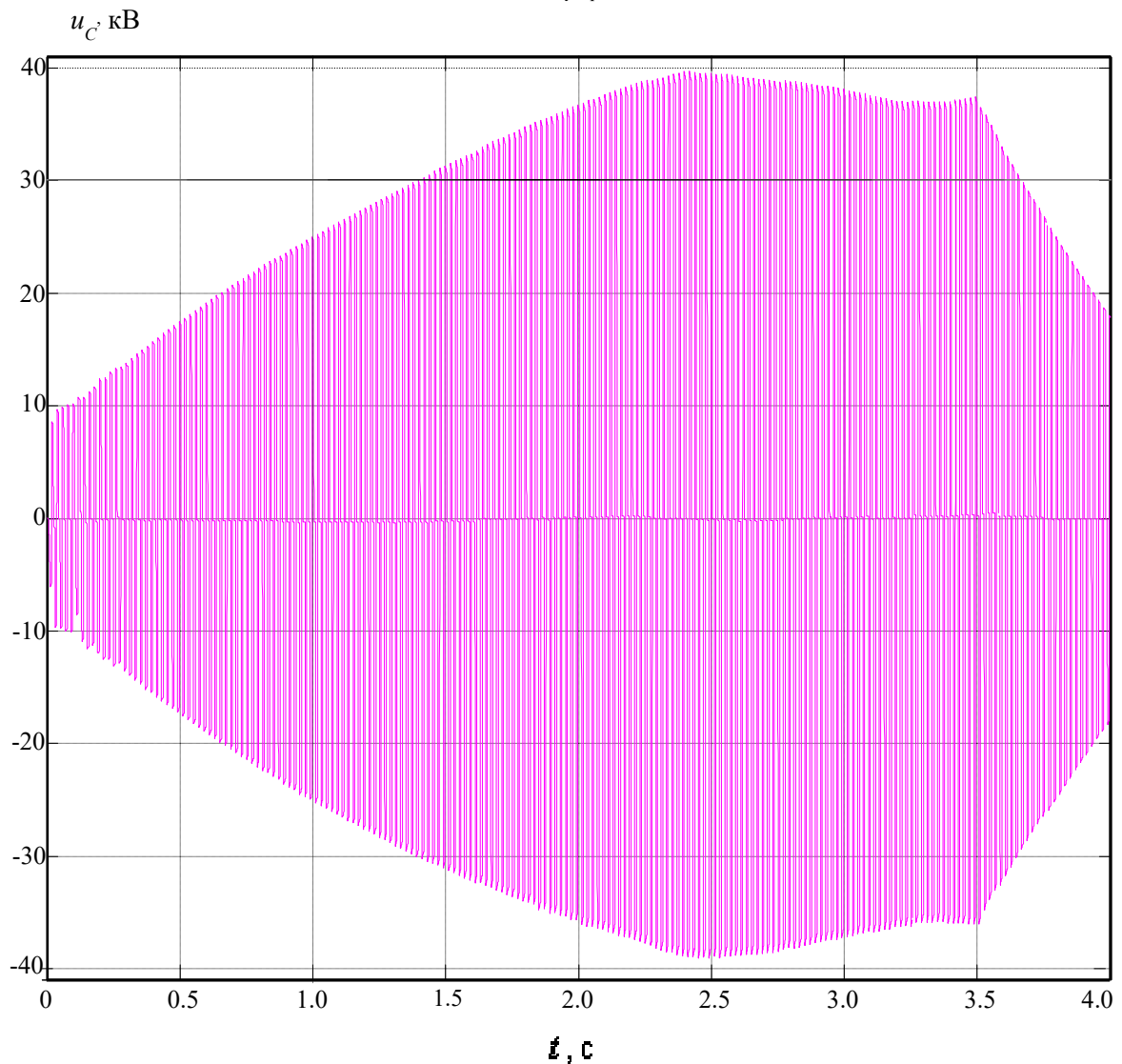


Рис. 4

Задля збереження під час розрахунків процесів на діаграмах рис. 4 і рис. 5 того ж рівня компенсації реактивної потужності в мережі, що і у діаграмах рис. 2 і рис. 3, значення ємності $C_{\text{дмер1}}$ бралися з міркувань незмінності сумарної реактивної потужності генерованої УДККП разом з конденсаторними батареями, тобто $C_{\text{дмер1}} = 150$ мкФ. Перша діаграма на рис. 5 відповідає початковій стадії перехідного режиму до прямого запуску першої АМ потужністю 8 МВт, коли лінійна напруга u_{ca} ще відносно близька до синусної форми, а друга діаграма рис. 5 навпаки – у ситуації, коли вже відбувся прямий запуск усіх чотирьох АМ потужністю 8 МВт, а напруга u_C наближається до свого максималь-

ного у перехідному режимі значення, в той час як напруга u_{ca} набуває найбільш значних спотворень. Механізм формування напруги u_C на окремих інтервалах показано на діаграмах рис. 5, а, б.

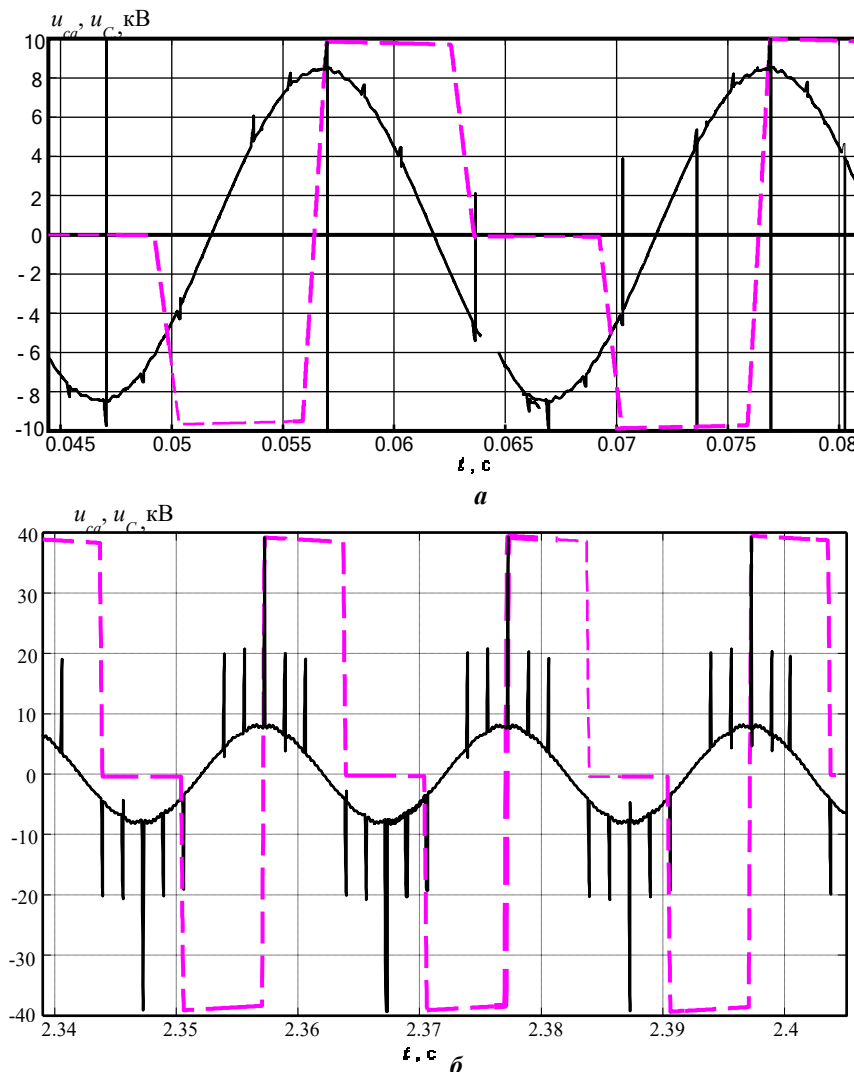


Рис. 5

На рис. 6 побудовано діаграми перехідних пускових струмів мережі, комплексного навантаження, а також фазної перехідної напруги аналогічні діаграмам, наведеним у роботі [1], тільки для іншого алгоритму зміни кутів управління α тиристорами та іншого значення ємності $C_{\Delta\text{мер}2}$ конденсаторної батареї $\text{КБ}_{\text{мер}}$, а саме значення $C_{\Delta\text{мер}2} = 1450$ мкФ. Як випливає з порівняння діаграм рис. 6 з аналогічними діаграмами, наведеними у роботі [1, рис. 3], якість компенсації індуктивної складової пускового струму на них практично така сама. Але при цьому вдалося зменшити значення ємності $C_{\Delta\text{мер}2}$ у кожній стороні трикутника конденсаторної батареї $\text{КБ}_{\text{мер}}$ на 50 мкФ.

На діаграмі (верхній) наведено коливальні пускові фазні струми $i_{\text{фмер}}$ мережі (жирним на цій діаграмі виділено струм $i_{\text{Амер}}$ фази А); на другій (зверху) діаграмі – індуктивні за характером коливальні перехідні фазні струми $i_{\text{ф4АМ+Н}}$ (жирним виділено струм $i_{\text{А4АМ+Н}}$ фази А) на вході комплексного навантаження електричної мережі, електромеханічна складова якого, а саме струм $i_{\text{А4АМ}}$ (приблизно саме такий струм був би у мережі, коли у цій моделі був би відсутнім УДККП), а його інша складова, саме струм $i_{\text{Н}}$, – через r – L опір стаціонарного навантаження Н. Ці складові разом у сумі й утворюють струм $i_{\text{А4АМ+Н}} = i_{\text{А4АМ}} + i_{\text{Н}}$; на третій діаграмі $i_{\text{АУДККП}}$ зображено ємнісні за характером коливальні фазні струми $i_{\text{фПККП+КБ}}$ (жирним виділено струм $i_{\text{АПККП+КБ}}$ фази А) УДККП (який тут розглядається як єдине ціле разом з переддвімкнуною перед ним конденсаторною батареєю $\text{КБ}_{\text{мер}}$ (рис. 1); на четвертій діаграмі показано пускову коливальну фазну напругу мережі $u_{\text{Амер}}$ на вході, тобто між фазою А і нульовим дротом.

Як можна побачити з третьої діаграми рис. 6, на інтервалі $2\text{с} \leq t \leq 2.5\text{с}$ у кривій фазного перехідного коливального струму $i_{\text{АУДККП}}$ спостерігається максимум амплітуди коливальних біля значення 15

кА, тобто умовне діюче значення цього струму на інтервалі $2 \text{ с} \leq t \leq 2.5 \text{ с}$ сягає 10.6 кА, звідки еквівалентний індуктивний опір $x_{\text{екв}} \approx 6 \text{ кВ}/10.6 \text{ кА} \approx 0.57 \text{ Ом}$, еквівалентна фазна ємність при цьому $C_{\text{екв}} \approx 5626 \text{ мкФ}$. Тобто для компенсації індуктивної складової пускового струму фазного навантаження на цьому інтервалі замість УДККП знадобився би конденсатор ємністю 5626 мікрофарад, а якщо на три фази, то трикутник конденсаторів сумарною ємністю 16828 мкФ і потужністю 190,8 МВАр.

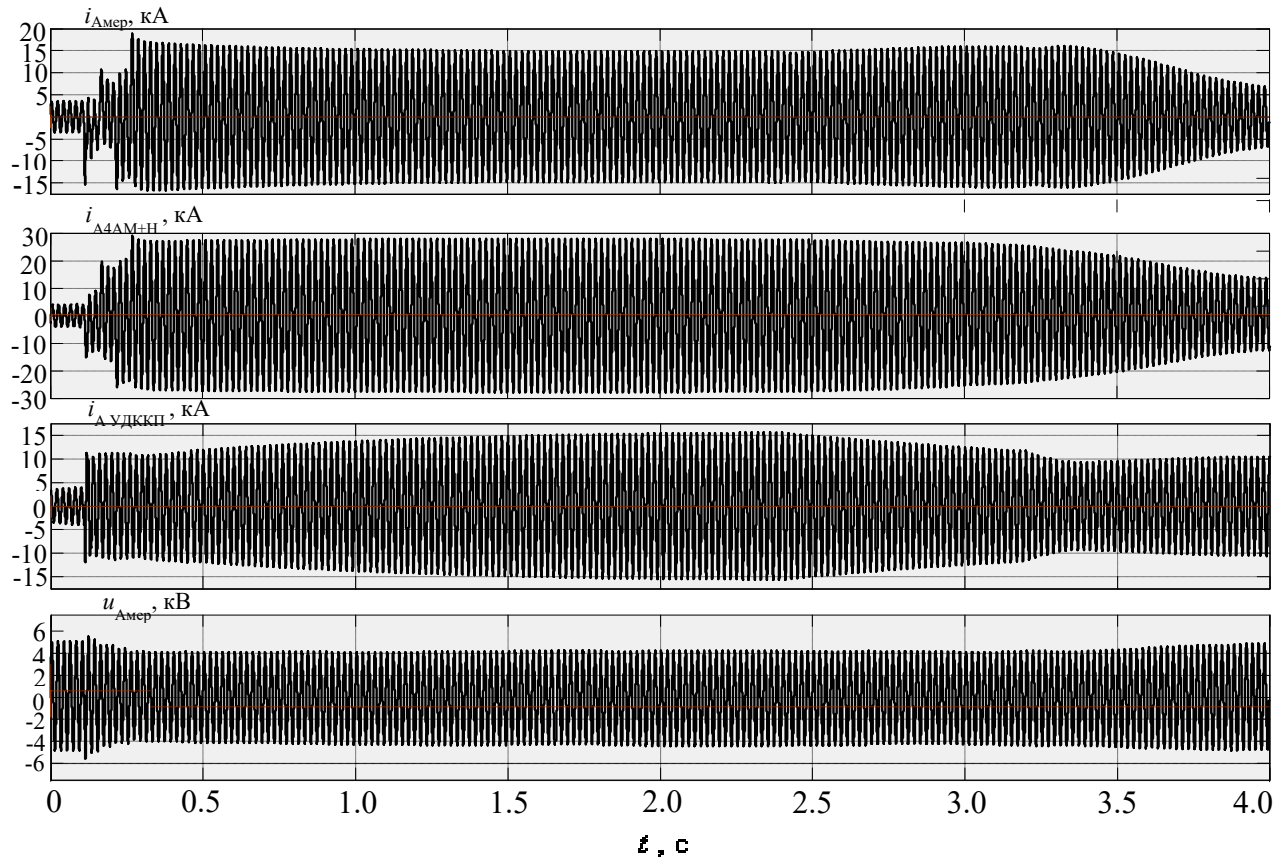


Рис. 6

Для успішного запуску АМ, тобто для успішного виходу перехідного процесу на усталений режим, необхідна належна стабільність напруги на входних клеммах цих АМ. Як видно з останньої діаграми рис. 6 максимальне просідання фазної напруги $u_{\text{Амер}}$ складає приблизно 17%. Така стабільність напруги $u_{\text{Амер}}$ є достатньою для успішного послідовного прямого запуску чотирьох АМ.

Висновок. Обрані набір значень параметрів елементів УДККП і змінений алгоритм управління його тиристорами дали можливість обмежити перенапруги на комутуючих конденсаторах у тиристорно-діодних мостах М1 і М2 УДККП. Зменшення ємності $C_{\text{Амер}2}$ у плечі КБ_{мер} на 50 мкФ (на 150 мкФ, якщо у трьох плечах разом) суттєво не вплинуло на хід перехідних пускових режимів в ЕМ 6 кВ за послідовного прямого запуску від неї групи потужних АМ (у розглянутому прикладі ці АМ були потужністю 8 МВт кожна). Наявність в схемі УДККП структурних одиниць КБ1, КБ2, ФВГ1 і ФВГ2 з належними значеннями параметрів елементів, які значною мірою відфільтровують вищі гармоніки струму, забезпечило зменшення перенапруги на комутуючих конденсаторах майже у чотири рази у порівнянні зі схемою УДККП, в якому ці елементи відсутні.

Роботу виконано за бюджетною темою "Моделі та засоби підвищення надійності розподільних електричних мереж в умовах зростання генерації відновлювальних джерел енергії" (Монітор-5). (КПКВК 6541030).

1. Чиженко О.І., Рибіна О.Б. Застосування умовно дванадцятифазного керованого компенсаційного перетворювача для послідовного прямого запуску від електричної мережі чотирьох потужних асинхронних машин. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 6. С. 37–43. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.06.031>.

2. Справочник по преобразовательной технике. Під редакцією академіка НАН України Чиженка І.М. Київ: Техніка, 1978. 448 с.

3. Hong Hu, Wenmei Wu, Shaohua Xiao, Min Tan, Chuanjia Han. Summary on Reactive Power Compensation Technology and Application. Proc. of the 2nd International Conference on *Intelligent Computing and Cognitive Informatics*, Singapore, 8-9 September 2015. DOI: <https://doi.org/10.2991/icicci-15.2015.48>.

4. Бойко В.С., Шкардун О.В. Електромагнітні процеси у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 4. С. 26–36. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.026>.
5. Бойко В.С., Шкардун О.В. Умови перезаряду конденсаторів комутуючої ланки трифазного мостового компенсаційного перетворювача. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 3. С. 13–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.03.013>.
6. Буткевич О.Ф., Чиженко О.І., Попович О.М., Трач І.В. Вплив FACTS на режим електричної мережі за прямого пуску потужної асинхронної машини у складі комплексного навантаження. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 6. С. 62–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.062>.
7. Лесник В.А., Шуруб Ю.В. Учет дифференциальных параметров при математическом моделировании несимметричных режимов работы асинхронных генераторов. *Технічна електродинаміка*. 2003. № 1. С. 45–49.
8. Попович О.М. Математична модель для дослідження режимів асинхронних машин електромеханотронних систем. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ України*. 2010. Вип. 25. С. 89–97.
9. Попович О.М., Головань І.В. Дослідження пускових режимів асинхронних двигунів за еквівалентними параметрами квазітривимірної польової моделі. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 1. С. 34–37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.034>.
10. Красношарпа Н.Д., Пушкар М.В. Пускові режими асинхронних електроприводів з урахуванням опору лінії системи електропостачання. *Вісник ВПІ*. 2022. Вип. 1. С. 39–43. DOI: <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2022-160-1-39-43>.

MEANS LIMITING OVERVOLTAGE ON COMMUTING CAPACITORS OF THE COMPENSATION CONVERTER FOR CORRECTING OF TRANSIENT STARTING MODES IN THE NETWORK DURING SEQUENTIAL DIRECT STARTING OF GROUP POWERFUL ASYNCHRONOUS MACHINES

O.I. Chyzenko, O.B. Rybina

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.**

E-mail: alivchizh@ukr.net; rybina@i.ua.

The process of forming the transient voltage value on switching capacitors in the circuit of a conditionally twelve-phase controlled compensation converter (CTCCC), powered by a 6 kV electrical network in the mode of sequential direct start from it of four asynchronous machines (AM) with a capacity of 8 MW each, is considered. Possible means of limiting the overvoltage on switching capacitors are indicated, the most effective set of values of the parameters of their elements for implementing this action is found out. The most effective algorithm for controlling of the CTCCC thyristors is determined to reduce the value of the capacitance, which forces increasing in the compensation current. The starting transient modes that arise in the network as a result of starting such powerful AMs are research. References 10, figures 6.

Keywords: transient starting mode, electrical network, voltage, switching capacitors, compensation current.

1. Chyzenko O.I., Rybina O.B. Conditionally twelve-phase controlled compensation converter for facilitating direct start from the electrical network in series of four 8MW asynchronous machines. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 6. Pp. 37–43. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.06.031>. (Ukr)
2. Chyzenko I.M. Handbook of Converter Technology. Kyiv: Tekhnika, 1978. 448 p. (Rus)
3. Hong Hu, Wenmei Wu, Shaohua Xiao, Min Tan, Chuanjia Han. Summary on Reactive Power Compensation Technology and Application. Proc. of the 2nd International Conference on *Intelligent Computing and Cognitive Informatics*, Singapore, 8-9 September 2015. DOI: <https://doi.org/10.2991/icicci-15.2015.48>.
4. Boiko V.S., Shkardun O.V. Electromagnetic processes in a three-phase bridge compensation converter. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 4. Pp. 26–36. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.026>. (Ukr)
5. Boiko V.S., Shkardun O.V. Conditions for recharging the capacitors of the commutating link of the three- phase bridge compensation converter. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 3. Pp. 13–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.03.013>. (Ukr)
6. Butkevych O.F., Chyzenko O.I., Popovych O.M., Trach I.V. An influence of the facts upon an electrical network's mode during direct start-up of an asynchronous machine in the complex load's composition. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 62–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.062>. (Ukr)
7. Lesnik V.A., Shurub Yu.V. Account of differential parameters at mathematical simulation of asymmetrical operational modes of asynchronous generators. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2003. No 1. Pp. 45–48. (Rus)
8. Popovych O. Mathematical model for studying the modes of induction machines of electromechanotronic systems. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2010. Vyp. 25. Pp.89–97. (Ukr)
9. Popovych O.M., Golovan I.V Study of starting regimes of induction motors using equivalent parameters of quasi -3D field model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 1. Pp. 34–37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.034>. (Ukr)
10. Krasnoschapka N.D., Pushkar M.V. Modes of Asynchronous Electric Drives Taking into Account the Resistance of the Line of the Power Supply System. *Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho institutu*. 2022. Vyp. 1. Pp. 39–43. DOI: <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2022-160-1-39-43>. (Ukr)

Надійшла 10.03.2025
Остаточний варіант 02.06.2025

ПРО ПЛЕОНАЗМИ, «ЛЕГІТИМІЗАЦІЮ» НЕКОРЕКТНОСТЕЙ ТА ІНШІ
ТЕРМІНОЛОГІЧНІ ВАДИ, ЩО СТОСУЮТЬСЯ ЕНЕРГОСИСТЕМО.Ф. Буткевич^{1,2*}, докт. техн. наук¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.² Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: o.butkevych@gmail.com.

В статті наведено результати аналізу і систематизації причин та наслідків появи в публікаціях та нормативних документах некоректних термінів та відповідних визначень, що стосуються енергосистем. Ілюстративні приклади наявних в нормативних документах термінологічних некоректностей переконують в потребі внесення відповідних змін до нормативних документів під час їхнього перегляду. Бібл. 5.

Ключові слова: енергетична система, термінологія, некоректні терміни, нормативні документи.

Вступ. В публікаціях деяких авторів та повідомленнях про «круглі столи», семінари та подібні заходи час від часу можна зустрічати невідповідне вживання окремих термінів та словосполучень. На жаль, термінологічні огріхи та некоректності зустрічаються і в нормативних документах, оскільки розробники таких документів (які нібито мають належати до топової когорти фахівців) – теж «Люди як люди... Ну, легковажні... ну, що ж...» (Воланд – «Майстер і Маргарита». М.Булгаков). Необов'язково бути лінгвістом, щоб погодитися з очевидним фактом: мова є живою, вона зазнає певних впливів, окремих змін. Не дивлячися на наявність регіональних (місцевих) мовних відмінностей, державна мова України поширюється на всі сфери суспільного життя на всій території України, потенційно забезпечуючи однозначність сприйняття написаного/почутого. Мова «охоплює» різні галузі знань, кожна з яких має свою термінологію, що має забезпечувати точність позначення понять, сприяючи чіткій комунікації фахівців. Час від часу терміни теж можуть зазнавати змін (як і вводяться нові та запозичуватися з інших галузей знань), оскільки під впливом науково-технічного прогресу та нових знань певних змін зазнають і відповідні поняття. Некритичне ставлення до вживання термінів та словосполучень (як і до їхньої коректності в лексично-семантичному аспекті) може мати різні причини, зокрема бути наслідком невдалого запозичення російськомовних аналогів чи окремих слів. Така некритичність може призводити не лише до появи термінологічних некоректностей в нормативних документах, а і до значно серйозніших наслідків, зумовлених хибними висновками, зробленими, наприклад, за результатами моделювання аварійних режимів енергосистеми. Адже якщо на підготовку даних для такого моделювання, як і на його виконання, можуть впливати зазначені некоректності, то слід очікувати, що і отримані результати не завжди відповідатимуть меті моделювання.

Мета роботи – привернути увагу науково-технічної спільноти, насамперед дописувачів та читачів журналу «Технічна електродинаміка», колишніх та потенційних розробників нормативних документів до питання коректності термінів, насамперед тих, що стосуються енергосистем, та показати потребу коригування окремих термінів та відповідних визначень під час перегляду нормативних документів.

Аналіз та типові приклади. Проаналізуємо приклади лексико-семантичної нечутливості (назвемо це так) авторів публікацій та розробників нормативних документів до відповідності вживання та коректності самих термінів та словосполучень (оціночні судження щодо репутаційних втрат таких фахівців та відповідних видавництв залишимо за межами цього допису). Випадки такого вживання умовно можна поділити на дві групи: до першої віднесемо ті, що не мають негативних практичних наслідків, що ж стосується другої групи, то відповідні практичні наслідки гіпотетично (залежно від самих термінів та обставин їхнього трактування) можуть бути негативними.

© Буткевич О.Ф., 2025

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6613-0911>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025

Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

Розглянемо декілька прикладів вживання термінів, що належать до першої із зазначених двох груп. Почнемо з тотожних за трактуванням термінів, коли одне і те ж поняття позначають різними, хоча і схожими, термінами. Словосполучення *розподільні електричні мережі* та *розподільчі електричні мережі* нібито відповідають нормативно-правовим стандартам української мови в царині електроенергетики і обидва вживаються, правда, різною мірою (*розподільчі* вживають рідше), коли йдеться про одні і ті ж самі електричні мережі, хоча в Законі України «Про ринок електроенергії» і в чинних нормативних документах вживається термін *розподільні електричні мережі* (всупереч думці деяких філологів, що слово «розподільні» є калькою з російської мови). «Розподільні» присутні і у назві акціонерного товариства «Українські розподільні мережі», до складу якого входять державні пакети акцій декількох товариств (обленерго), що діють у сфері розподілу електроенергії. Подібна картина спостерігається і з вживанням словосполучення *розподільні пристрої (установки)* та *розподільчі пристрої (установки)*. Наразі можна зробити лише попередній висновок (який не є обґрунтованим, оскільки впливає із аналізу обмеженої вибірки науково-технічних публікацій у фахових виданнях): більша частина фахівців вживає терміни *розподільні електричні мережі* та *розподільчі пристрої*. Остаточний обґрунтований висновок щодо коректності вживання обох термінів, очевидно, мають зробити філологи, хоча таке вживання не є «шкідливим» за практичними наслідками і є лише невинним прикладом існування деякої невизначеності щодо використання окремих термінів.

Дещо інакше виглядають теж семантично тотожні терміни *розподілена генерація (розподілені джерела генерації)* та *розосереджена генерація (розосереджені джерела генерації)*. Обидва словосполучення широко використовують в публікаціях, хоча в нормативних та інших офіційних документах, зокрема в [1], вживають лише термін *розподілена генерація*. Однак, якщо виходити із лексико-семантичного аналізу цих термінів, то коректніше виглядало б вживання терміну *розосереджена генерація*, оскільки саме поняття *поділу (розподілу)* пов'язане з процесом розкладання чогось цілісного, зосередженого в одному місці, на частини. Відповідно до цього, латентний зміст словосполучення *розподілена генерація* можна проілюструвати з використанням такого уможлимованого прикладу: енергоблок потужністю 300 МВт «розподілили» в деякому регіоні у вигляді потужної множини джерел *розподіленої генерації* (потужність кожного – 10 кВт). На відміну від *розподіленої генерації* термін *розосереджена генерація* позбавлений семантичного відтінку, зумовленого процесом *поділу* якоїсь «цілісної» генерації. Але маємо те, що маємо: в нормативних документах термін *розосереджена генерація* не зустрічається.

Наведені вище терміни, не дивлячись на зазначену «двоїстість» вживання, сприймаються однозначно, не викликаючи непорозумінь. Вживання інших термінів цієї ж групи теж не викликає негативних практичних наслідків, але свідчить про певну *лексико-семантичну нечутливість* тих, хто їх вживає, та відсутність належного редагування та коригування нормативних документів до набуття ними чинності (прикро, що терміни та відповідні визначення сумнівної коректності набули «легітимності», потрапивши в різні нормативні документи). Одна із причин такого стану справ – це не завжди відповідні, насамперед в семантико-термінологічному аспекті, результати перекладу англійських документів (ENTSO-E) та їх використання під час гармонізації вітчизняних аналогів. Іноді зустрічається «російський слід» в україномовних документах з дещо спотвореним змістом (наслідок недостатнього володіння українською мовою під час перекладу з російської). Характерним прикладом такої невідповідності є використання прикметника *загальні* там, де за змістом має бути прикметник *спільні*, що вказує на механістичний переклад з російської прикметника *общие*. Частина інших огріхів, наявних в українських нормативних документах, є наслідком зазначеної вище гармонізації, після якої в документах зазвичай залишають і англійські аббревіатури (з якими не дуже добре асоціюються відповідні україномовні словосполучення та визначення), що теж може бути джерелом неточностей та помилок (тим більше, що, використовуючи окремі англійські аббревіатури, вводять також аббревіатури і від україномовних словосполучень). Наприклад, під час внесення змін до «Кодексу системи передачі» авторами таких змін було внесено такий пункт [2]: 98) *критерій очікуваної недопоставленої електричної енергії (EENS) – очікувана величина ENS (МВт·год)*. Якщо керуватися україномовним поясненням введеного позначення *EENS*, не торкаючись питання коректності наведеного визначення (трактування) *критерію (критерій)* очікуваної недопоставленої електричної енергії – *це очікувана величина*, то відразу виникає питання щодо сумнівної потреби «заплутувати» читача, повторюючи в цьому ж пункті введenu аббревіатуру для *критерію*, але вже без однієї літери «Е», адже в доданому в [2] переліку скорочень, що використовуються в «Кодексі системи передачі» (пункт 1.7) відсутнє скорочення *ENS*.

Інший різновид словосполучень, «нешкідливих» за практичними наслідками вживання як в статтях, так і в науково-технічних звітах та документах – це плеоназми. Характерними прикладами плеоназмів, пов'язаних, наприклад, з використанням в енергосистемах інноваційних розробок, є такі: *синхронізація за часом, IT-технології, система GPS*. Якщо брати до уваги, що *синхронізація* свідчить про *одночасність* (дій, процесів), оскільки походить від слова *хронос*, основне значення якого в сучасній грецькій мові – *час*, тоді буквальне трактування плеоназму *синхронізація за часом* – це *одночасність за часом*, тобто певний аналог *масло масляне*. Решта наведених прикладів (*IT-технології, система GPS*) теж є свідченням того, що автори іноді автоматично, не звертаючи уваги на семантику слів та абrevіатур, вживають плеоназми, адже в абrevіатурі *IT* вже присутнє у вигляді літери «Т» слово *технології*, як і в абrevіатурі *GPS* вже присутнє у вигляді літери «S» слово *система* (*System*). Плеоназми, як і більшість стилістичних помилок, зазвичай, не впливають на основний зміст публікацій (матеріалів), але викликають критичне «здивування» у читачів та запізнилу досаду видавців («чому недогледіли?»). Взагалі-то, значна частина «нешкідливих некоректностей» («нешкідливих» в практичному аспекті) в нормативних документах зумовлена також і «технічною недорікуватістю» авторів (назвемо це так, виходячи із написаного в документах). Щоб пересвідчитися у цьому, достатньо уважніше переглянути, наприклад, той же «Кодекс системи передачі» чи зміни, які час від часу до нього вносили. Візьмемо для ілюстрації пару пунктів (101-й та 108-й), наведених в [2] (подібні «нешкідливі некоректності» можна зустріти і в багатьох інших пунктах):

101) критичний час усунення пошкодження – максимальна тривалість часу, протягом якого система передачі може забезпечувати стабільну роботу у випадку виникнення пошкодження;

108) максимальна пропускна здатність ПСВН за активною потужністю (P_{max}) – максимальна безперервна активна потужність, якою система ПСВН може обмінюватися з мережею в кожній точці приєднання за погодженням між відповідним Оператором і власником системи ПСВН.

В пункті 101 відразу впадає в очі плеоназм *тривалість часу* (слово *тривалість* зайве, зміст цього пункту слід викласти інакше), і цим зауваженням обмежимося, а от до змісту пункту 108 зауважень більше, оскільки його автори, схоже, не вбачають відмінності між поняттями *пропускна здатність* та *пропускна спроможність*. Також «оригінальним» в технічному аспекті є словосполучення *безперервна активна потужність* (можна здогадатися, про що хотіли написати автори в цьому пункті, але чомусь виклали свою думку чи то досить «оригінально», чи то «технічно недорікувано»). Щодо «обміну активною потужністю з мережею», то тут зауважувати нічого не буду, а відразу перейду до розгляду терміну, що теж пов'язаний з потужністю та передаванням електроенергії, тому відповідні зауваження стосуються і пункту 108.

Проаналізуємо вже давно «легітимізований» термін, яким є *міжсистемний перетік* – *потужність, що передається за допомогою міжсистемного зв'язку* [3]. Порівняємо це визначення з наведеним там же російськомовним варіантом: *межсистемный переток – мощность, передаваемая по межсистемной связи*. Не дивлячись на певну відмінність наведених визначень, точність перекладу все ж можна вважати прийнятною, хоча в фізичному аспекті коректність (незалежно від мови) цього «легітимізованого» терміну є досить сумнівною. Текти, перетікати, передаватися може рідина, газ, електричний струм, електроенергія, врешті-решт, але не потужність, яка є похідною електроенергії за часом (*швидкість* не тече, не передається). В нормативних документах та публікаціях за тематикою енергосистем також давно вживають такі «похідні» від терміну *міжсистемний перетік* як *перетоки потужності* (активної та реактивної), *перетік потужності, перетікання потужності* (визначення таких «похідних» в нормативних документах не надається). Колись некоректно визначений та «легітимізований» термін «поселявся» в різних документах, наприклад в [4], і дотепер залишається «недоторканим», хоча достатньо було внести зміни, які узгоджували б нове визначення терміну як з «фізикою», так і з відповідним англomовним терміном (*power flow*), адже час від часу Національна комісія, що здійснює державне регулювання у сферах енергетики та комунальних послуг, своїми постановами вносить зміни до нормативних документів, зокрема і до Кодексу системи передачі. Прийнятним варіантом визначення зазначеного терміну міг би бути, наприклад, такий: *міжсистемний потік – потужність передавання електроенергії міжсистемним зв'язком* (семантично тотожне визначення: *потужність, з якою передається електроенергія міжсистемним зв'язком*). Вживання «фізично» некоректних термінів, як і термінів, некоректних в інших аспектах, теж не має негативних практичних наслідків, а лише викликає неприємне «здивування» фахівців, насамперед фахівців в інших галузях, під час виконання міждисциплінарних досліджень.

Другу групу утворюють некоректні та/чи невідповідні терміни в нормативних документах, що може призводити до неоднозначних трактувань та оцінок, негативно впливаючи на адекватність прийняття рішень персоналом, якщо догматично керуватися такими документами. Щоб було зрозуміло, про що йдеться, розглянемо та проаналізуємо деякі терміни та визначення, наведені в нормативних документах.

Свого часу в [3] було наведено визначення *живучості енергосистеми* як *здатності енергосистеми протистояти ланцюжковому розвитку аварійних режимів*. З урахуванням змін, внесених до чинного «Кодексу системи передачі» [2], *живучість енергосистеми* визначено як *здатність енергосистеми зберігати обмежену працездатність в аварійних ситуаціях, протистояти аварійним ситуаціям виняткового типу та забезпечувати їх ліквідацію і відновлення енергопостачання споживачів*. Наведені в [3] та [2] визначення *живучості енергосистеми* відрізняються. Річ у тім, що в [3] *аварійний режим* – це *режим роботи енергосистеми за умови виникнення аварії*, що семантично не тотожно виникненню *аварійної ситуації*, визначеної в [2] як *виявлене та можливе [тобто таке, що ще не відбулося] або таке, що вже відбулося, пошкодження елемента, що включає елементи системи передачі, елементи значних користувачів, а також елементи системи розподілу, якщо вони впливають на операційну безпеку системи передачі*. Отже, у визначенні *живучості енергосистеми*, наведеному в [2], передбачається також і *можливе пошкодження елемента*, тоді як в [3] однозначно йдеться про *аварійний режим* (аварія вже виникла), а не про *аварійну ситуацію*. Разом із визначенням *живучості енергосистеми* в [2] наведено і визначення *аварійної ситуації виняткового типу* як *одночасного виникнення декількох аварійних ситуацій, викликаних загальною причиною*. Очевидно, що слова *загальною причиною* є результатом нефахового перекладу: тут має бути *спільною (тобто однією і тією ж) причиною*. Тепер спробуємо розібратися, як, керуючись наведеними в [2] визначеннями, практично моделювати *аварійну ситуацію виняткового типу*, досліджуючи живучість конкретної енергосистеми. Звернімо увагу на те, що *одночасне виникнення декількох аварійних ситуацій* – це, на відміну від зазначеного в [3], *не ланцюжковий розвиток аварійних режимів*, оскільки *ланцюжковий розвиток* – це *послідовність* подій. Якщо ж тепер взяти до уваги, що *одночасне виникнення декількох аварійних ситуацій* повинно мати *спільну (одну й ту саму) причину*, то відразу виникає питання щодо встановлення такої причини, адже нею гіпотетично може бути, наприклад, землетрус, метеоритний дощ чи масований ракетний обстріл об'єктів енергосистеми, тобто все те, що може призвести до *одночасного виникнення декількох аварійних ситуацій*. Очевидно, що з ідентифікацією такої причини є певні проблеми внаслідок значної її невизначеності. Якщо ж не перейматися питанням встановлення (а фактично – «призначення») такої *спільної причини*, а відразу починати з комп'ютерного моделювання аварійних ситуацій, то постає питання визначення (вибору) *аварійної ситуації виняткового типу*. Оскільки в [2] не встановлюється (не регламентується) *кількість аварійних ситуацій*, що разом (сукупно) утворюють *аварійну ситуацію виняткового типу*, то тут виникає питання щодо коректності порівняння оцінок *живучості енергосистеми*, одержаних за результатами моделювання різних *аварійних ситуацій виняткового типу*, що відрізняються і кількістю своїх складових – *аварійних ситуацій* (невиняткового типу). Звісно, для вибору аварійних ситуацій можна було б керуватися пунктом 12 (*аналіз аварійних ситуацій – комп'ютерне моделювання аварійних ситуацій із переліку аварійних ситуацій, для перевірки дотримання меж операційної безпеки;*) [2], в якому чомусь ототожнили поняття *аналізу* і *моделювання*, проте перевірка дотримання меж операційної безпеки і оцінювання живучості енергосистеми – це різні завдання, тому і відповідні *аварійні ситуації* можуть відрізнятися.

На відміну від «легітимізованого» визначення *живучості енергосистеми* [2], що не відрізняється досконалістю і потребує додаткових пояснень, майже хрестоматійне її визначення, наведене в [3], є чітким і логічним, зокрема і в аспекті моделювання аварійних режимів. Розвиток таких режимів передбачається внаслідок виникнення аварії (яка є *першопричиною* аварійних режимів, а не *загальною причиною одночасного виникнення декількох аварійних ситуацій*, як зазначено в [2]) та *причинно-наслідкового ланцюжка* подальших відмов та/чи пошкоджень, кількість яких під час моделювання обмежувалася трьома (подібно до *правила трьох нокдаунів*, яке завжди діє в поєдинках, що проводяться під егідою Всесвітньої боксерської асоціації – WBA, за яким після третього нокдауну в одному раунді поєдинку завершується – перемогу здобуто *технічним нокаутом*, але у випадку енергосистеми закінчується лише «ланцюжок» із трьох аварійних подій, після чого оцінюється *живучість енергосистеми*). Такий підхід до моделювання аварійних режимів під час дослідження та оцінювання *живучості енергосистеми* (як її здатності протистояти ланцюжковому розвитку зазначених режимів) спирається на результати аналізу даних та відповідні висновки щодо розвитку аварій до рівня системних. Тут варто згадати про термін *резильєнтність*, який в останні роки почав частіше з'являтися в україномовних публікаціях за тематикою енергосистем, будучи запозиченим з інших галузей знань.

Цей термін, семантично близький до *стійкості* та *живучості* енергосистем, але концептуально значно «ширший», має більшу кількість вимірів та показників оцінювання. Розроблення відповідних кількісних метрик та стандартів – одне із завдань, над яким працюють в профільних організаціях, в чому можна пересвідчитися зі звіту [5]. Цим також можна пояснити, чому термін *резильєнтність* відсутній в нормативних документах, що стосуються енергосистем України.

Висновки. Невідповідне вживання в публікаціях термінів та плеоназмів може слугувати лише додатковою характеристикою фахового рівня авторів, здебільшого не впливаючи на сприйняття змісту публікацій. Однак недопустимо, щоб некоректності були в нормативних документах, оскільки такі документи мають визначальний вплив на діяльність фахівців галузі, а зазначені термінологічні вади можуть призводити до хибного трактування змісту окремих пунктів та/чи положень, викладених в документах, впливаючи на правильність прийняття рішень. Наведені приклади свідчать, що існує потреба внесення відповідних змін до нормативних документів, зокрема до «Кодексу системи передачі», для усунення вад термінологічного характеру. Питання коректного вживання термінів мають бути в зоні уваги і під час чергових переглядів нормативних документів.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Забезпечення ефективного функціонування та розвитку розподіленої енергетики в Україні з використанням технологій мікромереж (шифр «РЕЖИМ-3»), КПКВК-6541230.

1. Про схвалення Стратегії розвитку розподіленої генерації на період до 2035 року і затвердження операційного плану заходів з її реалізації у 2024 - 2026 роках. Розпорядження КМ України від 18.07.2024 р. № 713-р. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/713-2024-%D1%80#Text> (дата звернення: 08.07.2025)
2. Зміни до Кодексу системи передачі. Постанова Національної комісії, що здійснює державне регулювання у сферах енергетики та комунальних послуг, від 06.05.2025 № 677. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v0677874-25#n11> (дата звернення: 08.07.2025)
3. ДСТУ 3440-96 Системи енергетичні. Терміни та визначення. К.: Держстандарт України, 1997. 45 с.
4. СОУ МЕВ ЕЕ 40.1-00100227-01:2016. Стандарт операційної безпеки функціонування Об'єднаної енергетичної системи України. Побудова та експлуатація електричних мереж. Технічна політика. Частина 1. Технічна політика у сфері побудови та експлуатації магістральних і міждержавних електричних мереж. Київ: НТЦЕ ДП «НЕК «Укренерго», 2015. 120 с.
5. Stankovic A.M., Tomsovic K.I., De Caro F., Braun M. Methods for Analysis and Quantification of Power System Resilience. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2023. Vol. 38 (5). Pp. 4774-4787. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2022.3212688>.

ON THE PLEONASMS, "LEGITIMIZATION" OF IMPROPER TERMS, AND OTHER TERMINOLOGICAL FLAWS RELATED TO POWER SYSTEMS

O.F. Butkevych^{1,2}

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

² National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Beresteyskiy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: o.butkevych@gmail.com.

The article presents the results of the analysis and systematization of the causes and consequences of the appearance of improper terms and corresponding definitions in publications and regulatory documents related to power systems. Illustrative examples of terminological incorrect terms in regulatory documents convince of the need to make appropriate changes to regulatory documents during their revision. References 5.

Key words: power system, terminology, improper terms, regulatory documents

1. On the Approval of the Distributed Generation Development Strategy until 2035 and the Adoption of the Operational Action Plan for its implementation in 2024–2026. Cabinet of Ministers of Ukraine. Directive No 713-r dated July 18, 2024. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/713-2024-%D1%80#Text> (accessed: at 08.08.2025) (Ukr)
2. Amendments to the Transmission System Code. National Energy and Utilities Regulatory Commission of Ukraine, Postanova No 677. May 6, 2025. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v0677874-25#n11> (accessed: at 08.08.2025) (Ukr)
3. DSTU 3440-96. Power systems. Terms and definitions. Kyiv. Derzhstandart Ukrainy, 1997. 45 p. (Ukr)
4. SOE MVE EE 40.1-00100227-01:2016. Operational Safety Standard for the Functioning of the Interconnected Power System of Ukraine. Construction and Operation of Electrical Networks. Technical Policy. Part 1. Technical Policy in the Field of Construction and Operation of Transmission and Cross-border Electrical Networks. Kyiv: STC of SE NPC Ukrenergo, 2015. 120 p. (Ukr)
5. Stankovic A.M., Tomsovic K.I., De Caro, F., Braun M. Methods for Analysis and Quantification of Power System Resilience. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2023. Vol. 38 (5). Pp. 4774-4787. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2022.3212688>.

Надійшла 10.09.2025

АКСІАЛЬНО-СИМЕТРИЧНА МОДЕЛЬ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ІНДУКТОРА ЗАДЛЯ ЗМЕНШЕННЯ ЗАЛИШКОВИХ НАПРУЖЕНЬ У ЗВАРНИХ З'ЄДНАННЯХ АЛЮМІНІЄВИХ ПЛАСТИН

І.П. Кондратенко^{1*}, чл.-кор. НАН України, Р.С. Крищук^{1**}, канд. техн. наук,
М.О. Пашин^{2***}, докт. техн. наук

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

² Інститут електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України,
вул. Казимира Малевича, 11, Київ, 03680, Україна.

E-mail: dep7ied@ukr.net.

Зварні шви в металевих конструкціях схильні до утворення залишкових напружень, що значно знижує їхні міцнісні характеристики та довговічність. Традиційні методи зменшення цих напружень часто є трудомісткими або недостатньо ефективними. У цьому контексті перспективним напрямом є застосування імпульсного електромагнітного поля (ІЕМП), яке дає змогу знизити рівень залишкових напружень. У даному дослідженні представлено комплексний підхід до вивчення процесів, що відбуваються під час імпульсної електромагнітної обробки зварних з'єднань. Основну увагу приділено розробці аксіально-симетричної моделі магнітного поля індуктора та аналізу його впливу на алюмінієві пластини. Метою наукової роботи є встановлення розподілу магнітних сил і густини вихрових струмів в алюмінієвій пластині за допомогою аксіально-симетричної моделі індуктора, реалізованої методом скінченних елементів з явним урахуванням ефекту близькості провідників обмотки та витіснення струму, аналіз впливу екрануючої пластини на інтенсифікацію цих параметрів та верифікація отриманих результатів шляхом порівняння результатів чисельного моделювання з експериментальними даними. Розроблено аксіально-симетричну модель індукційної системи в циліндричній системі координат на основі системи рівнянь Максвелла. Розрахунок імпульсного струму в обмотці індуктора виконано з використанням рівняння електричного кола за другим законом Кірхгофа та електромагнітної моделі, реалізованої в ANSYS Maxwell 2D. Розподіл об'ємної густини магнітної сили в об'ємі пластини розраховується як сила Лоренца, використовуючи стандартну форму дивергенції тензора Максвелла. Проаналізовано вплив екрануючої пластини на інтенсифікацію магнітних сил, густини струму та магнітного тиску. Задля верифікації результатів проведено порівняння чисельного моделювання з експериментальними даними, що були опубліковані раніше. Визначено опір та індуктивність системи для різних частот струму за наявності та відсутності екрануючої пластини. Встановлено моменти максимуму амплітудних значень напруженості магнітного поля, густини вихрових струмів, густини магнітної сили та магнітного тиску. Проаналізовано розподіл густини вихрових струмів, густини магнітної сили та напруження магнітних сил по радіальній координаті на поверхні пластини. Результати моделювання узгоджуються з експериментальними даними, що підтверджує адекватність моделі. Бібл. 17, рис. 9.

Ключові слова: імпульсне електромагнітне поле, залишкові напруження, вихрові струми, магнітна сила, аксіально-симетрична модель, чисельне моделювання.

Вступ. У сучасній промисловості широко використовуються тонколистові алюмінієві сплави, які часто з'єднують зварюванням. Однак у зварних швах неминуче виникають залишкові напруження, що призводить до деформацій конструкцій, зниження їхньої міцності та довговічності. Задля мінімізації цих негативних ефектів застосовують різні методи постобробки. Серед найперспективніших методів впливу слід відзначити: електродинамічну обробку (ЕДО) [1], що поєднує вплив імпульсного струму високої густини (до 10^9 А/м²) з механічним ударним навантаженням; магнітно-імпульсну обробку

© Кондратенко І.П., Крищук Р.С., Пашин М.О., 2025

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-1914-1383>; ** <https://orcid.org/0000-0002-1933-0144>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-2201-5137>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

(МІО) [2], яка забезпечує локальний вплив на структуру матеріалу імпульсним магнітним полем. МІО здатна викликати як зниження міцності, так і зміцнення металу за рахунок перебудови дислокаційної структури [3]. Ці методи відрізняються високою технологічністю, спрямованістю дії та можливістю контролювати параметри впливу.

Є чимало наукових праць, спрямованих на дослідження впливу ЕДО та МІО на різні матеріали. У [1] показано, що ЕДО зварних з'єднань зі сплаву АМг6, де імпульсний струм подається через ударний електрод, сприяє переходу залишкових розтягувальних напружень у стискальні. Розроблена в [1] математична модель ударної взаємодії електрода з пластиною за підвищених температур (150-300 °С) підтверджена експериментально за допомогою електронної спекл-інтерферометрії. Показано, що серед досліджуваних температурних значень найбільш прийнятною для ЕДО сплаву АМг6 є температура 150 °С. Ефективність методу зумовлена не лише локальним нагрівом, а й проявом електропластичного ефекту, що виражається у зниженні опору деформації матеріалу під дією імпульсного струму. У [4] досліджується оброблення імпульсним струмом густиною 10^6 А/м² мідних і сталевих дрітків під час їхнього волочіння, за якого опір металу деформації знижується на 25-30%. У [5] зафіксовано зменшення межі текучості на 48 МПа зразка низьковуглецевої сталі внаслідок застосування електричних імпульсів струму густиною 10^7 - 10^8 А/м² під час однобічного розтягування. У [6] досліджено вплив електричних імпульсів на деформаційну поведінку металів, зокрема термодинамічні (ефект Джоуля) та кінетичні (атермальний ефект) механізми, які сприяють зниженню опору деформації та покращенню мікроструктури матеріалів. У дослідженні [7] виявлено суттєвий вплив електричних імпульсів із густиною струму 10^7 - 10^8 А/м² на механічні властивості та мікроструктуру сплаву AZ31В. Зростання пікового значення густини струму посилює електропластичний ефект, активізуючи динамічну рекристалізацію та зсув дислокацій у кристалічній ґратці. У [8] встановлено ефективність імпульсної електричної обробки задля зменшення залишкових напружень у зварних з'єднаннях алюмінієвого сплаву АК8МЗ. Показано, що імпульсний вплив зумовлює: зменшення градієнта мікротвердості в зоні термічного впливу; перерозподіл хімічних елементів у структурі сплаву; зміну морфології фазових складових. Важливим результатом є одночасне підвищення міцності окремих ділянок біля зварного шва та зменшення дефектів кристалічної ґратки. Ці ефекти пов'язані з процесами відпалу, які активуються під дією електричних імпульсів [8].

МІО [2, 9] знижує залишкові напруження за рахунок комбінованого впливу сили Лоренца, магнітного поля та вихрових струмів (до 10^9 А/м²), залежно від параметрів системи. Так, в [10] систематизовано механізми впливу МІО на пластичність металів, зокрема досліджено вплив магнітного поля на рух дислокацій і релаксацію напружень у металах. У [11] експериментально доведено, що електропластичний ефект проявляється навіть у крихких інтерметалідах, де основним механізмом є взаємодія електронів з дислокаціями. Застосування слабкого поперечного магнітного поля (415 мТл) під час лазерного зварювання нержавіючої сталі 304 призводить до зменшення термічних напружень на ~10%, а залишкових напружень у зоні термічного впливу – на ~20 МПа [12]. Ці результати викликають зацікавленість для дослідження та вдосконалення індукційних систем [2, 9] для МІО зварних з'єднань металевих конструкцій, зокрема алюмінієвих пластин зі зварними з'єднаннями.

Результати експериментального дослідження МІО в [9] показують, що МІО зменшує залишкові напруження та кривизну пластин зі сплаву АМг6. На формування імпульсних магнітних сил у металевих пластинах з алюмінієвого сплаву АМг6 впливає використання додаткових екрануючих пластин під зварним з'єднанням. Проте експериментальне дослідження не дає змогу провести детальний просторово-часовий аналіз інтенсивності просторових складових магнітних сил та вихрових струмів у металевій пластині зі зварним з'єднанням. Задля вимірювання магнітної сили відштовхування індуктора від пластин використовувався датчик прискорення. Радіальна складова магнітних сил не досліджена. Для виконання більш детального аналізу магнітних сил та струмів індукційної системи, що досліджувалася експериментально в [9], доцільно використовувати тривимірну модель магнітного поля з урахуванням параметрів джерела імпульсного струму, ефекту витіснення струму в провідниках обмотки індуктора в режимі розрахунку перехідних процесів методом скінчених елементів.

Метою роботи є встановлення розподілу магнітних сил і густини вихрових струмів в алюмінієвій пластині за допомогою аксіально-симетричної моделі індуктора, реалізованої методом скінчених елементів з явним урахуванням ефекту близькості провідників обмотки та витіснення струму (скіну), аналіз впливу екрануючої пластини на інтенсифікацію цих параметрів та верифікація отриманих результатів шляхом порівняння результатів чисельного моделювання з експериментальними даними [9].

Модель індукційної системи. Моделювання індукційної системи виконано в двовимірній постановці за допомогою програмного модуля Ansys Maxwell 2D, що входить до складу Ansys Electronics Desktop 2025 R1 [13, 14]. Розрахунки виконано в циліндричній системі координат із застосуванням методу скінченних елементів і граничної умови аксіальної симетрії. На рис. 1, а наведено ескіз індукційної системи у тривимірній постановці, де для наочності відображено 3/4 частини конструкції (виріз по площині симетрії). Таке подання дає можливість візуалізувати внутрішню структуру обмотки, розташування та товщину металевих пластин (диск та екран). На рис. 1, б показано повний переріз системи у площині симетрії для аналізу геометричних параметрів. Тут: 1 – провідники спіралеподібної обмотки діаметром 1,4 мм; 2 – металевий диск зі сплаву АМг6 товщиною 1 мм; 3 – металевий екран із того ж сплаву товщиною 5 мм. Відстань між обмоткою і диском становить 0,35 мм, між диском і екраном – 0,2 мм. Обмотка має форму плоскої кільцевої котушки з товщиною 5 мм, внутрішнім діаметром 10 мм та зовнішнім – 90 мм.

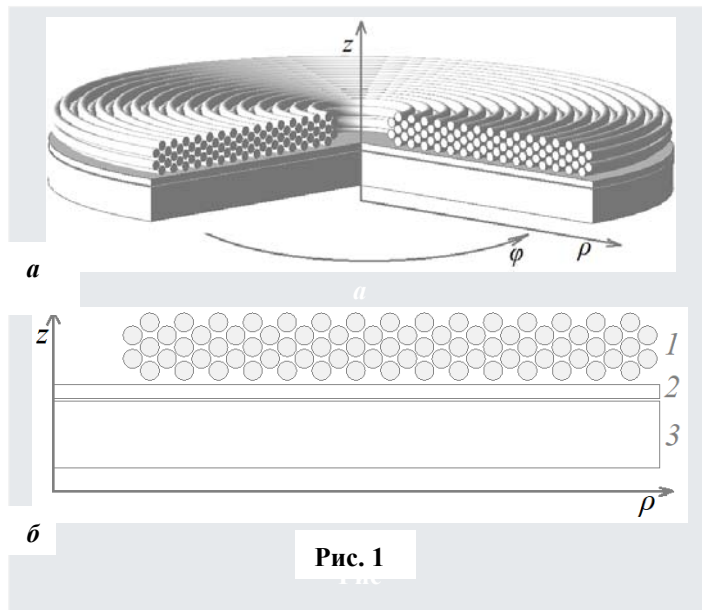


Рис. 1

напрямку, з поступовим згасанням амплітуди через втрати на активному опорі. Однак у схемі паралельно до конденсатора підключено діод $D1$, який в початковий момент закритий (через протилежну полярність відносно конденсатора). Під час розряджання конденсатора його напруга зменшується, і в момент зміни полярності діод відкривається і далі пропускає струм через себе, залишаючи конденсатор розрядженим. Це змінює характер струму на аперіодичний. Такий режим дає можливість сформувати односторонній імпульс струму через індуктор. Протікання електричного струму через обмотку індуктора створює магнітне поле, яке в свою чергу збуджує вихрові струми в пластині. Внаслідок взаємодії магнітного поля і вихрових струмів на пластину буде діяти магнітна сила [9].

Магнітне поле аксіально-симетричної моделі індукційної системи (рис. 1, б) описується рівнянням в квазістационарному режимі для азимутальної складової векторного магнітного потенціалу [15]

$$\frac{1}{\mu r} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial A_\phi}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_\phi}{\partial z} = \sigma \frac{\partial A_\phi}{\partial t} - j_{s\phi}, \quad (1)$$

де A_ϕ – векторний магнітний потенціал; μ – магнітна проникність; σ – питома електропровідність; $j_{s\phi} = i_s / S_w$ – густина стороннього струму i_s , що в провідниках обмотки (рис. 1, б) від джерела живлення, S_w – площа поперечного перерізу провідника обмотки.

На рис. 2 показано електричне коло, до складу якого входить індуктор (рис. 1) з активним опором R_s і власною індуктивністю L_s , а також додаткові елементи: опір $R1$, індуктивність $L1$ і ємність $C1$, яка перед запуском схеми заряджена до певної напруги U_{C0} у момент часу $t = 0$. Схема моделює реальне джерело живлення разом з проводами для підключення індуктора, що використовувалося в експериментальних дослідженнях [9]. Під час замикання контактів роз'єднувача $S1$ відбувається розрядний процес у RLC -контурі, де енергія зарядженого конденсатора передається через індуктивний елемент системи. У типовому випадку без додаткових елементів, таких як діод, струм у такому контурі мав би коливальний характер: конденсатор періодично розряджався і заряджався в зворотному

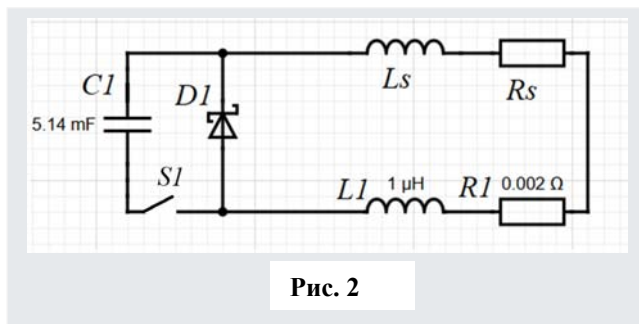


Рис. 2

Рівняння (1) розв'язується разом з рівнянням для електричного кола (рис. 2) за другим законом Кірхгофа

$$\frac{\partial \psi}{\partial t} + i_s R_1 + L_1 \frac{\partial i_s}{\partial t} = \frac{1}{C} \int i_s dt + U_{C,0}, \quad (2)$$

де $U_{C,0}$ – напруга зарядженого конденсатора в початковий момент часу; ψ – потокозчеплення, що розраховується на основі розподілу магнітного поля за рівнянням (1); $\partial \psi / \partial t$ – індукована напруга на виводах обмотки індуктора, що відповідає напрузі на послідовно з'єднаних активному опорі R_s й індуктивності L_s (рис. 2).

Задля розрахунку параметрів індукційної системи (опір та індуктивність) використовується рівняння (1) в гармонійному режимі з комплексними амплітудами ($\bar{A}_\phi$, $\bar{J}_{s\phi}$)

$$\frac{1}{\mu r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \bar{A}_\phi}{\partial r} \right) + \frac{1}{\mu} \frac{\partial \bar{A}_\phi}{\partial z} = i \omega \sigma \frac{\partial \bar{A}_\phi}{\partial t} - \bar{J}_{s\phi}, \quad (3)$$

де i – уявна одиниця; $\omega = 2\pi f$, f – частота струму.

Задля аналізу впливу імпульсного магнітного поля на електропровідне середовище з метою зміни механічних характеристик згідно прояву магнітно-пластичного ефекту необхідно визначити густину струму в зоні дії магнітного поля та величину магнітної сили. Густина вихрових струмів у пластині (рис. 1, п. 2) розраховується за виразом

$$j_\phi = -\sigma \partial A_\phi / \partial t. \quad (4)$$

Розподіл об'ємної густини магнітної сили $\mathbf{f}$ в об'ємі пластини розраховується як сила Лоренца, використовуючи стандартну форму дивергенції тензора Максвелла [16, 17]. Тоді для аксіально-симетричної моделі радіальна й аксіальна складові магнітних сил розраховуються за наступними виразами:

$$f_r = \frac{\partial T_{rr}}{\partial r} + \frac{\partial T_{rz}}{\partial z} + \frac{T_{rr} - T_{\phi\phi}}{r}, \quad f_z = \frac{\partial T_{rz}}{\partial r} + \frac{\partial T_{zz}}{\partial z} + \frac{\partial T_{zz}}{\partial z}, \quad (5)$$

де T_{mn} – тензор напружень Максвелла

$$T_{mn} = \frac{1}{\mu} \left(B_n B_m - \delta_{mn} \frac{1}{2} B^2 \right), \quad (6)$$

індекс n відповідає компоненті вихідного вектору, а сума за η охоплює всі координати (наприклад, r , ϕ , z у тривимірному просторі); B_n , B_η – компоненти магнітної індукції $\mathbf{B}$; δ_{mn} – символ Кронекера (1, якщо $n = \eta$, і 0, якщо $n \neq \eta$). Магнітна індукція розраховується за виразом $\mathbf{B} = \text{rot} A_z$

$$B_r = \mu H_r = -\frac{\partial A_z}{\partial z}, \quad B_z = \mu H_z = \frac{1}{r} \frac{\partial (r A_r)}{\partial r}, \quad (7)$$

де H_r , H_z – складові напруженості магнітного поля.

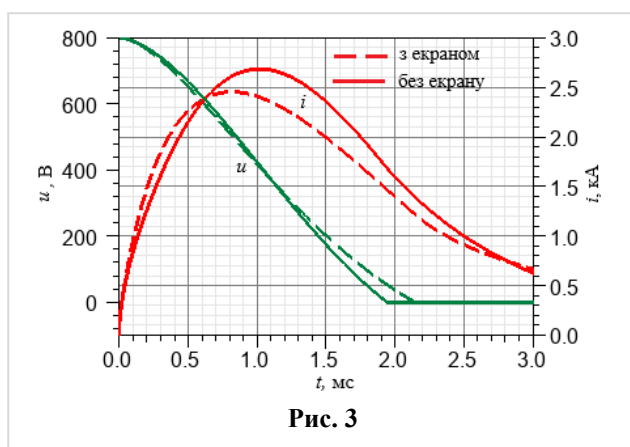


Рис. 3

Результати досліджень. Рис. 3 ілюструє зміну напруги на конденсаторі $u(t)$ (ліва шкала, зелена крива) та струму $i(t)$ через індуктор (права шкала, червона крива) під час розряду зарядженого конденсатора в електричне коло (рис. 2). Показано два варіанти: з металевим екраном (пунктирні лінії) та без нього (суцільні лінії). На початку процесу ($t = 0$) конденсатор має максимальну заряджену напругу. Після замикання роз'єднувача $S1$ (рис. 2), розпочинається його розряд через індуктор. Струм зростає, досягаючи максимуму приблизно на момент часу 1 мс, після чого починає спадати. З графіка видно, що напруга на конденсаторі після перетину нульового рівня залишається рівною 0 В, а струм ще деякий час протікає, розсіюючи залишкову енергію в індукторі. Наявність металевих екранів з алюмінієвого сплаву АМГ6 товщиною 5 мм під основною пластинною (АМГ6, 1 мм)

ною 0 В, а струм ще деякий час протікає, розсіюючи залишкову енергію в індукторі. Наявність металевих екранів з алюмінієвого сплаву АМГ6 товщиною 5 мм під основною пластинною (АМГ6, 1 мм)

призводить до зменшення максимального струму в індукторі з 2,68 кА до 2,45 кА, а також до скорочення часу досягнення амплітуди з 1,02 мс до 0,82 мс. Якщо вважати, що цей час відповідає чверті періоду гармонійного коливання (див. рівняння (3)), то відповідна частота змінюється від 250 Гц до 312 Гц. За цих умов повна індуктивність системи зменшується з 139 мкГн до 118 мкГн (рис. 4), що зумовлено частковою компенсацією магнітного потоку екраном. Крім того, спостерігається збільшення активного опору кола з 175 мОм до 230 мОм, що пов'язано з підвищеними втратами на вихрові струми у провідному екрані.

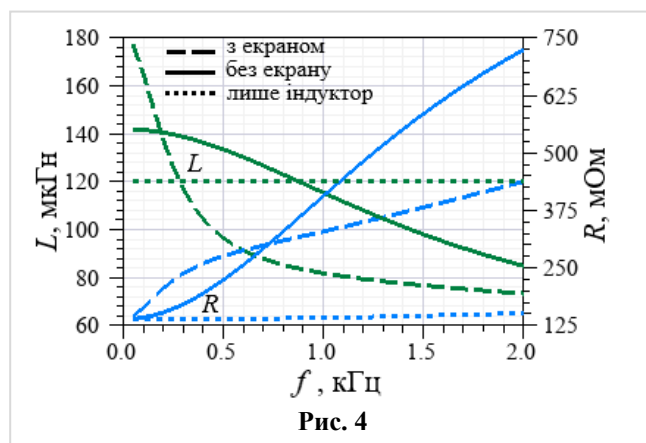


Рис. 4

ментальними даними [9]. Експериментально зафіксовані значення (наприклад, 2,3 кА при 0,6 кВ проти розрахункових 1,85 кА) демонструють відхилення, які можна пояснити технологічним розкидом параметрів матеріалів; граничною точністю вимірювань; припущеннями, прийнятими під час моделювання. Водночас форма кривих (графічні залежності) добре узгоджується з експериментальними даними, що підтверджує коректність моделі електромагнітного поля.

На рис. 6 подано максимальні на поверхні пластини значення для густини струму j_ϕ (4), напруженості магнітного поля H (7) та магнітного тиску p (напруження магнітних сил за модулем):

$$p = \sqrt{T_{zz}^2 + T_{\rho z}^2}. \quad (8)$$

Використана в роботі оцінка тиску p (8) є фізично обґрунтованою. В умовах осе-симетричної постановки задачі для розглянутого випадку виконується співвідношення $T_{\rho\rho} = -T_{zz}$ (рис. 7), що призводить до того, що величина p (8) чисельно збігається як з максимальним дотичним напруженням, так і з найбільшим головним напруженням у площині (p, z) . Головні та дотичні напруження є базовими характеристиками напруженого стану згідно з положеннями теорії міцності, що робить величину H інформативною для оцінки механічної реакції матеріалу на дію об'ємних сил магнітного поля (5).

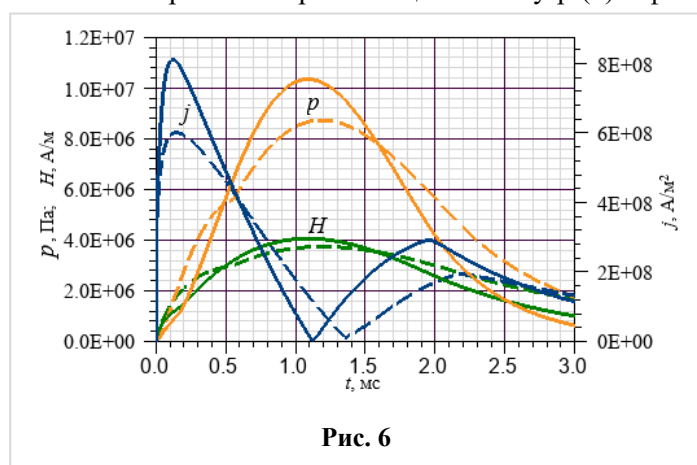


Рис. 6

менту часу 0,14 мс, тоді як максимуми для напруженості магнітного поля H та тиску p спостерігаються близько до 1,15 мс. На рис. 8 показано зміну в часі повної магнітної сили, що діє на пластину товщиною 1 мм, як з екраном (штрихові криві), так і без нього (суцільні лінії). Розрахунки виконано за наступними виразами:

$$F_\rho = 2\pi \iint f_\rho p dz d\rho; \quad F_z = 2\pi \iint f_z p dz d\rho; \quad |F| = \sqrt{F_z^2 + F_\rho^2}. \quad (10)$$

На рис. 5 показано залежність амплітудного значення магнітної сили, що діє на всю пластину, від амплітудного значення струму в електричному колі (рис. 2) для різних значень напруги зарядженого конденсатора. Результати чисельного моделювання порівняно з експери-

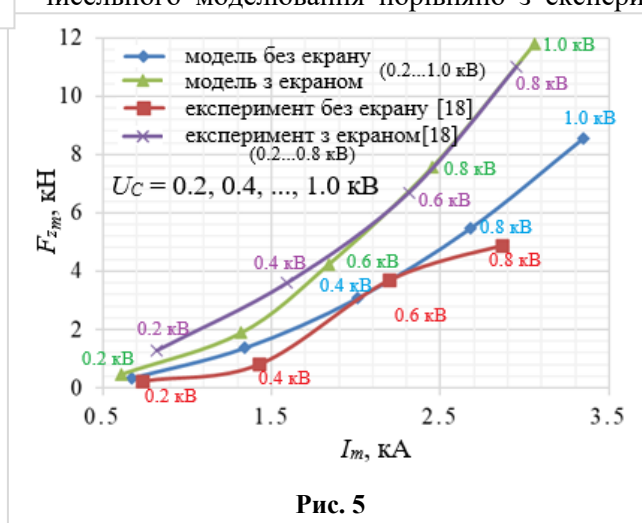


Рис. 5

ментальними даними [18] порівняно з експериментальними даними [18]. Результати чисельного моделювання порівняно з експери-

ментальними даними [18] порівняно з експериментальними даними [18].

Амплітудне значення густини струму j (рис. 6) досягає максимуму близько до моменту часу 0,14 мс, тоді як максимуми для напруженості магнітного поля H та тиску p спостерігаються близько до 1,15 мс. На рис. 8 показано зміну в часі повної магнітної сили, що діє на пластину товщиною 1 мм, як з екраном (штрихові криві), так і без нього (суцільні лінії). Розрахунки виконано за наступними виразами:

Максимум сили F досягається на момент часу $\sim 0,4$ мс. За наявності екрану сила є більшою,

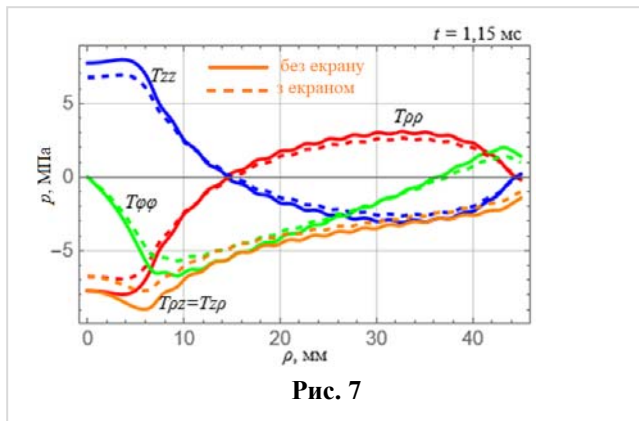


Рис. 7

центруючи дію в аксіальному напрямку.

Аналіз часової динаміки параметрів електромагнітного впливу на алюмінієву пластину (рис. 6, рис. 8) та їхнього просторового розподілу по радіальній координаті (рис. 9) виявив три характерні фази процесу. У момент 0,14 мс спостерігається максимальне амплітудне значення густини струму в пластині ($6 \cdot 10^8$ А/м²), що обумовлено швидким наростанням струму в обмотці індуктора. Максимум об'ємної густини магнітних сил ($1,8 \cdot 10^9$ Н/м³) досягається у момент 0,4 мс, коли густина струму знижується до 85% від максимального амплітудного значення, що свідчить про суттєвий внесок взаємодії первинного магнітного поля індуктора з полем вихрових струмів у пластині. Найбільший магнітний тиск (8,8 МПа) досягається в момент часу 1,15 мс у центральній зоні пластини, де осьова складова магнітної індукції досягає максимуму завдяки геометричній концентрації поля в області з малим діаметром вікна котушки (10 мм). Цей ефект підкреслює важливу роль конфігурації індуктора у формуванні просторового розподілу напружень в алюмінієвій пластині.

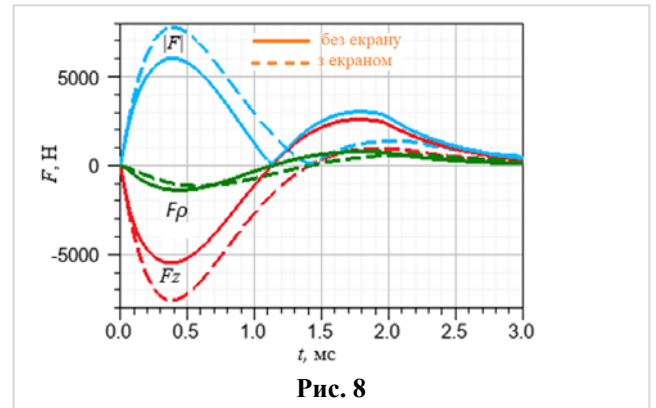


Рис. 8

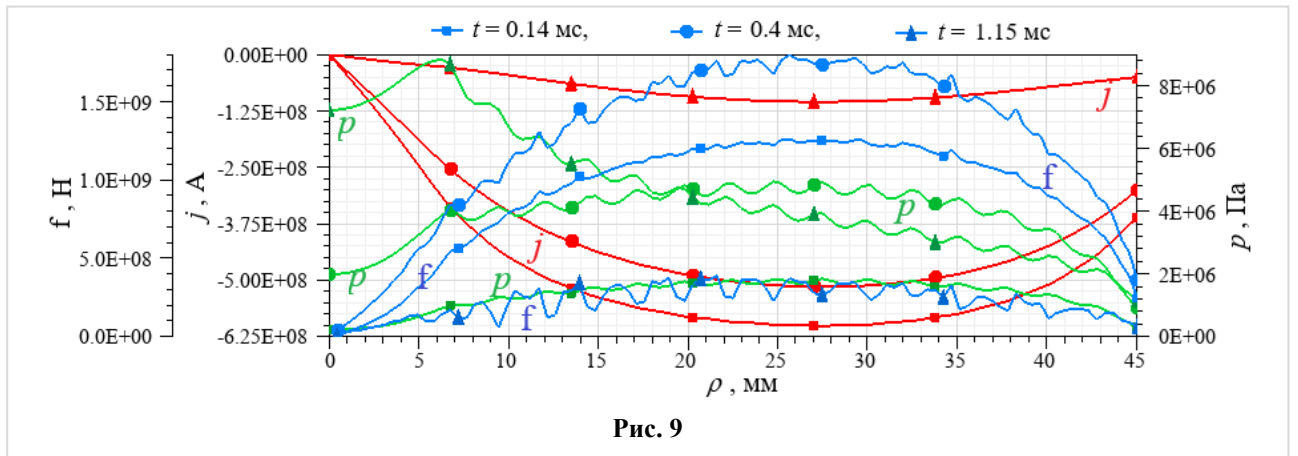


Рис. 9

Висновок. Отримані результати демонструють важливу роль наявності екрануючої пластини та особливостей конструкції індукційної системи у формуванні просторового розподілу електромагнітних параметрів впливу на алюмінієву пластину зі зварним швом. Наявність екрануючої пластини суттєво впливає на розподіл та інтенсивність імпульсних магнітних сил і вихрових струмів у моделі індукційної системи, що досліджується, а також знижує загальну індуктивність в електричному колі на 15% та збільшує активний опір на 31%, що призводить до зменшення амплітудного значення струму на 8%, і до скорочення часу досягнення амплітудного значення на 20%.

Експерименти [9] підтверджують адекватність моделі з певними похибками, які можуть бути пов'язані з невизначеністю параметрів матеріалів або вимірювань. Підтверджено, що за наявності екрануючої пластини аксіальна складова інтегрального значення магнітної сили, що діє на весь об'єм пластини, суттєво збільшується, що було раніше експериментально досліджено. Але моделювання показало, що радіальна складова магнітної сили водночас зменшується.

Встановлено три ключові моменти часу, що характеризують максимальні значення електромагнітних величин у досліджуваній системі: 0,14 мс – максимум густини струму в пластині ($6 \cdot 10^8$ А/м²); 0,4 мс – максимум густини об'ємної магнітної сили ($1,8 \cdot 10^9$ Н/м³); 1,15 мс – максимум магнітного тиску (8,8 МПа). Аналіз просторового розподілу цих величин показав, що у момент часу 0,4 мс основна дія магнітних сил зосереджена у периферійній частині пластини за рахунок сумарної дії первинного поля струмів котушки та вторинного поля вихрових струмів у пластині. При цьому є переважання радіальної складової магнітної індукції. Натомість у момент часу 1,15 мс максимальні напруження спостерігаються у центральній зоні (радіус ~6 мм), що обумовлено геометричною концентрацією магнітного поля в області малого діаметра котушки, де переважає осьова складова магнітної індукції.

Роботу виконано за рахунок державного бюджету в межах теми «Розвиток теорії та моделювання нестационарних електрофізичних процесів в електропровідних і діелектричних середовищах імпульсних електромагнітних систем» (шифр: Бар'єр-3), КПКВК 6541030.

1. Lobanov L.M., Pashchin N.A., Mikhodui O.L., Shlonskyi P.S., Chopyk V.V., Karlov O.M. Elevation of the Fatigue Resistance of Welded Joints by Controlled Synchronization of Electrodynamics Actions. *Materials Science*. 2022. Vol. 58. Pp. 149–156. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11003-022-00643-5>.
2. Rashchepkin A.P., Kondratenko I.P., Karlov O.M., Kryshchuk R.S. Magnetic Forces and Currents of the Inductor for Magnetoimpulse Processing of Welded Joints of Thin Non Magnetic Metals. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 74–79. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2020.05.074>. (Ukr)
3. Kuznetsov N.N. The influence of electric and magnetic pulse action on the thin sheet workpiece. *Obrabotka materialov davleniem*. 2010. No 3(24). Pp. 126–129. URL: [http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/omd/3\(24\)-2010/nomer.html](http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/omd/3(24)-2010/nomer.html) (accessed at 28.08.2025). (Rus)
4. Troitsky A., Stashenko V.I. Advantages of drawing and rolling metals with pulse current. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2020. Vol. 848. 012084. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/848/1/012084>.
5. Hendeniya N., Abeygunawardena G.A., De Silva I., Wickramasinghe S. The tensile electroplasticity of low carbon steel with low amplitude pulse current. *Proc. Moratuwa Engineering Research Conference (MERCon)*, Moratuwa, Sri Lanka, 28–30 July 2020. Pp. 165–169. DOI: <https://doi.org/10.1109/MERCon50084.2020.9185238>.
6. Huang T., Yang F., Xing B.H., Song K.X., Xiang N., Zhang Y.M., Chen X.W., Guo J.Q. Effects of electrical pulse on metal deformation behaviors. *Mater. Res. Express*. 2024. Vol. 11. 032003. DOI: <https://doi.org/10.1088/2053-1591/ad35a9>.
7. Bao W., Chu X., Lin S., Gao J. Electro-plastic effect on tensile deformation behaviour and microstructural mechanism of AZ31B alloy. *Mater. Sci. Technol*. 2017. Vol. 33. No 7. Pp. 836–845. DOI: <https://doi.org/10.1080/02670836.2016.1242272>.
8. Vakulenko I.A., Nadezhdin Y.L., Sokirko V.A., Volchok I.P., Mitiaev A.A. Electric pulse treatment of welded joint of aluminum alloy. *Science and Transport Progress*. 2013. Vol. 4 (46). Pp. 73–82. DOI: <https://doi.org/10.15802/stp2013/16584>.
9. Lobanov L.M., Pashchyn M.O., Mikhodui O.L., Cherkashyn O.V., Solomiichuk T.G., Shl'ons'kyi P.S., Kondratenko I.P. Pulsed Electromagnetic Field Effect on Residual Stresses and Strains of Welded Joints of AMg6 Aluminum Alloy. *Strength Mater*. 2021. Vol. 53. Pp. 834–841. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-022-00350-1>.
10. Vasilev M.A. Features of plastic deformation of metals and alloys in a magnetic field. Overview. *Uspikhy fiziki metaliv*. 2007. Vol. 8. No 1. Pp. 65–105. URL: <https://ufm.imp.kiev.ua/ru/abstract/v08/i01/065.html> (accessed at 28.08.2025). (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/ufm.08.01.065>.
11. Andrea D., Burlata T., Körkemeyer F., Gerstein G., Gibson J.S.K.-L., Sandlöbes-Haut S., Korte-Kerzel S. Investigation of the electroplastic effect using nanoindentation. *Mater. & Des*. 2019. Vol. 183. Pp. 1–10. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.matdes.2019.108153>.
12. Liang L., Pang S., Shao X., Wang C., Jiang P., Chen X. In situ Weak Magnetic-Assisted Thermal Stress Field Reduction Effect in Laser Welding. *Metall. Mater. Trans. A*. 2018. Vol. 49. Pp. 198–209. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11661-017-4408-z>.

13. Ansys Inc. Ansys Maxwell. URL: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-maxwell> (accessed at 28.08.2025).
14. Ansys Inc. Ansys Electronics Desktop (AEDT). URL: <https://www.ansys.com/products/electronics> (accessed at 28.08.2025).
15. Voldek A.I. Liquid metal induction magnetohydrodynamic machines. Leningrad: Energiia, 1970. 272 p. (Rus)
16. Davidson P. An Introduction to Magnetohydrodynamics. Cambridge: Cambridge University Press, 2001. 431 p.
17. Tamm I.E. Theory of electricity: Ucheb. posob. Moskva: Fizmatlit, 2003. 616 p. (Rus)

AXISYMMETRIC MODEL OF INDUCTOR MAGNETIC FIELD FOR RESIDUAL STRESS REDUCTION IN WELDED ALUMINUM PLATES

I.P. Kondratenko¹, R.S. Kryshchuk¹, M.O. Pashchyn²

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, Ukraine.

² E.O. Paton Electric Welding Institute of the NAS of Ukraine, Kazymyr Malevych Str., 11, Kyiv, 03680, Ukraine.

E-mail: dep7ied@ukr.net.

Welded joints in metal structures, particularly those made of aluminum alloys, are prone to residual stress formation, which significantly reduces their strength characteristics and durability. Traditional methods for reducing these stresses are often labor-intensive or insufficiently effective. In this context, the application of pulsed electromagnetic fields (PEMF) presents a promising approach for residual stress mitigation. This study presents a comprehensive approach to investigating the processes occurring during pulsed electromagnetic treatment of welded joints. The primary focus is on developing an axially symmetric model of the inductor's magnetic field and analyzing its effect on aluminum plates. The aim of this study is to determine the distribution of magnetic forces and eddy current density in an aluminum plate using an axisymmetric finite element model of the inductor, implemented with explicit consideration of the proximity effect and skin effect in the winding conductors. The research includes analysis of the shielding plate's influence on the intensification of these parameters and validation of the results through comparison of numerical simulations with experimental data. An axially symmetric model of the induction system was developed in a cylindrical coordinate system based on Maxwell's equations. The inductor's pulsed current was modeled via Kirchhoff's second law and FEM-based simulations in ANSYS Maxwell 2D. The volumetric density of magnetic force in the plate was calculated as the Lorentz force using the standard form of the divergence of Maxwell's stress tensor. The influence of the shielding plate on the intensification of magnetic forces, current density, and magnetic pressure was analyzed. Numerical simulation results were compared with experimental data for verification. The resistance and inductance of the system were determined for different current frequencies with and without the shielding plate. The study identified peak time instants for maximum values of magnetic field strength, eddy current density, magnetic force density, and magnetic pressure. The radial distribution of eddy current density, magnetic force density, and magnetic stress on the plate surface was analyzed. The simulation results showed good agreement with experimental data, confirming the model's adequacy. References 17, figures 9.

Keywords: pulsed electromagnetic field, residual stresses, eddy currents, magnetic force, axially symmetric model, numerical simulation.

Надійшла 09.06.2025
Остаточний варіант 11.08.2025

**ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СТІЙКОСТІ ТА ЯКОСТІ РЕГУЛЮВАННЯ СИСТЕМИ
ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПІДВІСУ В УМОВАХ ПАРАМЕТРИЧНИХ І КООРДИНАТНИХ
ЗБУРЕНЬ НА ОСНОВІ ВИКОРИСТАННЯ УТОЧНЕНОЇ НЕЛІНІЙНОЇ МОДЕЛІ
ЕЛЕКТРОМАГНІТУ І МЕТОДІВ МОДАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ**

В.І. Теряєв^{1*}, канд. техн. наук, **М.М. Желінський**^{1**}, канд. техн. наук,
Б.І. Приймак^{1***}, канд. техн. наук, **О.А. Зайченко**^{2****}, канд. техн. наук
¹ НТУ України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.
E-mail: kpivvit@gmail.com; mykola.zhelinskiyi@gmail.com; b.i.pryymak@gmail.com.
² Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: tems@ukr.net.

Роботу присвячено актуальній проблемі – побудові удосконалених систем автоматичного керування (САК) положенням в системах електромагнітного підвісу (левітації). Отримано деталізовану нелінійну математичну модель електромагніту постійного струму, яка враховує його структурну нестійкість та односпрямованість тягового зусилля, а також залежність параметрів від робочого зазору. Постановка задачі синтезу сформульована у класі систем слідуючого та програмного керування. Синтезовано астатичний модальний регулятор положення і спостерігач стану, який здійснює оцінку невимірюваної швидкості для використання її як зворотній зв'язок. Шляхом математичного моделювання проведено дослідження синтезованої САК. Доведено, що використання модального керування забезпечує не лише стійкість електромагнітного підвісу, а й високі показники якості його статичних і динамічних режимів. Підтверджено, що в системі наявний астатизм 1-го порядку щодо завдання та збурення за зусиллям і 2-го порядку щодо збурення за положенням. Встановлено, що показники якості перехідних процесів, а також добротність за швидкістю і частота пропускання відповідають заданим у всьому робочому діапазоні зміни робочого зазору. Виявлено негативний вплив змінних параметрів об'єкта на якість керування в разі істотного збільшення або зменшення робочого зазору по відношенню до номінального значення. Загалом результати досліджень підтверджують високі показники якості функціонування синтезованої САК системи електромагнітної левітації. Бібл. 19, рис. 11, табл. 3.

Ключові слова: електромагніт постійного струму, електромагнітна левітація, нелінійна модель, структурна нестійкість, астатичне модальне керування, спостерігач стану, синтез, дослідження, моделювання.

Вступ. Електромагнітний підвіс (ЕМП), який є основою електромагнітної левітації, є перспективною технологією, що забезпечує утримання та переміщення об'єктів у просторі без механічного контакту з ними та опорною поверхнею. Принцип дії таких систем полягає у створенні магнітного поля, яке взаємодіє з магнітними або феромагнітними частинами підвішеного об'єкта і компенсує силу тяжіння, що дає змогу об'єкту перебувати в стані стійкої рівноваги або керованого руху в просторі.

ЕМП має ряд істотних переваг у порівнянні з традиційними методами підтримки та переміщення об'єктів у просторі: практична відсутність механічного тертя та зношування, демпфування вібрацій, безконтактне керування положенням об'єкта з підвищеною точністю. Ці властивості зумовлюють його досить широке застосування у різних сферах діяльності людини.

В даний час створена та продовжує розроблятися значна кількість транспортних і промислових систем, що використовують явища левітації. Найбільш відомими з них є системи високошвидкісного наземного транспорту на «магнітній подушці» з лінійним електроприводом, що забезпечують рух зі швидкістю 350 – 500 км/год без механічного контакту зі шляховою структурою. Одним із варіантів технічних рішень проекту вакуумного поїзда Hyperloop також є використання

© Теряєв В.І., Желінський М.М., Приймак Б.І., Зайченко О.А., 2025

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-8634-0895>; ** <https://orcid.org/0000-0003-4862-1802>;

*** <https://orcid.org/0000-0001-7680-8565>; **** <https://orcid.org/0000-0001-9311-3378>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

магнітного підвісу. Магнітне підвішування у промисловості знаходить застосування у безконтактних магнітних підшипниках, ультрацентрифугах, електромеханічних накопичувачах енергії, аеродинамічних трубах, пристроях віброзахисту особливо точних приладів, космічній техніці, тактильних датчиках. У медицині магнітну левітацію використовують у елементах конструкцій хірургічних операційних столів, кров'яних насосів, мікророботів. Знаходить вона застосування також у іграшках та розвагах (літаючий глобус, левітрон, цирковий реквізит) [1–3].

Тематика магнітного підвішування є актуальною і затребуваною, що підтверджується значною кількістю опублікованих наукових досліджень [1–13]. Але, незважаючи на очевидні переваги ЕМП, під час його реалізації виникають не вирішені проблеми, пов'язані з подоланням структурної нестійкості електромагніту постійного струму, нелінійністю його характеристик, високою чутливістю системи до параметричних та координатних збурень, впливу зовнішніх факторів, складністю синтезу управління без точної моделі, що відмічається в роботах [1–6, 8, 10, 14]. Авторами статті запропоновано новий підхід, який вирішує ці завдання на основі уточненої моделі силового електромагніту в поєднанні з удосконаленими алгоритмами управління, що підвищують запас стійкості магнітного підвісу і його якісні показники.

Забезпечення стійкості залишається одним із ключових завдань, що стоять перед розробниками та дослідниками в галузі систем ЕМП. Проблема стійкості обумовлена як фізичними обмеженнями, пов'язаними із теоремою Ірншоу, так і необхідністю управління динамікою об'єкта в умовах зовнішніх впливів з високою швидкістю обробки інформації для коригування магнітного поля.

У більшості сучасних систем ЕМП використовується активне керування, яке регулює силу магнітного поля за допомогою датчиків, що відстежують положення підвішеного об'єкта. Найбільш поширеним зараз є пропорційно-інтегрально-диференціальне (ПІД) управління ЕМП, яке формує керуючу дію залежно від відхилення регульованої координати (зазору) та швидкості її зміни [10, 14, 15].

Дана стаття присвячена аналізу фізичних основ електромагнітної левітації, а також обґрунтуванню застосування нових сучасних підходів до вирішення завдань стійкості та якості регулювання в системах ЕМП. Ця тема охоплює відразу кілька напрямів: електромеханічні системи, управління нелінійними об'єктами та сучасні методи синтезу керуючих впливів.

Метою дослідження є забезпечення стійкості та якості регулювання системи ЕМП за рахунок застосування уточненої моделі електромагніту у поєднанні з методами модального керування та спостереження стану за умов урахування структурної нестійкості та нелінійних властивостей керованого об'єкта.

Нелінійна математична модель об'єкта керування. Лінійну модель електромагніту постійного струму в системі магнітного підвішування наведено в [14, 16]. Але для розв'язання поставленої задачі синтезу та дослідження САК необхідно отримати деталізовану нелінійну модель об'єкта керування (ОК). Установка магнітної левітації, яка являється об'єктом керування, включає електромагніт постійного струму, до якоря якого прикріплений корисний вантаж, а також керований перетворювач постійної напруги, що живить обмотку електромагніту.

Спочатку виведемо нелінійні рівняння електромагніту, виходячи із припущень, що його магнітна система ненасичена, вихрові струми в магнітному колі відсутні, а потоками розсіювання можна знехтувати.

Схему електромагніту наведено на рис. 1. Прикладена до обмотки напруга U врівноважується падінням напруги на опорі обмотки та протиЕРС самоіндукції E_c згідно з виразом

$$U = rI + E_c = rI + w \frac{d\Phi}{dt}, \quad (1)$$

де r – опір обмотки; I – струм обмотки; w – кількість витків обмотки; Φ – робочий магнітний потік.

Магнітний потік в робочому зазорі електромагніту дорівнює

$$\Phi = \frac{Iw}{R_\delta} = Iw \frac{\mu_o S_T}{2\delta}, \quad (2)$$

де Iw – намагнічувальна сила обмотки; $R_\delta = 2\delta/(\mu_o S_T)$ – магнітний опір двох робочих зазорів П-подібного електромагніту (рис. 1); δ – робочий зазор електромагніту; μ_o – абсолютна магнітна проникність вакууму; S_T – площа торця полюса магнітопроводу.

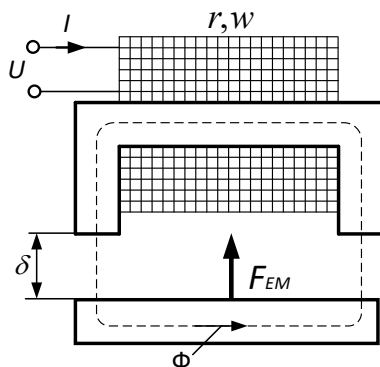


Рис. 1

Підставимо (2) в (1) та отримаємо рівняння балансу напруг в електричній частині, яке не залежить від магнітного потоку, а залежить від струму та зазору

$$U = rI + \frac{w\mu_o S_T}{2} \frac{d}{dt} \left(\frac{I}{\delta} \right). \quad (3)$$

Взявши похідну від (3), отримуємо нелінійне диференціальне рівняння струму якоря

$$\frac{dI}{dt} = \frac{2\delta}{w^2\mu_o S_T} (-rI + U) + \frac{I}{\delta} v, \quad (4)$$

де $v = d\delta/dt$ – швидкість зміни зазору.

Для виведення рівнянь динаміки механічної частини ОК потрібно визначити силу тяги електромагніту. З цією метою скористаємося модифікованою формулою Максвелла, яка враховує зменшення тягового зусилля електромагніту внаслідок нерівномірного розподілу індукції в робочому зазорі

$$F_{EM} = k_n \frac{\Phi^2}{\mu_o S_T} = \frac{\Phi^2}{2\mu_o S_T}, \quad (5)$$

де F_{EM} – сила тяги електромагніту; k_n – поправочний коефіцієнт, що враховує наявність потоків випучування, неоднорідність поля в зазорі та насичення магнітопроводу. Для тягових електромагнітів значення k_n можуть лежати в діапазоні (0.9...0.5). В рівнянні (5) застосовано значення $k_n = 0,5$ з урахуванням значної величини робочого зазору електромагніту 15 мм, яке відповідає параметрам прототипу, прийнятого для дослідження (табл. 1).

Таблиця 1

Параметри електромагніту	Значення	Параметри електромагніту	Значення
Номинальний зазор, δ_n	0,015 м	Площа полюса, S_T	0,055 м ²
Номинальне зусилля, F_{EMn}	20·10 ³ Н	Кількість витків обмотки, w	310
Номинальна напруга, U_n	75 В	Опір обмотки, r	1 Ом
Номинальний струм, I_n	75 А	Напруга живлення ПН, $U_{ж}$	540 В
Номинальна потужність, P_n	5,6·10 ³ Вт		

Підставимо магнітний потік з рівняння (2) в рівняння (5). В результаті отримаємо залежність зусилля електромагніту від струму та зазору

$$F_{EM} = \frac{w^2\mu_o S_T}{8} \frac{I^2}{\delta^2}. \quad (6)$$

З рівняння (6) випливає, що зусилля електромагніту прямо пропорційне квадрату струму і зворотно пропорційне квадрату зазору. Звідси також видно, що у разі зменшення зазору за рахунок зміни магнітної провідності збільшується зусилля електромагніту. Саме це є фізичною причиною нестійкості електромагніту постійного струму. Ще одною особливістю електромагніту є те, що його зусилля не залежить від напрямку струму в обмотці і завжди притягальне.

Рівняння механічного руху якоря електромагніту ґрунтується на балансі всіх діючих сил згідно з другим законом Ньютона

$$-F_a = F_{EM} - F_{mg}, \quad (7)$$

де F_{mg} – сила тяжіння; $F_a = m \frac{d^2\delta}{dt^2}$ – динамічне зусилля електромагніту. Знак «-» перед F_a в (7) враховує ту обставину, що додатний приріст сили електромагніту викликає від'ємний приріст зазору

$$-m \frac{d^2\delta}{dt^2} = \frac{w^2\mu_o S_T}{8} \frac{I^2}{\delta^2} - mg, \quad (8)$$

де $m = m_a + m_g$ – сумарна маса якоря та корисного навантаження; $g = 9.81$ м/с² – прискорення вільного падіння.

Рівняння (8) є нелінійним диференціальним рівнянням 2-го порядку, яке пов'язує зазор δ зі струмом I . Сила тяжіння F_{mg} в разі постійної маси об'єкта є сталою. Ця сила протидіє силі тяги електромагніту F_{EM} . Умовою руху об'єкта вгору є виконання нерівності $F_{EM} > F_{mg}$.

Напруга обмотки електромагніту формується транзисторним перетворювачем напруги (ПН) з широтно-імпульсною модуляцією. Враховуючи, що частота модуляції складає декілька кГц, в динаміці ПН можна розглядати як пропорційну ланку. У цьому разі напруга обмотки визначатиметься як

$$U = K_u u,$$

де u – керуюча величина, K_u – коефіцієнт передачі ПН.

Зробимо деяке термінологічне уточнення. Оскільки ярі електромагніту є частиною левітуючого тіла (ЛТ), то зазор між ярком і осердям можна трактувати як положення ЛТ відносно осердя. Тому терміни «зазор електромагніту» та «положення левітуючого тіла» у цій статті вважаються ідентичними.

Об'єднавши рівняння ПН з рівняннями (8) та (4), отримаємо систему нелінійних диференціальних рівнянь ОК у формі Коші

$$\begin{aligned} \frac{d\delta}{dt} &= v, \\ \frac{dv}{dt} &= -\frac{1}{m} \left(\frac{w^2 \mu_0 S_T}{8} \frac{I^2}{\delta^2} - mg \right), \\ \frac{dI}{dt} &= \frac{2\delta}{w^2 \mu_0 S_T} (-rI + K_u u) + \frac{I}{\delta} v, \end{aligned} \quad (9)$$

де змінними стану є зазор електромагніту δ , швидкість якоря v та струм обмотки I .

Система диференціальних рівнянь (9) є нелінійною. Перші два рівняння описують механічний рух, а третє – відображає електромагнітні процеси. З останнього рівняння можна записати вирази для індуктивності електромагніту L та його сталої часу T у вигляді

$$L(\delta) = \frac{w^2 \mu_0 S_T}{2\delta}, \quad T(\delta) = \frac{L(\delta)}{r}. \quad (10)$$

На рис. 2 зображено структурну схему об'єкту керування, яку побудовано за системою рівнянь (9) із врахуванням діючих на об'єкт збурень за зусиллям F_G і положенням δ_3 . Присутність у структурній схемі шести елементів множення та ділення говорить про суттєву складність нелінійного об'єкта. На структурній схемі рис. 2 наявні три зворотних зв'язки – за струмом, за швидкістю і за положенням, останній з яких додатний. Зворотний зв'язок за швидкістю відображає проти-ЕРС в обмотці електромагніту, яка виникає під час руху якоря. Наявність додатного зворотного зв'язку за положенням призводить до структурної нестійкості електромагніту.

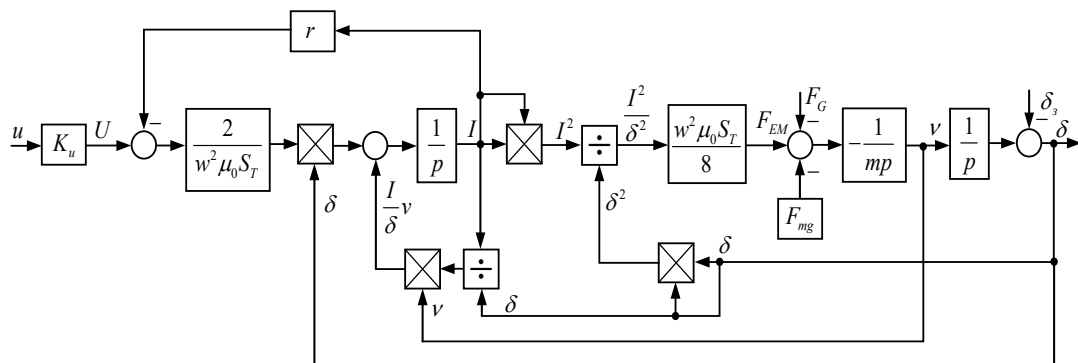


Рис. 2

Принцип роботи системи електромагнітної левітації [1–3, 11–14]. На рис. 3 показано функціональну схему САК, що включає керуючий пристрій КП, перетворювач напруги ПН та електромагніт постійного струму, ярі якого з корисним вантажем є левітуючим тілом.



Зауважимо, що у поліномі знаменника коефіцієнт при операторі p у 1-му степені дорівнює нулю, а вільний член від'ємний. Це характерна ознака структурної нестійкості об'єкта.

Для синтезу астатичного модального регулятора необхідно доповнити опис ОК рівнянням інтегратора у колі помилки системи керування $e = \delta^* - \delta$, де δ^* – сигнал завдання. В результаті отримаємо модель розширеного ОК 4-го порядку у вигляді рівнянь (11), де матриця стану, вектори входу і виходу дорівнюють

$$A_i = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad B_i = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C_i = [C \ 0], \quad (14)$$

а вектор стану $x_i = (x_1, x_2, x_3, x_4)^T$, де $x_1 = \delta$, $x_2 = v$, $x_3 = I$, $x_4 = e$.

Постановка задачі синтезу системи автоматичного керування. Призначенням САК є відпрацювання як постійного, так і змінюваного завдання положення левітуючого об'єкта за наперед відомою або невідомою залежністю в умовах дії збурень. Тому проєктована САК може бути віднесена до класу систем програмного керування чи слідкуючих систем. Вимоги до САК сформулюємо у вигляді заданих показників якості керування у часовій та частотній областях, що відповідають робочому режиму високошвидкісного транспортного екіпажу з ЕМП (див. табл. 2).

Таблиця 2

Показники якості САК	Задані значення
Час регулювання t_p , с	≤ 0.1
Перерегулювання σ , %	≤ 1
Статичні помилки від дії збурень, мм	0
Добротність за швидкістю K_v , с ⁻¹	≥ 22
Частота пропускання ω_n , с ⁻¹	≥ 35
Робочий діапазон положень ЛТ, мм	8÷22

Синтез алгоритму керування положенням левітуючого тіла. Враховуючи вказані вимоги до проєктованої системи, а також структурну нестійкість та нелінійність ОК, під час побудови САК перспективно застосувати алгоритм астатичного модального керування [17, 18]. Щоб уможливити замикання зворотного зв'язку за невимірюваною координатою, доцільно використати спостерігач стану Люенбергера. Отже, здійснимо синтез астатичного модального регулятора і спостерігача стану САК.

Синтез астатичного модального регулятора. Основна ідея модального управління полягає у формуванні керуючого впливу так, щоб власні значення коренів системи знаходилися у потрібних точках комплексної площини. Це дає можливість точного налаштування статичних режимів і перехідних процесів.

Процедура синтезу астатичного модального регулятора стану включає наступні **4 кроки**.

Крок 1. Отримання опису розширеного ОК. Розширений об'єкт в просторі стану описується рівнянням (11), де матриця стану, вектори входу і виходу відповідають (14).

Крок 2. Перевірка керованості розширеного об'єкта. Знайдемо матрицю керованості $Q_c = [B_i : A_i B_i : A_i^2 B_i : A_i^3 B_i]$ та її ранг. Оскільки ранг Q_c дорівнює порядку розширеного ОК, то цей об'єкт повністю керований. Отже задача синтезу може бути успішно розв'язана.

Крок 3. Вибір бажаного характеристичного поліному замкнутої системи. Задля формування заданих показників якості використаємо біноміальний поліном $(p + \omega_0)^n$ для об'єкта 4-го порядку

$$H(p) = p^4 + 4\omega_0 p^3 + 6\omega_0^2 p^2 + 4\omega_0^3 p + \omega_0^4, \quad (15)$$

де ω_0 – характеристична частота, яка визначає швидкість системи. У системі з таким характеристичним поліномом буде аперіодичний перехідний процес, що задовольняє вимоги до САК.

Задля визначення характеристичної частоти ω_0 запишемо наступні нерівності [17]:

$$\omega_{01} \geq 7.8/t_p; \quad \omega_{02} \geq K_v/0.25; \quad \omega_{03} \geq \omega_n/0.44; \quad \omega_0 \geq \max(\omega_{01}, \omega_{02}, \omega_{03}). \quad (16)$$

Підставивши у нерівності (16) показники якості, які задані у вимогах до системи в табл. 2, отримаємо значення характеристичної частоти $\omega_0 = 90 \text{ с}^{-1}$.

Крок 4. Отримання коефіцієнтів астатичного модального регулятора. Алгоритм керування з використанням астатичного модального регулятора має вигляд

$$u = -K_1 I - K_2 v - K_3 \delta - K_4 \int e dt, \quad (17)$$

де $\mathbf{K} = [K_1 \ K_2 \ K_3 \ K_4]$ – вектор-рядок коефіцієнтів регулятора. Числові значення коефіцієнтів регулятора дістанемо за допомогою функції **acker()** з програмного пакету MATLAB, яка ґрунтується на формулі Акермана [17].

Синтез спостерігача стану. Сигнал швидкості, необхідний для функціонування регулятора, зазвичай отримують шляхом диференціювання сигналу положення. Проте такий підхід часто супроводжується значними технічними труднощами внаслідок посилення завад та обмеження амплітуди похідної сигналу під час реального диференціювання. Альтернативне рішення полягає в оцінюванні швидкості за допомогою спостерігача стану Люєнберґера. Це дасть можливість використати в астатичному модальному регуляторі замість фактичної швидкості її оцінку.

Синтез спостерігача стану проведемо за наступні **4 кроки**.

Крок 1. Перевірка ОК на спостережуваність. Знайдемо матрицю спостережуваності $\mathbf{Q}_o = [\mathbf{C} \ \mathbf{C}\mathbf{A} \ \mathbf{C}\mathbf{A}^2]^T$ та її ранг. Позаяк ранг $\mathbf{Q}_o$ та порядок об'єкта однакові, то ОК повністю спостережуваний.

Крок 2. Запис математичної моделі спостерігача. Оскільки спостерігач стану відтворює динаміку лінеаризованого об'єкта (11), то його моделлю будуть рівняння

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u, \\ \hat{y} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}, \end{cases} \quad (18)$$

де $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{\delta}, \hat{v}, \hat{I})^T$ – вектор оцінок змінних стану об'єкта; $\hat{y} = \hat{\delta}$ – оцінка виходу об'єкта.

Крок 3. Опис замкненого спостерігача. Динаміка спостерігача зі зворотним зв'язком описується наступними векторно-матричними рівняннями:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}e_o, \\ \hat{y} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}, \end{cases} \quad (19)$$

де $\mathbf{L}$ – вектор коефіцієнтів зворотного зв'язку спостерігача; $e_o = y - \hat{y}$ – помилка оцінювання.

Крок 4. Вибір бажаного характеристичного поліному замкненого спостерігача. Як відомо, динамічні процеси в спостерігачі повинні відбуватися швидше, ніж у системі керування об'єктом. Зазвичай швидкодія спостерігача встановлюється у 2-4 рази вищою за швидкодію самої системи [19]. Отже, бажаним характеристичним поліномом спостерігача обираємо біноміальний поліном 3-го порядку $p^3 + 2\omega_0 p^2 + 2\omega_0^2 p + \omega_0^3$, в якому $\omega_0 = 360 \text{ c}^{-1}$.

Крок 5. Отримання коефіцієнтів зворотного зв'язку спостерігача. Вектор коефіцієнтів зворотного зв'язку $\mathbf{L}$ спостерігача розрахуємо за допомогою функції **acker()**, яка вже застосовувалася вище. На рис. 5. показано структурну схему синтезованого спостерігача стану.

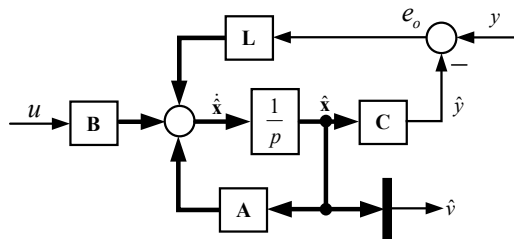


Рис. 5

Виходячи із вище викладеного матеріалу, побудовано структурну схему САК, яку зображено на рис. 6. Ця схема включає нелінійний ОК (рис. 2), астатичний модальний регулятор (17), де замість фактичної швидкості v використовується її оцінка $\hat{v}$, та спостерігач стану (19).

Дослідження синтезованої САК шляхом математичного моделювання. Задля дослідження статичних та динамічних характеристик САК в Simulink було складено модель у відповідності до структурної схеми, що зображена на рис. 6. Обмеження напруги електромагніту U під час моделювання здійснювалося на рівні $\pm 540 \text{ В}$. Дослідження полягало у виконанні дослідів Д1-Д5.

Д1 – пуск системи та функціонування у робочому діапазоні положень (рис. 7). У досліді виконується початкова стабілізація левітуючого тіла із відтворенням наступної практичної ситуації. Спочатку якір з вантажем механічно зафіксовано на відстані 1 мм від осердя. В момент часу $t=0$ фіксація знімається, і якір починає рух у вільному падінні. Водночас вводиться в дію САК, яка «влловлює» левітуюче тіло і стабілізує його положення на заданому номінальному рівні $\delta^* = 15 \text{ мм}$. Як видно із графіка, процес початкової стабілізації положення має аперіодичний характер.

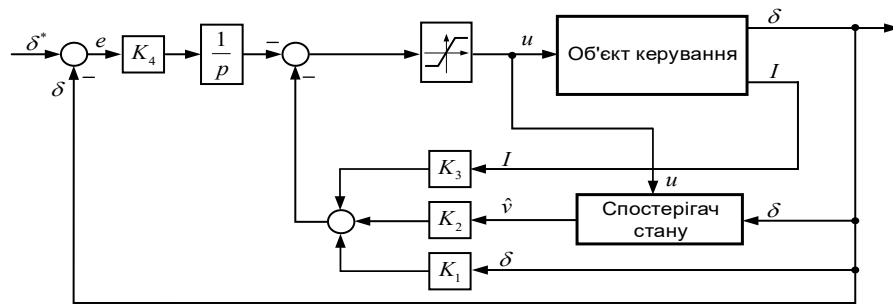


Рис. 6

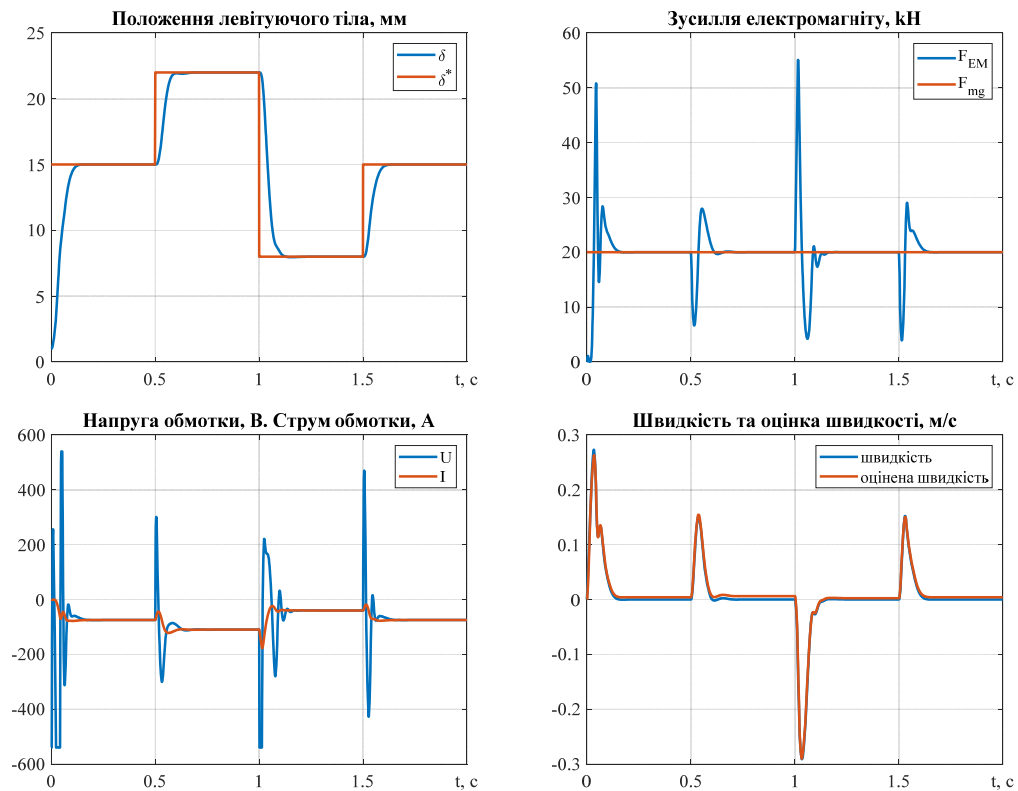


Рис. 7

В інтервалі $t \in [0.5, 1.5]$ с система відпрацьовує стрибкоподібні зміни завдання положення у межах $\delta^* = 15 \pm 7$ мм. Наведені на рис. 8 графіки підтверджують працездатність САК у робочому діапазоні положень 8 – 22 мм. При цьому в системі забезпечуються необхідні показники якості перехідних процесів: за кривою $\delta(t)$ бачимо, що перерегулювання $\sigma \approx 0.7\%$, а час регулювання $t_p \approx 0.096$ с. Рис. 7 також засвідчує високу якість оцінювання швидкості спостерігачем стану.

Д2 – компенсування системою збурень за положенням та зусиллям (рис. 8). В момент часу $t=0$ система перебуває в усталеному режимі, відпрацьовуючи завдання $\delta^* = 15$ мм. За $t=0.5$ с і $t=1$ с на об'єкт діє стрибкоподібне збурення за положенням $\delta_s(t)$, значення якого дорівнює відповідно +1 мм та -1 мм. Далі, в момент часу $t=1.5$ с відбувається накид зусилля $F_G(t)$ на рівні 50% від номіналу, а за $t=2$ с це зусилля скидається до нуля.

Із рис. 8 видно, що система компенсує збурення за положенням та зусиллям з нульовою статичною помилкою, тобто САК є астатичною. При цьому 1-й порядок астатизму системи щодо всіх зовнішніх дій забезпечується регулятором. А інтегральна ланка в об'єкті (рис. 2) збільшує порядок астатизму щодо збурення за положенням до 2-го. Динамічне відхилення керованої величини від завдання $\max|e(t)|$ у разі дії збурення за положенням не перевищує 1 мм, а за зусиллям – 0.5 мм.

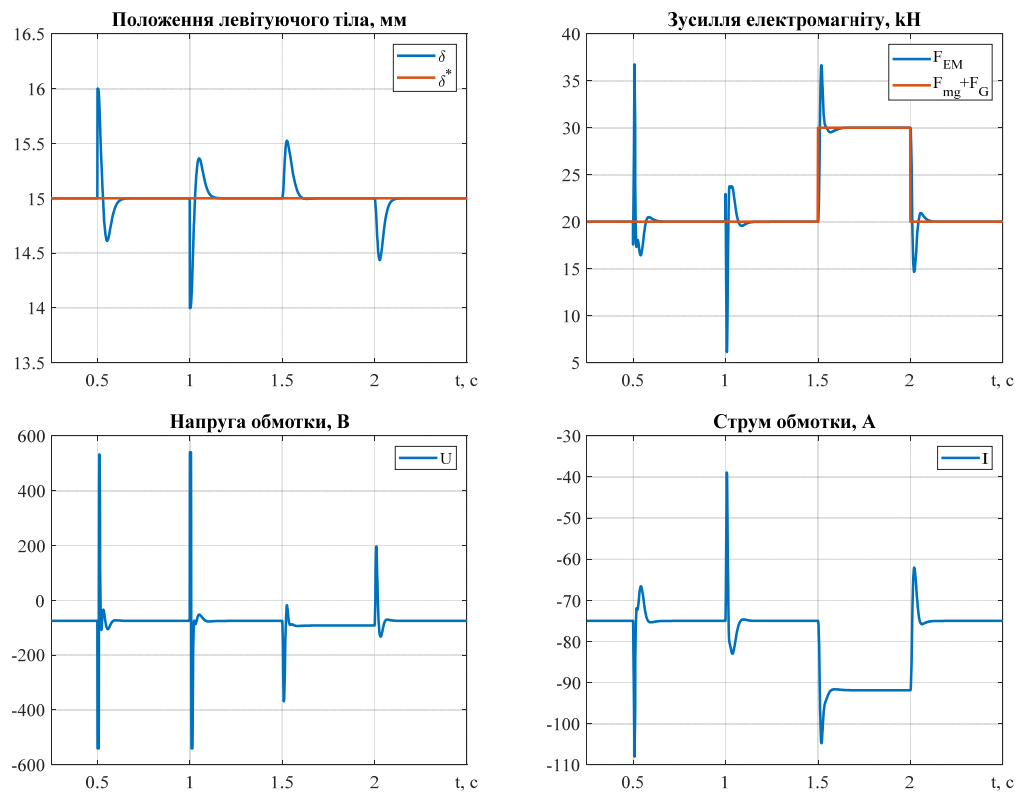


Рис. 8

ДЗ – реакція САК на лінійне завдання (рис. 9). При $t=0$ у системі існує усталений режим за $\delta^* = 10$ мм. На інтервалі $t \in [0.4, 1.6]$ с йде відпрацювання лінійно-наростаючого завдання $\delta^*(t) = 10 + vt$ зі швидкістю $v = 10$ мм/с, а за $t > 1.6$ с завдання стає постійним $\delta^* = 22$ мм.

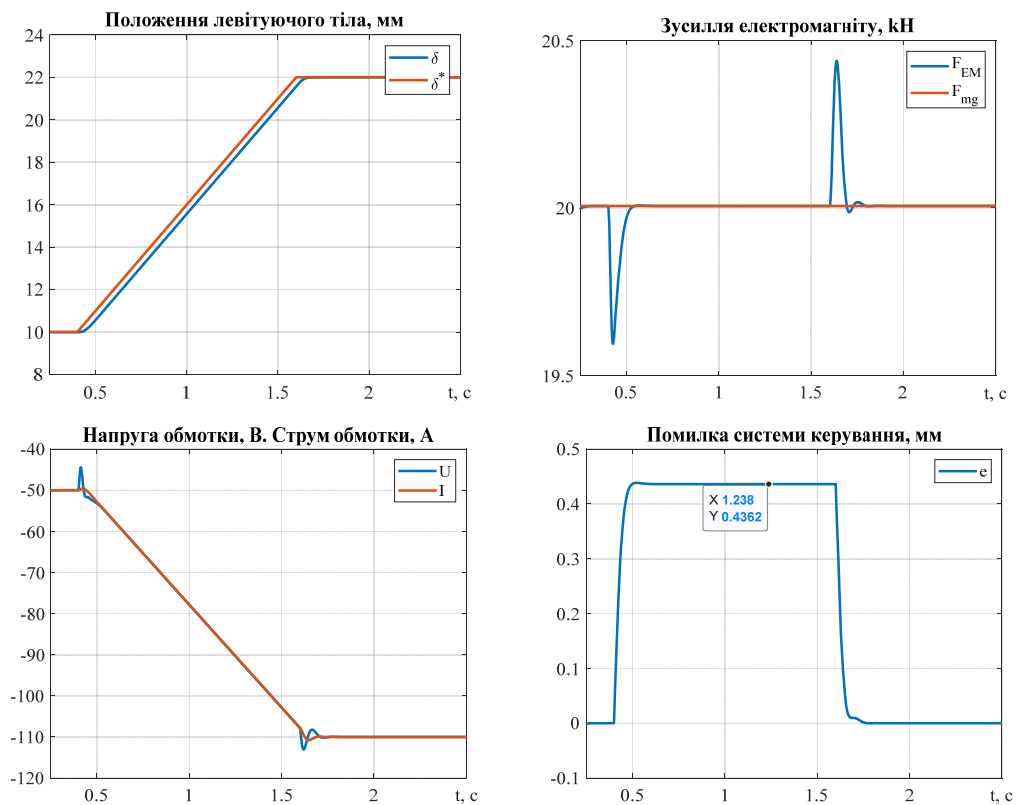


Рис. 9

Наведені графіки показують, що в кривій положення під час переходу від лінійного до постійного завдання будь-які коливання і перерегулювання відсутні. Віддалення якоря від осердя електромагніту супроводжується відповідним плавним зростанням модулів напруги та струму обмотки.

Згідно з рис. 9 усталене значення помилки $e_{yct} = 0.43$ мм. Отже, добротність системи за швидкістю $K_v = v/e_{yct} = 23$ с⁻¹.

Д4 – реакція САК на гармонічне завдання (рис. 10). В момент часу $t=0$ система перебуває в усталеному режимі за $\delta^* = 15$ мм. Починаючи з $t=0.4$ с, на САК подається гармонічне завдання $\delta^*(t) = 15 + a_\delta \sin(\omega t)$ з амплітудою $a_\delta = 1$ мм та частотою $\omega = 39$ с⁻¹.

Аналіз графіків показує, що за одиничної амплітуди гармонічного сигналу на вході системи, амплітуда на її виході в усталеному режимі сягає $a_y = 0.72$ мм. Оскільки $a_y/a_\delta > 0.707$, то САК має частоту пропускання $\omega_n > 39$ с⁻¹.

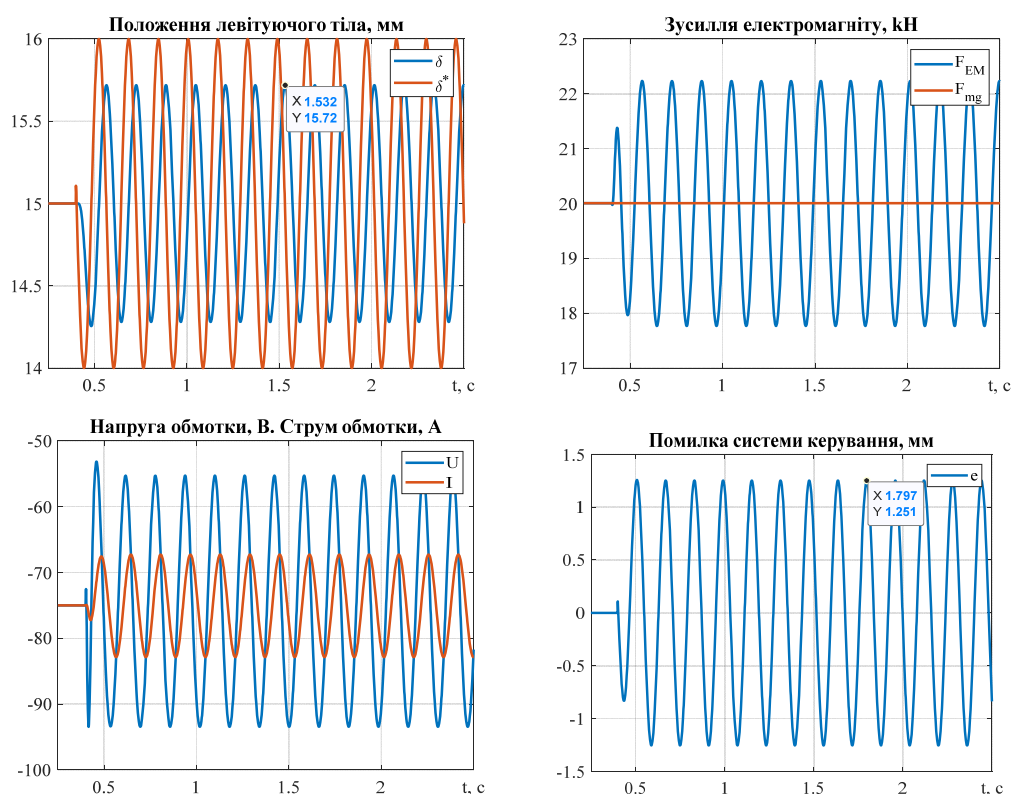


Рис. 10

Д5 – вплив на якість керування змінних параметрів ОК (рис. 11). В момент часу $t=0$ система перебуває в усталеному режимі, відпрацьовуючи завдання $\delta^* = 10$ мм. Починаючи з $t=0.5$ с відбувається послідовне зменшення завдання положення до значень $\delta^* = 5$ мм, 4 мм, 3 мм, 2.5 мм.

Із наведених на рис. 11 графіків видно, що зі зменшенням завдання в САК з'являються коливання, які поступово зростають аж до втрати стійкості системи за $\delta^* = 2.5$ мм. Таке погіршення якості керування пояснюється тим, що, згідно з (10), індуктивність обмотки $L(\delta)$ та стала часу $T(\delta)$ знаходяться в обернено-пропорційній залежності від положення δ . За $\delta = 2.5$ мм дані параметри збільшуються в $15/2.5 = 6$ разів відносно своїх номінальних значень, і САК стає нестійкою. Дане явище має і експериментальне підтвердження.

Додаткова перевірка реакції системи на серію координатних збурень по зазору, які можуть виникати в процесі руху транспортного засобу, показала, що задля збереження стійкості системи ЕМП амплітуда цих збурень не повинна перевищувати 3 мм.

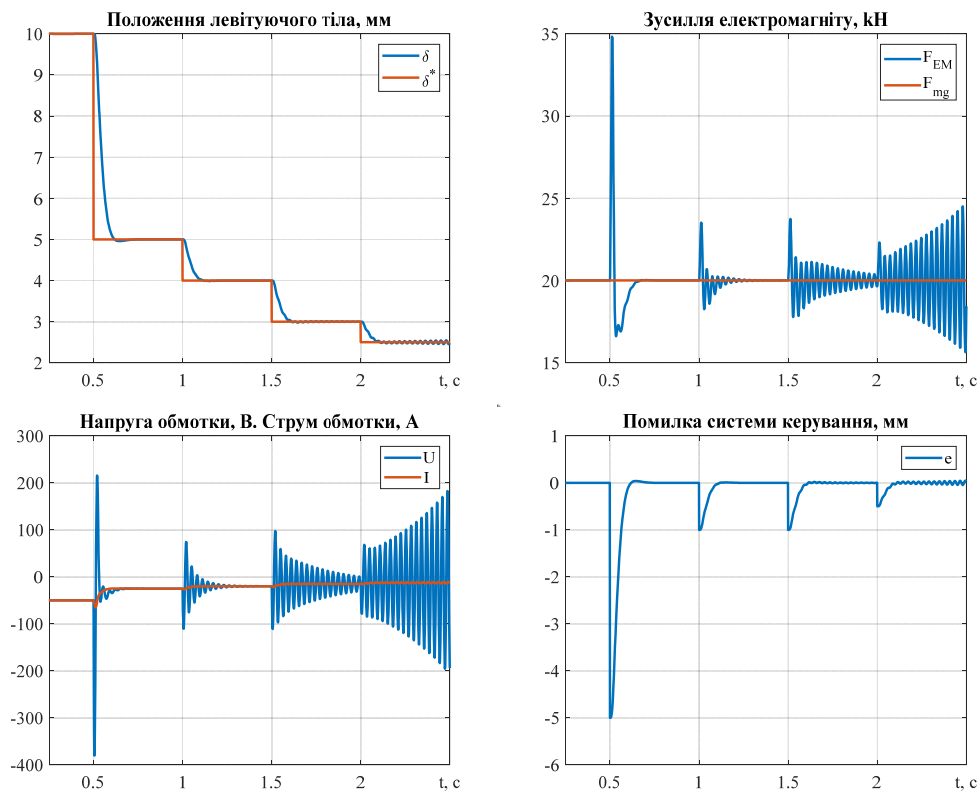


Рис. 11

За результатами дослідження впливу зміни робочого зазору можна зробити висновок, що у разі істотного відхилення левітуючого об'єкту від номінального положення, зміни індуктивності обмотки та сталої часу електромагніту можуть значно погіршити якість керування та призвести до нестійкості САК. Вирішення цієї проблеми можливе у разі застосування методів адаптивного керування.

Задля зручності порівняння показників якості керування, які були задані під час постановки задачі синтезу, та показників, які отримані у синтезованій системі, зведемо їх у табл. 3.

Таблиця 3

Показники якості САК	Задані значення	Отримані значення
Час регулювання t_p , с	≤ 0.1	0.096
Перерегулювання σ , %	≤ 1	0.7
Статичні помилки від дії збурень, мм	0	0
Добротність за швидкістю K_v , с^{-1}	≥ 22	23
Частота пропускання ω_n , с^{-1}	≥ 35	39
Робочий діапазон положень ЛТ, мм	8÷22	8÷22

Таким чином, виходячи із наведених у порівняльній табл. 3 даних, можна зробити висновок, що синтезована САК установки магнітної левітації з астатичним модальним регулятором та спостерігачем стану за своїми показниками якості повністю задовольняє вихідні вимоги до неї.

Висновки.

1. ЕМП є високоефективною і перспективною технологією, що забезпечує управління положенням об'єктів у просторі без механічного контакту. Однак для успішного застосування цієї технології необхідний високий ступінь стійкості та якості регулювання системи, що потребує комплексного підходу до вирішення завдань управління. Тому вдосконалення алгоритмів керування відіграє ключову роль у подальшому розвитку систем електромагнітної левітації.

2. Отримано деталізовану нелінійну математичну модель системи електромагнітного підвішування, яка включає електромагніт постійного струму із прикріпленням до його якоря корисним вантажем, перетворювач напруги, що живить електромагніт, астатичний модальний регулятор, а також зворотні зв'язки за струмом, зазором та оціненою швидкістю. Відмінною рисою цієї моделі є врахування таких характерних особливостей ОК, як структурна нестійкість електромагніта, односпрямованість утворюваного ним зусилля, а також залежність параметрів від регульованих координат.

3. Зроблено постановку задачі синтезу САК у класі програмних та слідкуючих систем керування, що, на відміну від типових для аналогічних застосувань систем стабілізації, передбачає забезпечення необхідної якості керування не лише в номінальному положенні, а й у всьому робочому діапазоні положень левітуючого тіла.

4. Виходячи із заданих показників якості керування у часовій та частотній областях, було синтезовано астатичний модальний регулятор положення левітуючого тіла та спостерігач стану, який визначає оцінку невимірюваної швидкості задля використання її у зворотному зв'язку регулятора. Сполучення модального регулятора і спостерігача стану забезпечило високу якість статичних і динамічних режимів системи електромагнітного підвішування.

5. На основі проведених досліджень синтезованої САК шляхом математичного моделювання встановлено наступне:

- процес початкової стабілізації положення левітуючого тіла, що перебуває у стані вільного падіння, має аперіодичний характер;
- в усталених режимах система відпрацьовує завдання та компенсує збурення за зусиллям без статичної помилки, а збурення за положенням – без статичної та швидкісної помилок;
- у перехідних процесах відпрацювання стрибкоподібного завдання САК має такі показники якості: час регулювання $t_p < 0.1$ с, перегулювання $\sigma < 1\%$;
- у перехідних процесах компенсування стрибкоподібних збурень максимальна динамічна помилка САК від збурення за положенням не перевищує 1 мм, а за зусиллям – 0.5 мм;
- показник точності системи у разі лінійного завдання – добротність за швидкістю: $K_v = 23$ с⁻¹, а частотний показник якості – частота пропускання: $\omega_n > 39$ с⁻¹;
- задані статичні та динамічні показники якості функціонування САК забезпечуються у робочому діапазоні положень левітуючого об'єкта, який знаходиться в межах 8 – 22 мм.

6. Результати дослідження динамічних режимів системи ЕМП підтверджують, що використання уточненої моделі електромагніту дає змогу врахувати реальні ефекти від керуючих та збурювальних впливів, а також суттєво підвищити точність і якість регулювання зазору у робочому діапазоні його змін.

7. Модальне управління забезпечує високу якість регулювання без ускладнення технічної реалізації системи ЕМП.

8. Перспективами подальших досліджень у галузі систем ЕМП є застосування комбінованого, адаптивного та робастного керування, спостерігачів стану, нечіткої логіки та ін.

Роботу виконано в рамках державної науково-дослідної роботи “База-П10” «Розробити принципи побудови спеціалізованих систем керування перетворювачами напруги, струму та частоти для підвищення енергоефективності електротехнологічних установок».

1. Han H.-S., Kim D.-S. Magnetic Levitation: Maglev Technology and Applications. Springer Tracts on Transportation and Traffic. Dordrecht: Springer Netherlands, 2016. 247 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-94-017-7524-3>.
2. Livingston J.D. Rising Force: The Magic of Magnetic Levitation. Cumberland: Harvard University Press, 2011. 288 p. DOI: <https://doi.org/10.4159/harvard.9780674061095>.
3. Sangster A.J. Fundamentals of Electromagnetic Levitation: Engineering sustainability through efficiency. London: The Institution of Engineering and Technology, 2012. 248 p. DOI: <https://doi.org/10.1049/PBCS024E>.
4. Sinha P.K. Electromagnetic suspension: dynamics and control. London, U.K: Peter Peregrinus Ltd, 1987. 304 p.
5. Charara A., De Miras J., Caron B. Nonlinear control of a magnetic levitation system without premagnetization. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 1996. Vol. 4. No 5. Pp. 513-523. DOI: <https://doi.org/10.1109/87.531918>.
6. Hurley W.G., Wolfle W.H. Electromagnetic design of a magnetic suspension system. *IEEE Transactions on Education*. May 1997. Vol. 40. No 2. Pp. 124-130. DOI: <https://doi.org/10.1109/13.572325>.
7. Oliveira V.A., Costa E.F., Vargas J.B. Digital implementation of a magnetic suspension control system for laboratory experiments. *IEEE Transactions on Education*. Nov 1999. Vol. 42. No 4. Pp. 315-322. DOI: <https://doi.org/10.1109/13.804538>.
8. El Hajjaji A., Ouladsine M. Modeling and nonlinear control of magnetic levitation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Aug 2001. Vol. 48. No 4. Pp.831-838. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.937416>.

9. Motakabber S.M.A., Alam A.Z., Kamal K.I.B. Modelling and Control of a Magnetic Levitation System. *Asian journal of electrical and electronic engineering*. 2024. Vol. 4. No 1. Pp. 9-16. DOI: <https://doi.org/10.69955/ajoeec.2024.v4i1.55>.
10. Теряев В.І. Стабілізація системи електромагнітного підвішування з використанням акселерометра. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2014. Вип. № 4/2014 (28). С. 71-78.
11. Теряев В.І. Система стабілізації положення та активного віброзахисту об'єкта у просторі на основі електромагнітного підвісу. Патент 120636 України, 2017.
12. Теряев В.І. Двоканальна система високоточного керування положенням об'єкта у просторі та його активного віброзахисту на основі електромагнітного підвісу. Патент 121576 України, 2017.
13. Shiao Y.S. Design and Implementation of a Controller for a Magnetic Levitation System. *Proc. Natl. Sci. Counc.* 2001. Issue 11. No 2. Pp. 88-94.
14. Теряев В.І., Бурлака О.П. Математична модель виконавчого електромагніту для систем магнітного підвішування. Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. *Зб. наук. пр. XI Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів*. Кременчук, Україна, 9-11 квітня, 2013. С. 264-265.
15. Karabacak Y. Application of PID and self-tuning fuzzy PID control methods in the control of non-linear magnetic levitation system. *Journal of Innovative Engintring and Natural Science*. 2024. Vol. 4. No 2. Pp. 514-529. DOI: <https://doi.org/10.61112/jiens.1420710>.
16. Попович Н.Г., Теряев В.І. Математическая модель электромагнита системы электромагнитного подвеса. *Изв. вузов Электромеханика*. 1983. № 10. С. 116-117.
17. Приймак Б.І. Теорія автоматичного керування. Лінійні системи. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. 310 с. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/55419> (дата звернення 01.03.2025)
18. Толочко О.І., Рижков О.М. Синтез та аналіз системи модального керування крановим механізмом поступального руху з врахуванням роботи підйимального механізму. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 4. С. 131-134. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.131>.
19. Ладанюк А.П., Луцька Н.М., Кишенько В.Д., Власенко Л.О., Івашук В.В. Методи сучасної теорії управління: підручник. Київ: Видавництво Ліра-К, 2018. 368 с.

IMPROVING THE STABILITY AND QUALITY OF ELECTROMAGNETIC SUSPENSION IN THE CONDITIONS OF PARAMETRIC AND COORDINATE DISTURBANCES BASED ON THE USE OF A REFINED NONLINEAR MODEL OF THE ELECTROMAGNET AND MODAL CONTROL METHODS

V.I. Teriaiev¹, M.M. Zhelinskiy¹, B.I. Pryymak¹, O.A. Zaichenko²

¹National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Beresteiskiy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: kpivit@gmail.com; mykola.zhelinskiy@gmail.com; b.i.pryymak@gmail.com.

²Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Beresteiskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: tems@ukr.net.

The work is devoted to an actual problem – the construction of improved systems automatic control (SAC) for the position of electromagnetic levitation systems. A detailed nonlinear mathematical model of a DC electromagnet is obtained, taking into account its structural instability and the unidirectionality of the force, as well as the dependence of the parameters on the working gap. The synthesis problem is formulated in the class of supervisory and software control systems. An astatic modal position controller and a state observer are synthesized to estimate the unmeasured velocity for use in the controller feedback. The synthesized automatic control system is studied by mathematical modeling. It is shown that the process of initial stabilization of the position of a free-falling levitating body is aperiodic. It is confirmed that the system has a 1st order astatism with respect to task and force disturbances and a 2nd order astatism with respect to position disturbances. It is established that the quality indicators of transient processes, as well as the quality factor in terms of speed and frequency of transmission, correspond to those set over the entire operating range of the working gap change. The negative influence of the variable parameters of the object on the quality of the control in the case of a significant increase or decrease of the working gap in relation to the nominal value is revealed. In general, the research results confirm the high quality of the indicators of the functioning of the synthesized automatic control system of the magnetic levitation system. References 19, figures 11, table 3.

Keywords: DC electromagnet, magnetic levitation, nonlinear model, structural instability, astatic modal control, state observer, synthesis, research, modeling.

1. Han H.-S., Kim D.-S. Magnetic Levitation: Maglev Technology and Applications. Springer Tracts on Transportation and Traffic. Dordrecht: Springer Netherlands, 2016. 247 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-94-017-7524-3>.
2. Livingston J.D. Rising Force: The Magic of Magnetic Levitation. Cumberland: Harvard University Press, 2011. 288 p. DOI: <https://doi.org/10.4159/harvard.9780674061095>.
3. Sangster A.J. Fundamentals of Electromagnetic Levitation: Engineering sustainability through efficiency. London: The Institution of Engineering and Technology, 2012. 248 p. DOI: <https://doi.org/10.1049/PBCS024E>.
4. Sinha P.K. Electromagnetic suspension: dynamics and control. London, U.K: Peter Peregrinus Ltd, 1987. 304 p.
5. Charara A., De Miras J., Caron B. Nonlinear control of a magnetic levitation system without premagnetization. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 1996. Vol. 4. No 5. Pp. 513-523. DOI: <https://doi.org/10.1109/87.531918>.
6. Hurley W.G., Wolfle W.H. Electromagnetic design of a magnetic suspension system. *IEEE Transactions on Education*. May 1997. Vol. 40. No 2. Pp. 124-130. DOI: <https://doi.org/10.1109/13.572325>.
7. Oliveira V.A., Costa E.F., Vargas J.B. Digital implementation of a magnetic suspension control system for laboratory experiments. *IEEE Transactions on Education*. Nov 1999. Vol. 42. No 4. Pp. 315-322. DOI: <https://doi.org/10.1109/13.804538>.
8. El Hajjaji A., Ouladsine M. Modeling and nonlinear control of magnetic levitation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Aug 2001. Vol. 48. No 4. Pp.831-838. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.937416>.
9. Motakabber S.M.A., Alam A.Z., Kamal K.I.B. Modelling and Control of a Magnetic Levitation System. *Asian journal of electrical and electronic engineering*. 2024. Vol. 4. No 1. Pp. 9-16. DOI: <https://doi.org/10.69955/ajoece.2024.v4i1.55>.
10. Teriaiev V.I. Stabilization of the electromagnetic suspension system using an accelerometer. *Elektromekhanichni i energozberigaiuchi systemy*. 2014. No 4/2014 (28). Pp. 71-78. (Ukr)
11. Teriaiev V.I. Position stabilization system and active vibration protection of an object in space based on an electromagnetic suspension. Patent UA No 120636, 2017.(Ukr)
12. Teriaiev V.I. Two-channel system of high-precision control of the position of the object in space and its active vibration protection based on an electromagnetic suspension. Patent UA No 121576, 2017. (Ukr)
13. Shiao Y.S. Design and Implementation of a Controller for a Magnetic Levitation System. *Proc. Natl. Sci. Coun.* 2001. Issue 11. No 2. Pp. 88-94.
14. Teriaiev V.I., Burlaka O.P. Mathematical model of an executive electromagnet for magnetic suspension systems. Electromechanical and energy systems, methods of modeling and optimization. *Zbirnyk naukovykh prats. XI International scientific and technical conference of young scientists and specialist*, Kremenchuk, Ukraine, 9-11 April 2013. Pp. 264-265. (Ukr)
15. Karabacak Y. Application of PID and self-tuning fuzzy PID control methods in the control of non-linear magnetic levitation system. *Journal of Innovative Engintring and Natural Science*. 2024. Vol. 4. No 2. Pp. 514-529. DOI: <https://doi.org/10.61112/jiens.1420710>.
16. Popovych N.G., Teriaiev V.I. Mathematical model of the electromagnet of the electromagnetic suspension system. *Izvestiia VUZov. Elektromekhanika*. 1983. No 10. Pp. 116-117. (Rus)
17. Prymak B.I. Theory of automatic control. Linear systems. Kyiv: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, 2023. 310 p. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/55419/> (accessed at 01.09.2024). (Ukr)
18. Tolochko O.I., Ryzhkov O.M. Synthesis and analysis of the modal control system of the crane mechanism of progressive movement taking into account the operation of the lifting mechanism. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 4. Pp. 131-134. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.131>. (Ukr)
19. Ladaniuk A.P., Lutska N.M., Kishenko V.D., Vlasenko L.O., Ivashchuk V.V. Methods of modern control theory: a textbook. Kyiv: Vydavnytstvo Lira-K, 2018. 368 p. (Ukr)

Надійшла 17.04.2025
Остаточний варіант 18.06.2025

РОЗВИТОК МЕТОДІВ ВИЗНАЧЕННЯ КОРЕЛЯЦІЙНОГО ЗВ'ЯЗКУ МІЖ СИГНАЛАМИ
У СИСТЕМАХ ТЕХНІЧНОГО ДІАГНОСТУВАННЯ

О.А. Владимирський^{1*}, докт. техн. наук, В.М. Зварич^{2**}, докт. техн. наук,
І.А. Владимирський^{1***}, канд. техн. наук, В.О. Артемчук^{1****}, докт. техн. наук

¹ Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України,
вул. Генерала Наумова, 15, Київ, 03164, Україна,

e-mail: av1000000@ukr.net.

² Інститут електродинаміки НАН України,
просп. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: zvaritch@gmail.com.

Необхідність розвитку методів визначення кореляційного зв'язку між даними про технічний стан об'єктів енергетичної галузі в Україні обумовлено ускладненням діагностування значної кількості обладнання внаслідок його тривалої експлуатації та зносу. Старіння підвищує кількість впливових на стан обладнання факторів, які потрібно враховувати, кількісно пов'язувати між собою за допомогою визначення відповідного інформативного кореляційного зв'язку. Однак поширені методи цього визначення часто не враховують різноманітності умов проведення діагностування, відповідних часових обмежень, тому потребують розвитку та вдосконалення. У роботі, як приклад, розглянуто діагностування технологічних трубопроводів електростанцій. Проблема оперативного визначення в них місць розгерметизації обумовлена значним загальним зносом енергообладнання та загострюється внаслідок війни. В роботі представлено розвиток течешукачів кореляційного типу. Надано приклад відповідної технічної реалізації приладу, який можна застосовувати як автономну інформаційно-вимірювальну підсистему комплексу контролю технічного стану обладнання електростанцій. Розглядаються як методи, що базуються на основі взаємних кореляційних функцій, так і ентропійні методи. Такі методи можуть бути з успіхом використано під час побудови інформаційно-вимірювальних систем діагностування електротехнічного обладнання, що використовують не тільки вібраційні сигнали, але й інші інформаційні сигнали, наприклад, акустично-емісійні сигнали. Бібл. 14, рис. 1.

Ключові слова: взаємна кореляційна функція, течешукач, ентропія, копула-ентропія.

Вступ. Забезпечення сталого функціонування електростанцій в умовах тривалої експлуатації обладнання пов'язане з розвитком відповідних інформаційно-вимірювальних систем контролю та діагностування. Це стосується контролю та діагностування як основного, так і допоміжного обладнання, до якого можна віднести велику кількість технологічних трубопроводів. Для електростанцій, що працюють на вугіллі, газі, мазуті це циркуляційні трубопроводи у системах охолодження турбін, системи маслопроводів, трубопроводи подачі палива. Для гідроелектростанцій це напірні водоводи та байпасні трубопроводи, системи технічного водопостачання та аварійних зливів, лінії охолодження гідрогенераторів. Для атомних електростанцій це протяжні підземні трубопроводи технічного водопостачання відповідальних споживачів, контурів охолодження реактору, системи дренажу та промивання. Крім цього, слід контролювати справність підземних пожежних трубопроводів, які прокладено по територіях електростанцій, бо справність цих трубопроводів набуває підвищеної актуальності з причини військових загроз.

© Владимирський О.А., Зварич В.М., Владимирський І.А., Артемчук В.О., 2025
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-3250-556X>; ** <https://orcid.org/0000-0002-1271-4954>;
*** <https://orcid.org/0000-0001-7706-334X>; **** <https://orcid.org/0000-0001-8819-4564>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

Проблема значного загального зносу обладнання загострюється під час воєнного стану внаслідок додавання мілітарних впливів на трубопровідні системи, що забезпечують сталу генерацію електричної енергії та безпеку. Труднощі виникають під час контролю наявності та визначенні місця витoku в умовах потужних технологічних заводів, низького тиску у трубопроводі, малого відношення сигнал витoku–завада. Реєстрацію витoku часто маскує відсутність надходження води з пошкодження у технологічні місця доступу до трубопроводу і т. і. Від оперативності визначення та ліквідації витoku іноді напряду залежить можливість подальшої експлуатації енергоблоку. Наприклад, для АЕС встановлено граничний термін ліквідації пошкодження у підземному трубопроводі технологічної води охолодження реактора. У разі виникнення витoku підключається резервна лінія охолодження. Але, якщо за встановлений термін часу виток на пошкодженій лінії трубопроводу не буде знайдено та усунуто, реактор підлягає обов'язковій зупинці. Протяжність відповідної лінії трубопроводу може налічувати кілометри.

Задля реєстрації витоків, оперативного і точного визначення місць їхнього розташування доцільно використовувати найбільш ефективні сучасні методи, до яких відноситься кореляційний акустичний метод. В даний час фірмами-виробниками випускається велика кількість різноманітного діагностичного обладнання для діагностування трубопроводів. Найбільш авторитетними розробниками і виробниками діагностичної апаратури для систем водо- та теплопостачання можна вважати фірми Великобританії (HWM-Water Ltd, Primayer Limited, Guided Ultrasonics Ltd), Німеччини (SebaKMT, Herman Sewerin GmbH), США (Fluid Conservation Systems) та Швейцарії (Gutermann). Діагностичне обладнання представлених вище авторитетних фірм виробників, безумовно, може претендувати на високі оцінки якості виготовлення, надійності, застосування передових технологічних досягнень електроніки. Ці прилади можна було б застосовувати як автономні інформаційно-вимірювальні підсистеми комплексу контролю технічного стану обладнання електростанцій. Проте не вдалося виявити ознак відмінності використовуваних ними моделей трубопроводів від найпростіших. А це означає, що проблеми із забезпеченням необхідних показників оперативності, достовірності та точності в умовах корозійного пошкодження та зносу, що характерно для вітчизняних технологічних систем трубопроводів електростанцій, є актуальними, особливо за наявності мілітарних загроз. Практично це виражається у неоднозначності показань течешукачами координат витоків через складну хвильову структуру зареєстрованих шумів; відсутність чіткої реєстрації течешукачем витoku через мале відношення сигнал-завада у реєстрованих сигналах; помилковість показань координат витоків через відмінність фактичної швидкості акустичних хвиль у трубопроводі від заданої у течешукачі; залежність показань приладу від вибору місць встановлення датчиків на трубопровід; наявність, крім витоків, стоншень стінок трубопроводів, що резонують з шумом витoku та ряд інших факторів.

Кореляція є важливою характеристикою процесів таких як радіотехнічні сигнали, акустичні сигнали, вібраційні сигнали і т. і.

Існує два типи зв'язків між інформаційними сигналами, які описують технічний стан об'єкту, що досліджується [1].

- Перший тип – лінійний зв'язок, який оцінюється взаємною коваріацією або кореляцією і, як правило, базується на багатовимірному нормальному розподілі для моделювання структури залежності між інформаційними сигналами. Проблемою є те, що метод лінійної залежності ігнорує деякі флуктуації відносно асиметрії та ексцесу розподілів, є чутливим до ряду спотворень вихідних даних. Якщо вибірка реалізації інформаційного сигналу недостатньо велика, припущення про нормальність є сумнівним.
- Інший тип залежності вимірюється зв'язуючою функцією (яку іноді називають копулою, *copula*). Це функція, яка пов'язує між собою одновимірні функції розподілу та використовує гнучкий багатовимірний розподіл замість багатовимірного нормального апроксимуючого розподілу. Копула – це багатовимірна функція розподілу, яка враховує важкість хвостів розподілу та асиметрію розподілу інформаційного, здатна враховувати деякі інші спотворення вихідних даних.

Перший та інший типи є основою методів визначення відповідно лінійного та нелінійного зв'язку між випадковими вимірюваними величинами.

Метою роботи є підвищення ефективності вирішення завдань технічного діагностування об'єктів енергетичної галузі, зокрема визначення місць витоків у технологічних трубопроводах

електростанцій, шляхом додаткового врахування деяких типів спотворень і статистичних особливостей інформаційних сигналів у методах визначення між ними взаємозв'язку.

Розглянемо більш детально обидва типи зв'язку та відповідні методи стосовно вирішення задач технічного діагностування електротехнічного обладнання.

Застосування методів на основі лінійного кореляційного зв'язку. Цей тип зв'язку між даними щодо технічного стану електротехнічного обладнання є найбільш простим за обчисленням та поширеним. Тому методи, побудовані на його основі, можна вважати традиційними. Під час вирішення задач технічного діагностування ці методи часто використовують оцінки взаємної кореляційної функції (ВКФ) двох сигналів. ВКФ вібраційно-акустичних сигналів від рознесених у просторі датчиків є ефективним засобом визначення місць протікань у підземних трубопроводах [2–4], у фланцевих з'єднаннях в шахтах реакторів атомних електростанцій [5], в інших судинах з газом чи рідиною зі збитковим тиском. ВКФ використовується у кореляційних течешукачах, які широко застосовуються для пошуку витоків у підземних трубопровідних мережах електростанцій. Використання ВКФ дає змогу не тільки зареєструвати пошкодження на фоні завад, а ще й визначити просторову координату пошкодження для проведення у цьому місці ремонту обладнання. Під час діагностування ділянки підземного трубопроводу таке визначення відбувається за формулою

$$L_x = \frac{L}{2} + \frac{V_\Gamma \cdot dT}{2}, \quad (1)$$

де L_x – відстань від одного з датчиків до витoku; L – довжина трубопроводу між датчиками; V_Γ – швидкість поширення по трубопроводу від витoku до датчиків акустичних хвиль, зокрема хвиль гідравлічного удару; dT – затримка за часом між приходом акустичних хвиль до одного і до другого датчиків, визначувана за максимумом взаємної кореляційної функції

$$\bar{R}_{x,y}(dT) = \max_{\tau}(\bar{R}_{x,y}(\tau)), \quad (2)$$

де $\bar{R}_{x,y}(\tau)$ – оцінка ВКФ $R_{x,y}(\tau)$ сигналів $x(t)$ та $y(t)$ з датчиків, де ВКФ за означенням дорівнює [6]

$$R_{x,y}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)y(t+\tau)dt. \quad (3)$$

Сигнали шуму витoku, що містяться у $x(t)$ і $y(t)$, розглядаються як випадкові стаціонарні процеси. Враховуючи (2), умовою задовільного застосування цього типу статистичного зв'язку між змінними $x(t)$ і $y(t)$ є наявність чітко проявленого у структурі ВКФ її максимального сплеску. Але на практиці цьому проявленню часто заважають фізичні явища, що супроводжують поширення сигналів від витoku до датчиків, потужні зовнішні завади, статистичні особливості зареєстрованих вихідних даних. Найбільш суттєві впливи спричиняють дисперсія інформативних акустичних та вібраційних хвиль [7], їх загасання та, як наслідок, мале відношення сигнал–завада [8], наявність інших хвиль з іншими груповими швидкостями поширення, інтерференційні спотворення реєстрованих датчиками сигналів $x(t)$ і $y(t)$ [2] та ін. Зазначені впливи на ВКФ призводять до наявності у її структурі завадових сплесків, розмивань за часом інформаційного сплеску ВКФ, навіть до його повного зникнення. Інтерференційні явища, особливо під час реєстрації сигналів на трубопроводах великих діаметрів, призводять до часткової чи повної декореляції інформативних сигналів в залежності від положень датчиків на трубопроводі.

Боротися з подібними впливами на результати технічного діагностування можна за двома напрямками: вдосконалювати методи визначення та застосування оцінок лінійного кореляційного зв'язку між вихідними даними чи застосовувати методи на основі інших типів інформаційного зв'язку, більш стійких до спотворень та статистичних особливостей сигналів. Оскільки їх природа та вплив є дуже різними, доцільно застосовувати обидва напрямки.

Вдосконалення методу визначення та застосування оцінок лінійного кореляційного зв'язку. Дослідження, проведені в ПІМЕ ім. Г.Є. Пухова НАН України у напрямку визначення інформативності ВКФ про пошкодження, що діагностуються, свідчать про те, що ця функція містить набагато більше корисної інформації, ніж звичайно використовується. Вилучити цю інформацію з ВКФ можна за допомогою її подальшої обробки шляхом обчислення просторово-частотних спектрів параметрів ВКФ [2]. Задля їх отримання оцінка ВКФ цифрових сигналів $\bar{R}_m(k)$ обчислюється для різних положень m пари датчиків на об'єкті. Під час діагностування трубопроводів достатньо

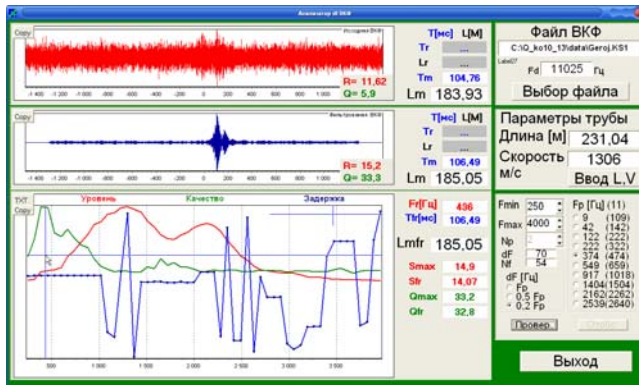
застосувати кілька положень [4]. Наприклад, m може приймати значення 1, 2 і 3. Оцінки $\bar{R}_m(k)$ обчислюють у широкій смузі робочого діапазону частот приладу. Далі, $\bar{R}_m(k)$ розкладають на вузькосмугові ВКФ $\psi_{mf}(k)$, де f позначає центральну частоту відповідної смуги частот. Потім, для кожної $\psi_{mf}(k)$ обчислюють її параметри. Ці параметри спрямовані на з'ясування хвильової структури ВКФ з метою визначення координат пошкоджень за найбільш якісними показниками ВКФ інформативних та не спотворених хвиль. Метод розроблявся для діагностування підземних трубопроводів, але може бути корисним та адаптованим для діагностування інших протяжних у просторі об'єктів. Вирази для обчислення параметрів ВКФ стосовно діагностування ділянки підземного трубопроводу електростанції, що знаходиться під внутрішнім тиском у режимі експлуатації, мають наступний вигляд [3]:

$$\begin{aligned}\psi'_{mf}(k) &= \eta(\psi_{mf}(k)) \cdot \Omega_{mf}(k), \\ A_{mf} &= \max_k(\psi'_{mf}(k)) = \psi'_{mf}(k_{mf}), \\ Q_{mf} &= \frac{A_{mf}}{\sqrt{M_{mf} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} [\psi_{mf}(k) \cdot \Omega_{mf}(k)]^2}}, \\ dT_{mf} &= \frac{k_{mf}}{F_d}, \\ L_{xmf} &= \frac{L_m}{2} + \frac{V_\Gamma \cdot dT_{mf}}{2},\end{aligned}\tag{4}$$

де N – число відліків ВКФ; η – функція перетворення $\psi_{mf}(k)$ для підвищення точності визначення часових параметрів взаємної кореляційної функції, наприклад, її обвідна; $\Omega_{mf}(k)$ – вагова функція для можливого виключення з аналізу частини $\psi_{mf}(k)$; M_{mf} – масштабний множник для урахування дії зважування; A_{mf} і Q_{mf} – оцінки потужності та відношення сигнал–завада (якості) для хвилі та джерела, які домінують у вимірюваннях в f -й смузі частот при m -й позиції пари датчиків, розташованих по обидві сторони від пошкодження; dT_{mf} – різниця групових затримок відповідної хвилі, яка дійшла від пошкодження до датчиків; L_{xmf} – оцінка координати її джерела, обчислена подібно (1), але з врахуванням залежності визначеної координати від частоти та положень датчиків на трубопроводі; F_d – частота дискретизації за часом безперервних сигналів з датчиків; k_{mf} – відлік смугової кореляційної функції, який відповідає (4); L_m – довжина об'єкту діагностування у вигляді ділянки підземного трубопроводу між парою датчиків приладу, які знаходяться у позиції m на трубопроводі в місцях доступу до нього. Предметом подальшого параметричного аналізу ВКФ є її просторово-частотні спектри A_{mf} , Q_{mf} і L_{xmf} . За їх сумісним за частотою аналізом визначаються такі значення L_{xmf} , які за наданими спектрами відповідають координатам пошкоджень з найбільшою вірогідністю. Більш детально метод надано у роботах [2–4]. Перевагами параметричного аналізу ВКФ перед звичайним аналізом ВКФ, аналізом частотних спектрів кореляційних функцій та функцій когерентності є швидкість та повнота надання оператору інформації про завжди важливі параметри домінуючих за потужністю ВКФ окремих хвиль у складній структурі вихідної ВКФ. Метод надає змогу кількісно, параметрично узгодити просторову і частотну селекцію послаблених сигналів від пошкоджень, врахувати наявні інтерференційні явища та має інші корисні властивості [2–4].

Викладена обробка ВКФ впроваджена у параметричному кореляційному течешукачі К-10.5М2 розробки ІПМЕ ім. Г.С. Пухова НАН України (рис. 1). На рис. 1, а для фіксованого m $\bar{R}_m(k)$ показана на верхньому графіку червоним кольором, спектри нормованих параметрів A_{mf} , Q_{mf} і L_{xmf} сумісно за частотою показано на нижньому графіку відповідно червоним, зеленим та синім кольором. Графік $\psi_{mf}(k)$, який за частотою відповідає максимуму Q_{mf} , показано на середньому, синьому

графіку рис. 1, а. Максимальний сплеск цієї $\psi_{mf}(k)$ для даного положення m датчиків на трубопроводі (рис. 1. б) за обчисленими параметрами відповідає найбільш вірогідній координаті L_{xmf} прихованого під землею витоку [3].



а



б



в



г



д

Рис. 1 – Формат параметричного аналізу ВКФ течешукача К-10.5М2 (а), радіоблок з датчиком на трубопроводі під час вимірювань (б), вібродатчики (в), виносні радіоблоки (г), блок оператора течешукача (д)

В повоєнний час доцільно мати мобільні системи моніторингу та діагностики, подібні наведеній на рис. 1 системі. Такі системи повинні давати можливість оперативної оцінки технічного стану як основного, так і допоміжного обладнання електростанцій. Особливо привабливими в такий час є використання бездротових технологій побудови систем контролю та діагностики.

Структура таких систем залежить від того, моніторинг та діагностику якого обладнання треба проводити.

Існує ряд сучасних технологічних рішень, які вже стали стандартами бездротового зв'язку і використовуються для обміну даними між об'єктами на певній відстані. Більш широко застосовується серія стандартів IEEE 802.11 (Wi-Fi), стандарт IEEE 802.15.1 (Bluetooth), а також рішення за стандартом 802.15.4 (ZigBee, WirelessHART, MiWi). Великі перспективи має використання стандарту LPWAN, що забезпечує велику дальність зв'язку, але має обмеження в швидкодії [9]. Однак під час використання таких технологій виникають питання, пов'язані з кібербезпекою таких приладів та систем.

Використання поняття ентропії для побудови систем діагностування. В даній роботі автори також використовують поняття ентропії для опису залежностей інформаційних сигналів. Шеннон [10] ввів подібну міру інформації в своїй теорії комунікації, Джейнс [11] використав поняття ентропії в задачах статистичної механіки, Кульбак та Лейблер [12] – для опису дивергенції (дистанції) між статистичними популяціями.

Взаємна інформація (ВІ) може бути використана для опису нелінійної кореляції між двома випадковими величинами [13]. Точне обчислення ВІ залишається складним завданням для неперервних випадкових величин. Розглядаючи неперервну випадкову величину X , її ентропію Шенона можна виразити як

$$H(X) = -\int_{-\infty}^{\infty} f(x) \log f(x) dx, \quad (5)$$

де $f(x)$ – гранична (маргінальна) функція розподілу ймовірностей від X . Далі, розглядаючи іншу неперервну змінну Y , ВІ між X та Y можна виразити як

$$I(X, Y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \log \frac{f(x, y)}{f_1(x)f_2(y)} dx dy, \quad (6)$$

де $I(X, Y)$ – це ВІ між X та Y ; $f_1(x)$ та $f_2(y)$ – щільність розподілу ймовірностей для X та Y , відповідно; та $f(x, y)$ – взаємна щільність розподілу ймовірностей для X та Y . Це дослідження вводить кумулятивну теорію для більш точної оцінки ВІ. Згідно [1], якщо $f(x, y)$ є багатовимірною взаємною функцією розподілу двох випадкових величин X, Y , а $f_1(x)$ та $f_2(y)$ є відповідними маргінальними функціями розподілу, то можна встановити функціональний зв'язок між взаємною функцією розподілу та кожною маргінальною функцією розподілу

$$F(x, y) = C[F_1(x), F_2(y)] = C(u, v), \quad (7)$$

де $u = F_1(x)$; $v = F_2(y)$; $U \sim U(0, 1)$; $V \sim U(0, 1)$.

Щільність розподілу ймовірностей, що відповідає $C(u, v)$, представлена як

$$c(u, v) = \frac{d^2 C(u, v)}{dudv} = \frac{d^2 C(u, v)}{dF_1(u)dF_2(v)} = \frac{d^2 F(x, y)}{f_1(x)f_2(y)dxdy} = \frac{f(x, y)}{f_1(x)f_2(y)}, \quad (8)$$

де $c(u, v)$ – зв'язуюча (копула copula) щільність розподілу ймовірностей випадкових змінних u та v , а її опорний діапазон $[0, 1]$. Крім того, підставимо рівняння (8) у рівняння (5), щоб знайти зв'язуючу (копула)-ентропію

$$\begin{aligned} H_c(U, V) &= - \int_0^1 \int_0^1 c(u, v) \log c(u, v) dudv = \\ &= - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(x, y)}{f_1(x)f_2(y)} \log \frac{f(x, y)}{f_1(x)f_2(y)} dF_1(x) dF_2(y) = \\ &= - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \log \frac{f(x, y)}{f_1(x)f_2(y)} dx dy. \end{aligned} \quad (9)$$

Використавши вирази (6) та (9), отримаємо

$$I(X, Y) = -H_c(U, V). \quad (10)$$

Наведена вище формула означає, що ВІ випадкових змінних дорівнює від'ємній ентропії копули. Оцінюючи ВІ на основі копулової ентропії, необхідно лише оцінити відповідну копулову функцію за даними спостережень випадкових змінних, а потім підставити її в рівняння (9) для розв'язання. У цьому дослідженні представлено метод оцінки щільності ядра (KDE) задля отримання маргінальної щільності ймовірності $f_1(x)$ та $f_2(x)$ наступним чином [14]:

$$f_1(x) = \frac{1}{nh} \sum_{t=1}^n k\left(\frac{x - x_t}{h}\right), \quad f_2(x) = \frac{1}{nh} \sum_{t=1}^n k\left(\frac{y - y_t}{h}\right), \quad (11)$$

де $x_1, x_2, \dots, x_n$ та $y_1, y_2, \dots, y_n$ – випадкові вибірки спостережень з невідомих розподілів X та Y відповідно; $k(\cdot)$ – функція ядра; h – ширина смуги.

Розглядаючи N змінних, отриманих із вимірювальних сигналів на основі параметричної копула ентропії, глобальну матрицю асоціацій можна записати як

$$G_{obs} = \begin{pmatrix} 1 & -H_c(u_1, u_2) & \dots & -H_c(u_1, u_N) \\ -H_c(u_2, u_1) & 1 & \dots & -H_c(u_2, u_N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -H_c(u_N, u_1) & -H_c(u_N, u_2) & \dots & -H_c(u_N, u_N) \end{pmatrix}, \quad (12)$$

де значення кожного елементу представляє нелінійну кореляцію між усіма змінними в цьому діагностичному процесі.

Задля побудови розв'язувальних правил з діагностик та енергетичних об'єктів можна скористатися методом, викладеним в [14], який передбачає лінійне масштабування глобальної матриці асоціацій G_{obs} , декомпозиції G_{obs} , деконволюції матриці власних значень матриці G_{obs} та вибір відповідного порогу.

Висновки. Оскільки поширені традиційні методи оцінки кореляційного зв'язку між даними про стан об'єктів діагностування у вигляді кореляційних функцій мають зазначені в роботі обмеження, результати досліджень показали, що під час побудови відповідних діагностичних систем енергетичної галузі, зокрема технологічних трубопроводів електростанцій, доцільно застосування наступних двох напрямків підвищення достовірності діагностування.

1. Вдосконалення традиційних методів шляхом додаткового обчислення та аналізу показових діагностичних параметрів кореляційних функцій. Такий підхід дає змогу формалізувати суттєві ускладнення, визначити ступінь їхнього впливу на результат діагностування та завдяки цьому сформулювати способи зменшення цього впливу. Зокрема, реалізувати цілеспрямовану параметричну просторово-частотну селекцію інформативних ознак пошкоджень в умовах інтерференційних спотворень вихідних сигналів, малого відношення сигнал-завада та ін.

2. Використання методів оцінки нелінійного зв'язку, зокрема розглянутого методу на основі визначення взаємної інформації сигналів. Властивості та переваги подібних методів відносно традиційних потрібно визначати з врахуванням конкретних завдань та умов діагностування. Аналітичну відмінність ВКФ від ВІ можна простежити, зіставляючи відповідні вирази

$$BK\Phi(X,Y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} xyf(x,y) dx dy, \quad I(X,Y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x,y) \log \frac{f(x,y)}{f_1(x)f_2(y)} dx dy,$$

де $BK\Phi(X,Y)$ відповідає ВКФ (3) та поширеній у практиці діагностування її оцінці $\bar{R}_{xy}(\tau)$ (2) стаціонарних випадкових сигналів $x(t)$ і $y(t)$, обчисленій для окремого значення τ з достатньо малими статистичною похибкою та зсувом. Наочною відмінністю, наприклад, є незалежність $I(X,Y)$ безпосередньо від величин сигналів x і y , що може підвищувати стійкість оцінки ВІ $I(X,Y)$ до деяких видів потужних завад.

3. Необхідно відзначити, що викладені методи можуть бути використані під час побудови інформаційно-вимірювальних систем діагностики різних типів електротехнічного обладнання, що в своїх алгоритмах використовують аналіз зв'язків інформаційних сигналів.

Автори висловлюють щире подяку Національному фонду досліджень України за грантову підтримку, завдяки якій були виконані та виконуються викладені дослідження в рамках проекту №2023.04/0022 «Розроблення апаратно-програмного комплексу та методики оперативного виявлення пошкоджень систем тепло- та водопостачання з врахуванням їх зношеності та мілітарних впливів».

DEVELOPMENT OF METHODS FOR DETERMINING CORRELATION BETWEEN SIGNALS IN TECHNICAL DIAGNOSTIC SYSTEM

O.A. Vladimirsky¹, V.M. Zvaritch², I.A. Vladimirsky¹, V.O. Artemchuk¹

¹G.E. Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering National Academy of Sciences of Ukraine, 15, Naumov Str., Kyiv, 03164, Ukraine,

e-mail: av1000000@ukr.net.

²Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Beresteyskyi Ave., Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: zvaritch@gmail.com.

A development of new approaches to determining the correlation between data on the technical condition of energy sector facilities in Ukraine is due to the complication of diagnosing a significant amount of equipment due to its long-term operation and wear and tear. Ageing increases the number of factors affecting the condition of equipment that need to be taken into account and quantitatively linked to the condition of the equipment by determining the appropriate informative correlation. However, common methods to this definition often do not take into account the variety of diagnostic conditions and relevant time constraints, and therefore need to be developed and improved. The paper considers the diagnostics of technological underground pipelines of power plants. underground pipelines as an example. The problem of quickly identifying depressurised areas in these facilities is caused by significant general wear and tear of energy equipment and is exacerbated by the war. The paper describes the methods of development of leak detectors of the correlation type. An example of the corresponding technical implementation of the device is provided. Both methods based on mutual correlation functions and entropy methods are considered. Such methods can be

successfully used in the construction of information and measurement systems for diagnosing electrical equipment that use not only vibration signals, but also other information signals, such as acoustic emission signals. References 14, figure 1.

Keywords: mutual correlation function, leak detector, entropy, copula-entropy.

1. Ning Zhao, Winston T. Lin. A copula entropy approach to correlation measurement at the country level. *Applied Mathematics and Computation*. 2011. Vol. 218. Issue 2. Pp. 628–642. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.amc.2011.05.115>.
2. Vladimirsky A.A., Vladimirsky I.A. Correlation parametric methods for determining the coordinates of leaks in underground pipelines. *Elektronne modelivannia*. 2021. Vol. 43. No 3. Pp. 3–16. DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.43.03.003>. (Ukr)
3. Vladimirsky A.A., Vladimirsky I.A. Spatial and Frequency Correlation Parametric Methods for Determining the Coordinates of Leaks in Underground Pipelines. *Elektronne modelivannia*. Vol. 43. No 4. Pp. 22–36. DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.43.04.022>. (Ukr)
4. Vladimirsky A.A., Vladimirsky I.A. Parametric correlation method for determining the coordinates of pipeline leaks. Patent UA No 144444, 2020. URL: <https://sis.nipo.gov.ua/uk/search/detail/1456109/> (Ukr)
5. Skalozubov V.I., Biley D.V., Gablaia T.V., Komarov Yu.A., Klyuchnikov A.A., Foltov I.M. Development and optimization of control systems for nuclear power plants with WWER. Chernobyl: Institute for Nuclear Power Plant Safety Problems, 2008. 512 p. (Rus)
6. Cooper G., McGillem C. Probabilistic Methods of Signal and System Analysis. Moskva: Mir, 1989. 376 p. (Rus)
7. Rewerts L.E., Roberts R., Clark M.A. Dispersion compensation in acoustic emission pipeline leak location. In Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation. Vol. 16. Pp. 427–434. New York: Plenum Press, 1997. URL: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-1-4615-5947-4_57 (accessed at 15.06.2025) DOI: https://doi.org/10.1007/978-1-4615-5947-4_57.
8. Callakot R. Diagnostics of damages. Moskva: Mir, 1989. 512 p. (Rus)
9. Gyzhko Yu.I., Zvaritch V.M. Features of Construction of Elements of Multilevel Expert Systems for Diagnostics of Electrical Equipment Units of Wireless System Element. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 94–98. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.094>. (Ukr)
10. Shannon C.E. A Mathematical Theory of Communication. *Bell. Syst. Tech. J.* 1948. No 27. Pp. 379–423. DOI: <https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1948.tb01338.x>.
11. Jaynes E.T. Information theory and statistical mechanics. *Phys. Rev.* 1957. No 106. Pp. 620–630. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRev.106.620>.
12. Kullback S., Leibler L.A. On information and Sufficiency. *The Annals of Mathematical Statistics*. 1951. Vol. 22. Pp. 79–86. DOI: <https://doi.org/10.1214/aoms/1177729694>.
13. Yan-Ning Suna, Yun-Jie Pana, Li-Lan Liu, Zeng-Gui Gao, Wei Qin. Reconstructing causal networks from data for the analysis, prediction, and optimization of complex industrial processes. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*. 2024. Vol. 138. Article no 109494. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.engappai.2024.109494>.
14. Sun Y., Qin W., Zhuang Z. Nonparametric-copula-entropy and network deconvolution method for causal discovery in complex manufacturing systems. *J. Intell. Manuf.* 2022. Vol. 33. Pp. 1699–1713. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10845-021-01751-w>.

Надійшла 02.07.2025
Остаточний варіант 08.09.2025

ДО 80-РІЧЧЯ ЧЛЕНА-КОРЕСПОНДЕНТА НАН УКРАЇНИ
РОЗОВА ВОЛОДИМИРА ЮРІЙОВИЧА



26 листопада 2025 року виповнюється 80 років з дня народження та 55 років наукової діяльності відомому вченому у галузі електротехніки та електроенергетики, головному науковому співробітнику відділу магнетизму технічних об'єктів Інституту енергетичних машин і систем ім. А.М. Підгорного НАН України (ІЕМС НАН України), доктору технічних наук, професору, члену-кореспонденту НАН України Розову Володимирі Юрійовичу.

Після закінчення у 1968 р. електроенергетичного факультету Харківського політехнічного інституту працював у НДІ Харківського електромеханічного заводу. З 1976 р. подальша трудова діяльність і життєва доля В.Ю. Розова були пов'язані з Харківським відділенням ВНДІ Електромеханіки – головної наукової установи в колишньому СРСР зі створення «маломагнітного» корабельного електрообладнання, де він пройшов шлях від старшого наукового співробітника (1976 р.) до директора (1988 р.), яким він працював до 2021 року. У 1992 р. установа під керівництвом В.Ю. Розова була включена до системи АН України і реорганізована у Відділення магнетизму Інституту електродинаміки. У 2013 р. завдяки розвитку кадрового потенціалу, експериментальної бази і наукової тематики та забезпеченню світового рівня наукових досліджень з вирішення фунда-

ментальних проблем магнетизму технічних об'єктів її було перетворено в Інститут технічних проблем магнетизму НАН України, який у 2021 році був приєднаний до ІЕМС НАН України.

Свою наукову діяльність В.Ю. Розов розпочав в 1971 році з досліджень методів управління тирсторними перетворювачами. Результати цих досліджень впроваджено під час створення систем управління джерелами живлення термоядерної установки «ТОКАМАК-10», систем управління перетворювачами для електроприводу та розмагнічування кораблів ВМФ. Ці роботи склали основу кандидатської дисертації.

З 1988 року наукова діяльність В.Ю. Розова пов'язана з вирішенням проблем управління магнітним полем технічних об'єктів. Під його науковим керівництвом створено наукові основи управління магнітним полем кораблів, транспортних засобів, космічних апаратів. За результатами цих робіт вперше створено вітчизняний комплекс магнітного захисту кораблів протимінної оборони (ПАТ «ЦКБ «Шхуна», м. Київ), розроблено та впроваджено у серійне виробництво серію унікальних напівпровідникових перетворювачів типу В-ТПВ-100 для живлення систем розмагнічування кораблів (ВАТ «Завод «Перетворювач», м. Запоріжжя), розроблено основні елементи магнітних систем управління вітчизняних космічних апаратів (ДП «КБ «Південне» м. Дніпропетровськ). Зазначені роботи склали основу докторської дисертації.

З 2002 р. наукова діяльність Розова В.Ю. спрямована на безпосереднє вирішення технічних проблем магнетизму. Ним узагальнено теорію магнетизму різних класів технічних об'єктів (кораблів, бронетехніки, трубопроводів, космічних апаратів, електроенергетичного обладнання та електроне-

реж) та започатковано новий науковий напрям «магнетизм технічних об'єктів», створено однойменну наукову школу, де підготовлено 2 доктори та 8 кандидатів технічних наук. Отримано принципово нові результати світового рівня, що опубліковані в 180 наукових працях та впроваджені в оборонну і космічну галузі, паливно-енергетичний комплекс та медичну екологію. Вони склали наукову основу технологій виробництва корабельного електрообладнання в «маломагнітному» виконанні та промислових технологій з забезпечення магнітних характеристик вітчизняних космічних апаратів Мікрон, СІЧ-2, EgyptSat-1, Січ-2-30, створення методів та засобів зменшення зовнішнього магнітного поля електроенергетичних об'єктів для захисту населення від його негативної дії.

Під керівництвом В.Ю. Розова забезпечено суттєвий розвиток дослідної бази установи – його унікального Магнітодинамічного комплексу, що став науковим об'єктом національного надбання і зараз забезпечує світовий рівень фундаментальних досліджень магнетизму технічних об'єктів та є складовою частиною промислових технологій забезпечення магнітних характеристик вітчизняних космічних апаратів та об'єктів електроенергетики.

Сьогодні в ІЕМС НАН України під науковим керівництвом і за безпосередньої участі В.Ю. Розова тривають дослідження, спрямовані на подальший розвиток наукових основ магнетизму технічних об'єктів, вирішення проблем зменшення електромагнітного впливу електромереж на людину та довкілля.

В.Ю. Розов є членом спеціалізованих вчених рад Д 64.050.17 та Д 64.050.04 із захисту дисертацій, заступником головного редактора журналу «Електротехніка і електромеханіка», членом редколегії журналу «Технічна електродинаміка», керівником секції «Електромагнітне поле об'єктів електроенергетики» Наукової ради НАН України «Наукові основи електроенергетики». За останні 5 років під його керівництвом захищено дисертацію доктора філософії (Кундіус К.Д), підготовлено до захисту дисертацію доктора наук (Пелевін Д.Є.).

Колектив Інституту електродинаміки НАН України та редакція журналу «Технічна електродинаміка» сердечно вітають Володимира Юрійовича з ювілеєм та бажають міцного здоров'я, благополуччя, довгих років плідної наукової праці, нових творчих успіхів.

**XXII МІЖНАРОДНА СПЕЦІАЛІЗОВАНА ВИСТАВКА
«ЕНЕРГЕТИКА В ПРОМИСЛОВІСТІ»
XVII МІЖНАРОДНА СПЕЦІАЛІЗОВАНА ВИСТАВКА «ECOENERGY EXPO 2025»**

З 14 по 16 жовтня цього року в Міжнародному виставковому центрі проходили XXII Міжнародна спеціалізована виставка «Енергетика в промисловості» та XVII Міжнародна спеціалізована виставка «EcoEnergy Expo 2025».



На цих заходах свої розробки в галузі технічних засобів автоматизації, сучасного електротехнічного обладнання, зокрема, для вітроенергетики та біоенергетики, розподіленої малої генерації, представили шість відділів Інституту.

Особливий інтерес серед відвідувачів викликали портативні накопичувачі енергії, пристрої електронного та плавного пуску, магнітні редуктори для вітроустановок.

Зокрема, студентів НУБІП під керівництвом проф. Валерія КОВАЛЯ зацікавили система для збору даних основних характеристик функціонування мікромережі: генерування електричної енергії з СЕС, стану установки, зберігання енергії, споживання електроенергії в мікромережі та метеоданих, а також пристрій багатоканального моніторингу сигналів синхронізації часу для автоматичного моніторингу в режимі реального часу сигналів синхронізації електроенергетичних мереж шляхом виконання одночасних багатоканальних цифрових вимірювань.



Теоретична електротехніка та електрофізика

БЕЗПРОЗВАННИХ Г.В., ГОНТАР Ю.Г., ПУШКАР І.А. Розподілення електростатичного поля у неекраниваних силових кабелях з різною конфігурацією струмопровідних жил.....	4
КРИЩУК Р.С., БЕРЕКА В.О. Електростатичне поле в повітряному проміжку системи плоско-паралельних електродів для обробки крапель води бар'єрним розрядом.....	1
КУЧЕРЯВА І.М. Аналіз електричного поля силових кабелів із зшити-поліетиленовою ізоляцією за наявності типових дефектів напівпровідного екрана.....	5
МИХАЙЛОВ В.М. Задача продовження плоскомеридіанного магнітостатичного поля з плоскої граничної поверхні феромагнетика	1
ТОЛМАЧЕВ С.Т., ІЛЬЧЕНКО О.В. Математичне моделювання магнітного поля високо-градієнтних магнітних сепараторів з двоякоперіодичною матричною структурою	2
ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., КУЧЕРЯВА І.М., РОЗІСКУЛОВ С.С., БІЛЯНІН Р.В., АНТОНЕЦЬ Т.Ю. Стійкість силових кабелів в умовах пожежі. Комп'ютерне та експериментальне дослідження.....	4
BONDARENKO D.V. Matrix analysis of the topology of electrical circuits in solar panels and plants using controlled connections.....	2
KUZNETSOV B.I., NIKITINA T.B., BOVDUI I.V., CHUNIKHIN K.V., KOLOMIETS V.V., KOBLYANSKIY B.B. Improve of uncertain microsatellite magnetic cleanliness based on magnetic field spatial harmonics compensation	1
KUZNETSOV B.I., NIKITINA T.B., BOVDUI I.V., CHUNIKHIN K.V., KOLOMIETS V.V., KOBLYANSKIY B.B. Improve of overhead power lines magnetic field mitigation efficiency by combined active and passive contours shielding.....	3
ROZISKULOV S.S., VINNICHENKO D.V., SUPRUNOVSKA N.I. Interdependent transient processes in circles of bipolar discharge pulse current generator with R-L-C load and limited positive voltage feedback	3
VASETSKY Yu.M. Electrophysical processes of electron avalanche development in air in the device of pulse dielectric barrier discharge	4

Перетворення параметрів електричної енергії

БОЙКО В.С. Електромагнітні процеси у трифазному двомостовому компенсаційному перетворювачі з однією комутуючою ланкою	2
БОЙКО В.С. Підвищення ефективності використання конденсаторів комутуючої ланки двомостового компенсаційного перетворювача за рахунок збільшення частоти струму їхнього перезаряду	4
ГУРІН В.К., ЮРЧЕНКО О.М., ПІЛІНСЬКИЙ В.В. Вплив магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями конденсаторів на згасання, яке вносить протизавадний фільтр у несиметричну заваду.....	5
ГУЦАЛЮК В.Я., ЗУБКОВ І.С. Система керування резонансним інвертором напруги з модуляцією щільності імпульсів та самозбудженням як альтернатива фазового автоматичного підстроювання частоти в установках індукційного нагрівання	6
КОВБАСА С.М., ВЕРБОВИЙ Ю.В., КОЛОМІЙЧУК Є.В. Порівняльний аналіз динамічних характеристик SI-MOSFET, SIC-MOSFET та SI-IGBT транзисторів.....	5
РУДЕНКО Ю.В. Дослідження перетворювача Кука з магнітопов'язаними індукторами методом усереднення	2
РЯБЕНЬКИЙ В.М., ГУБАРЕВИЧ В.М. Особливості проектування активних енергетичних фільтрів	6
ЯГУП В.Г., ЯГУП К.В. Визначення усталеного режиму перетворювача Кука з магнітопов'язаними індуктивними елементами методом комп'ютерного моделювання	6

ЯСЬКІВ В.І., ЮРЧЕНКО О.М., ЯСЬКІВ А.В. Синхронний випрямляч в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі височастотних магнітних підсилювачів.....	1
ARTEMENKO M.Yu., KUTAFIN Yu.V., CHOPYK V.V., MYKHALSKY V.M., SHAPOVAL I.A., POLISHCHUK S.Y. Generalized definition of the apparent power and energy-efficient strategies of active filtration in the reduced coordinate basis of a multiphase power supply system	1
MARTYNOV D.V., RUDENKO Yu.V., MARTYNOV V.V. Study of a bidirectional converter using an asymmetric inverter with a magnetically coupled two-winding inductor in an energy storage system.....	3
PAVLOV G.V., OBRUBOV A.V., VINNICHENKO I.L., MAKHNOV A.O. Quasi-static model of resonant power converter	5
SHERBA A.A., SUPRUNOVSKA N.I. Analysis of transient and steady-state modes in the power supply system of electric vehicles, which contains a battery and supercapacitors connected in parallel.....	5

Електромеханічне перетворення енергії

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., НЕСТЕРЕНКО Д.С. Комплексна мультифізична математична модель фізичних процесів в потужних тягових електричних машинах	2
ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., НЕСТЕРЕНКО Д.С. Вплив нагріву постійних магнітів на характеристики потужних синхронних магнітоелектричних двигунів.....	6
ГОЛОВАНЬ І.В., ПОПОВИЧ О.М. Врахування в слабкозв'язаній коло-польовій моделі асинхронного двигуна витіснення наведеного струму в колі ротора	3
КЛЕПІКОВ В.Б., БЄЛЯЄВ О.С., ОБРУЧ І.В. Синтез двомасової електромеханічної системи з нейрорегулятором спрощеної структури та нелінійним фрикційним навантаженням.....	4
КОВБАСА С.М., ВЕРБОВИЙ Ю.В., ГУПАЛОВ К.А. Тягова електромеханічна система тролейбуса у разі живлення від низьковольтної акумуляторної батареї з використанням підвищувального DC/DC перетворювача	3
ПЕРЕСАДА С.М., КОВБАСА С.М., ЩЕРБАЧЕНКО В.В., НІКОНЕНКО Є.О., ПОДЕЙКО П.П. Керування моментом синхронних реактивних двигунів з оптимізацією за критерієм момент-струм.....	2
ПЕТУХОВ І.С., КІРЕЄВ В.Г., АКИНІН К.П., ЛАВРИНЕНКО В.А. Вплив спектру струму живлення на пульсації обертового моменту безпазового моментного двигуна з постійними магнітами.....	1
ПЕТУХОВ І.С., КІРЕЄВ В.Г., АКИНІН К.П., ІСАЄВ Є.В. Дослідження втрат та обертового моменту безпазового магнітоелектричного двигуна з масивним осердям статора	4
ПОПОВИЧ О.М., ЯШИН Р.В. Дослідження економії енергетичних і водних ресурсів в системі водопостачання багатоповерхового будинку за дворівневих стояків.....	1
САДОВОЙ О.В., КЛЮЄВ О.В., СОХІНА Ю.В. Використання фільтру Калмана у векторній системі екстремального керування асинхронною машиною	1
ТЕРЯЄВ В.І., ЖЕЛІНСЬКИЙ М.М., ПРИЙМАК Б.І., ЗАЙЧЕНКО О.А. Стабілізація системи електромагнітного підвищення методами модального керування та спостереження стану.....	4
ЧЕПКУНОВ Р.А. Покращення якості регулювання асинхронного електропривода з керуванням за реактивною потужністю	3
ЧИЖЕНКО О.І., РИБІНА О.Б. Засоби обмеження перенапруги на комутуючих конденсаторах компенсаційного перетворювача для коригування перехідних пускових режимів у мережі за послідовного прямого пуску групи потужних асинхронних машин	6
ШУРУБ Ю.В., ПОПОВИЧ О.М., БІБІК О.В. Двоконтурна система регулювання асинхронного електроприводу одноциліндрового поршневого компресора	6
AKININ K.P., KIREYEV V.G., PETUKHOV I.S., FILOMENKO A.A. The influence of brushless magnetoelectric tachogenerator signal pulsations on the servo system tuning	5
BONDAR R.P. Control system of a vibrating platform driven by a permanent magnet linear motor.....	6
PETUKHOV I.S., KIREYEV V.G., AKININ K.P., ISAEV Ye.V. Torque of a slotless axial-flux permanent magnet torque motor with solid slitted stator yoke	3
TRAN C.D., KUCCHAR M., NGUYEN P.D. Improved rotor flux estimation for field-oriented control in induction motor drives	6

Електроенергетичні системи та устаткування

БЕЛОХА Г.С., СТРЖЕЛЕЦЬКИЙ Р. Система керування процесами заряду електромобілей у разі використання концепції двобічного енергетичного обміну між електромобілем, системою зберігання та Microgrid.....	3
БУРАТИНСЬКИЙ І.М., ЗАПОРОЖЕЦЬ А.О. Метод визначення встановленої потужності електростанцій розподіленої генерації з відновлюваними джерелами енергії та установкою зберігання електроенергії.....	1
БУТКЕВИЧ О.Ф. Про плеоназми, «легітимізацію» некоректностей та інші термінологічні вади, що стосуються енергосистем.....	6
ДЕНИСЮК С.П., ДЕРЕВ'ЯНКО Д.Г., БОГОЙКО І.І. Оцінка нерівномірності відбору електроенергії в системах розподілу та використання електроенергії з акумуляторними батареями.....	1
ПАВЛОВСЬКИЙ В.В., ЛУК'ЯНЕНКО Л.М., СТЕЛЮК А.О. Комплексний аналіз впливу систем накопичення енергії на режими роботи енергосистем зі значною часткою відновлюваної генерації.....	3
ПАРУС Є.В., БЛІНОВ І.В. Оптимізація використання доступних енергоресурсів мікромережі за умов підтримки готовності до ізольованого режиму.....	5
САУХ С.Є., БОРИСЕНКО А.В. Моделювання електроенергетичної системи України та оцінювання її резильєнтності в умовах систематичних терористичних атак.....	2
СЕГЕДА М.С., ОЛЕКСИН А.В. Оптимальний розподіл реактивної потужності між енергоблоками, приєднаними до розподільчих пристроїв різних класів напруг.....	3
СИЧОВА В.В., МІРОШНИК В.О. Прогнозування обсягів та цін на балансуєчу послугу в ОЕС України.....	2
ШПОЛЯНСЬКИЙ О.Г. Оптимальне розміщення секціоналайзерів для покращення надійності розподільних електричних мереж.....	1
ЯГУП В.Г., ЯГУП К.В. Дослідження режимів компенсації реактивної потужності в системі електропостачання з каскадом трансформаторів.....	1
KULAPIN O.V., IVAKHNOV A.V., FEDORCHUK S.O., MAKHOTILO K.V., DANYLCHENKO D.O., BULNAKOV O.V. Impact of seasonality of generation and load on the optimal capacity of the energy storage system of the prosumer's Microgrid.....	3

Електротехнологічні комплекси та системи

КОНДРАТЕНКО І.П., КРИЩУК Р.С., ПАЩИН М.О. Аксіально-симетрична модель магнітного поля індуктора задля зменшення залишкових напружень у зварних з'єднаннях алюмінієвих пластин.....	6
СОЛОВЙОВ В.Г., РОМАНОВА І.Ю. Використання механізмів саморегулювання під час електрошлакового наплавлення у стаціонарному струмопідвідному кристалізаторі.....	2
ТЕРЯЄВ В.І., ЖЕЛІНСЬКИЙ М.М., ПРИЙМАК Б.І., ЗАЙЧЕНКО О.А. Забезпечення стійкості та якості регулювання системи електромагнітного підвісу в умовах параметричних і координатних збурень на основі використання уточненої нелінійної моделі електромагніту і методів модального керування.....	6

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

БРАГИНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О. Метрологічне забезпечення фазових вимірювань в лазерній далекометрії.....	5
ВЛАДИМИРСЬКИЙ О.А., ЗВАРИЧ В.М., ВЛАДИМИРСЬКИЙ І.А., АРТЕМЧУК В.О. Розвиток методів визначення кореляційного зв'язку між сигналами у системах технічного діагностування.....	6
СУЧКОВ Г.М., МИГУЩЕНКО Р.П., ПЛЕСНЕЦОВ С.Ю., ПЛЕСНЕЦОВ Ю.О., КУРАНДО О.І., АЛЕКСІЙ А.Г., БОРОДЕНКО О.М., БУТЕНКО О.І., РИБАЛКО А.О. Підвищення чутливості електромагнітно-акустичних перетворювачів для контролю, вимірювання і діагностики феромагнітних металовиробів за рахунок збільшення величини індукції магнітного поля (Огляд).....	2

HALCHENKO V.Ya., TREMBOVETSKA R.V., TYCHKOV V.V. Robust parameter design of surfacedddy current probes. The case of measuring geometric anomalies in a stationary test object.....	5
KERIMZADE G.S., RZAYEVA S.V. Engineering solutions for the integration of Internet of things devices and sensors.....	5
KUZMENKO Iu.V., SHEVKUN S.M., DOBROLIUBOVA M.V., STATSENKO O.V., SHEVKUN M.S. Comparative analysis of daylight time losses and electrical energy losses when transition to permanent winter or summer time	3
NURUBEYLI T.K., NURUBAYLI Z.K., ISMAYILOV I.M., MAMMADOVA G.N., MUSLUMZADE A.R. Using radio frequency current transformers instead of the Rogowski coils in high voltage rotating equipment.....	4

Персоналії

ДО 75-РІЧЧЯ академіка НАН України О.В. КИРИЛЕНКА.....	3
ДО 90-РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України В.Г. КУЗНЕЦОВА	3
ДО 75-РІЧЧЯ академіка НАН України А.А. ЩЕРБИ.....	4
ДО 70-РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України І.П. КОНДРАТЕНКО	4
ДО 80-РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України В.Ю. РОЗОВА.....	6

Інше

XXIII Міжнародний промисловий форум.....	4
XXII Міжнародна спеціалізована виставка «Енергетика в промисловості» та XVII Міжнародна спеціалізована виставка «EcoEnergy Expo 2025»	6

ПОКАЖЧИК статей за 2025 рік	6
--	---