



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

№ 2
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
Kensitskiy O.H. Dr.Sc. (Eng.)
Kondratenko I.P., Corresponding Member of NAS Ukraine
Kuznetsov V.H. Corresponding Member of NAS Ukraine
Lypkivskiy K.O. Deputy Editor-in-Chief,
Professor
Professor
Corresponding Member of NAS Ukraine
Mazurenko L.I. Member of NAS Ukraine
Mykhaskiy V.M. Dr.Sc. (Eng.)
Stohnii B.S. Corresponding Member of NAS Ukraine
Shapoval I.A. Corresponding Member of NAS Ukraine
Shydlovska N.A. Corresponding Member of NAS Ukraine
Shcherba A.A. Dr.Sc. (Eng.)
Yurchenko O.M. Executive Managing Editor,
Gorodzha L.V. 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.Ostrogradskiy 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

Теоретична електротехніка та електрофізика

- ТОЛМАЧЕВ С.Т., ІЛЬЧЕНКО О.В. Математичне моделювання магнітного поля високо-градієнтних магнітних сепараторів з двоякоперіодичною матричною структурою.....3
- BONDARENKO D.V. Matrix analysis of the topology of electrical circuits in solar panels and plants using controlled connections.....13

Перетворення параметрів електричної енергії

- РУДЕНКО Ю.В. Дослідження перетворювача Кука з магнітопов'язаними індукторами методом усереднення.....19
- БОЙКО В.С. Електромагнітні процеси у трифазному двомостовому компенсаційному перетворювачі з однією комутуючою ланкою30

Електромеханічне перетворення енергії

- 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.....41
- ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., НЕСТЕРЕНКО Д.С. Комплексна мультифізична математична модель фізичних процесів в потужних тягових електричних машинах49

Електроенергетичні системи та установки

- САУХ С.Є., БОРИСЕНКО А.В. Моделювання електроенергетичної системи України та оцінювання її резильєнтності в умовах систематичних терористичних атак 57
- СИЧОВА В.В., МІРОШНИК В.О. Прогнозування обсягів та цін на балансуєчу послугу в ОЕС України 71

Електротехнологічні комплекси та системи

- СОЛОВЙОВ В.Г., РОМАНОВА І.Ю. Використання механізмів саморегулювання під час електрошлакового наплавлення у стаціонарному струмопідвідному кристалізаторі 77

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

- СУЧКОВ Г.М., МИГУЩЕНКО Р.П., ПЛЕСНЕЦОВ С.Ю., ПЛЕСНЕЦОВ Ю.О., КУРАНДО О.І., АЛЕКСІЙВ 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)..... 85

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

TOLMACHEV S.T., ILCHENKO O.V. Mathematical modeling of the magnetic field of high-gradient magnetic separators with a double-periodic matrix structure.....	3
BONDARENKO D.V. Matrix analysis of the topology of electrical circuits in solar panels and plants using controlled connections.....	13

Conversion of electric energy parameters

RUDENKO Yu.V. Investigation of cuk converter with magnetically coupled inductors by the averaging method	19
BOIKO V.S. Electromagnetic process in a three-phase double-bridge compensating converter with one commutating link.....	30

Electromechanical energy conversion

PERESADA S.M., KOVBASA S.M., SHCHERBACHENKO V.V., NIKONENKO Ye.O., PODEIKO P.P. Torque control of synchronous reluctance motors with maximum torque per ampere optimization.....	41
VASKOVSKY Yu.M., NESTERENKO D.S. Complex multiphysics mathematical model physical processes in powerful electric traction machines	49

Electric power systems and installations

SAUKH S.Ye. BORYSENKO A.V. Modeling the electric power system of Ukraine and assessing its resilience under conditions of systematic terrorist attacks	57
SYCHOVA V.V., MIROSHNYK V.O. Forecasting volumes and prices of balancing services of IPS of Ukraine.....	71

Electrotechnological complexes and systems

SOLOVYOV V.G., ROMANOVA I.Yu. Use of self-regulation mechanisms in electroslag melting in a stationary current-supplying mould.....	77
---	----

Information Measuring Systems in Electric Power Engineering

SUCHKOV G.M., MYGUSHCHENKO R.P., PLIESNETSOV S.Yu., PLIESNETSOV Yu.O., KURANDO O.I., ALEKSIIV A.H., BORODENKO O.M., BUTENKO O.I., RYBALKO A.O. Increasing the sensitivity of electromagnetic-acoustic transducers for testing, measurement and diagnostics of ferromagnetic metal products via increase in the value of magnetic field induction (overview)	85
---	----

Наукові редактори К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ, О.Ф. БУТКЕВИЧ
Редактори І.О. БРАГІНЕЦЬ, І.М. КУЧЕРЯВА

**МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ВИСОКОГРАДІЄНТНИХ
МАГНІТНИХ СЕПАРАТОРІВ З ДВОЯКОПЕРІОДИЧНОЮ МАТРИЧНОЮ СТРУКТУРОЮ**

С.Т. Толмачов *, докт. техн. наук, **О.В. Ільченко** **, канд. техн. наук
Криворізький національний університет України,
вул. Віталія Матусевича, 11, Кривий Ріг, 50027, Україна.
Email: stan.tolm@gmail.com.

Дано детальне обґрунтування методу розрахунку локальних і ефективних характеристик магнітних фільтрів матричної структури високоградієнтних магнітних сепараторів. Показано, що за припущення двоякоперіодичної структури матриці і плоскопаралельного характеру поля є змога суттєво розширити можливості існуючих методів за рахунок відсутності істотних обмежень на геометричні та фізичні параметри феромагнітних елементів матриці та їхню концентрацію. Метод базується на інтегральному рівнянні відносно вектору намагніченості елементів основного паралелограма періодів. Двоякоперіодичний характер рішення автоматично забезпечується конструкцією ядра інтегрального оператора, причому на відміну від диференціальних методів відсутня необхідність завдання граничних умов. В рамках лінійної постановки сформульовано чіткі критерії подібності для ефективних і локальних характеристик поля, зокрема для ізоліній магнітних сил. Функціональні можливості методу проілюстровано результатами обчислювальних експериментів на прикладах матриць з різними геометричними характеристиками елементів. За результатами обчислювальних експериментів проілюстровано складний і непередбачуваний розподіл магнітних сил навіть в матрицях з елементами простої геометрії. Зокрема, розрахунками підтверджено гіпотетичне припущення щодо існування періодичних точок біфуркації, в яких відсутні магнітні сили. Ці точки є центрами зон з незначними магнітними силами, що слід враховувати під час розрахунків вилучальної здатності матриці. На конкретних прикладах проілюстровано методику визначення потенційної зони вилучення слабомагнітних матеріалів, в якій значення магнітних сил перевищують їхній мінімально допустимий рівень з урахуванням технологічних обмежень. Бібл. 20, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: високоградієнтна сепарація, матричні фільтри, двоякоперіодична структура, ефективні та локальні характеристики, порівняльний аналіз, критерії подібності.

Вступ. Електромагнітна сепарація слабомагнітних матеріалів почала розвиватися ще з кінця XIX століття і на початковому етапі була реалізована на апаратах малої продуктивності стрічкового, дискового, індукційно-роликового і трубчастого типів [1]. Сучасна технологія високоградієнтної (поліградієнтної) магнітної сепарації виникла в середині минулого століття у зв'язку зі швидкими темпами розвитку бездоменної металургії як реакція на зростання вимог до якості сталі в умовах виснаження запасів багатірудної сировини [2, 3]. На сьогодні ця технологія забезпечує найбільші можливості вилучення слабомагнітних компонентів рудних матеріалів. Її практичні досягнення пов'язані з розробкою серії високоградієнтних магнітних сепараторів (ВГМС). Разом з тим через великі масогабаритні параметри (наприклад, сепаратор Джонса ДР 335 продуктивністю 180 т/год має діаметр ротора 3.35 м і масу 114 т) і показниках електроспоживання їхні техніко-економічні показники не є задовільними. Тому розробка нових конструкцій ВГМС продовжується, а оптимізація їхніх технічних параметрів залишається актуальним завданням.

Велика різноманітність магнітних систем ВГМС та магнітних фільтрів, що в них використовуються, є відображенням складності та недостатньої вивченості процесу. Зокрема це стосується розробки математичної моделі процесу вилучення слабомагнітної фракції в робочому просторі ВГМС,

© Толмачов С.Т., Ільченко О.В., 2025
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-5513-9099>; ** <https://orcid.org/0009-0004-4489-3397>

© Видавець Інститут електродинаміки 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>

хоча за останні два-три десятиліття тут досягнуто певних успіхів за рахунок впровадження чисельно-польових методів аналізу [1, 4–10] та засобів їхньої програмної реалізації. Головною особливістю ВГМС матричної структури, що багато в чому визначає їхню продуктивність, якість і вартість кінцевого продукту, є застосування магнітних фільтр-матриць (ФМ) зі складною геометрією та високою концентрацією елементів, що формують достатні для вилучення слабомагнітних фракцій пондеромоторні сили. Тому дослідження різних ФМ є об'єктом уваги численних авторів. Огляд сучасного стану цього питання з великою бібліографією дано в [11]. Основний акцент в більшості публікацій зроблено на пошук оптимальних геометричних форм елементів ФМ. Зокрема, в [12] запропоновано заміну у стрижнях кругового перерізу на ромбовидний. Як перспективні рекомендовано стрижневі ФМ з еліптичним перерізом [13, 14]. У ряді публікацій (наприклад, [15]) розглядається доцільність використання комбінацій стрижнів з різними діаметрами або різними формами перерізів у визначеному порядку. Найбільш активно досліджувалося використання зубчастих пластин. Так, у [2, 3, 9] рекомендовано їхні оптимальні параметри, є навіть висновок щодо трикутної форми елементів як оптимальної. У той же час в [4] стверджується, що заміна трикутних елементів на трапецієвидні може підвищити здатність збору дрібних часток.

У цілому слід зазначити, що поряд із корисною довідковою інформацією окремі публікації мають суперечливий характер, завищений рівень узагальнення і базуються на спрощених математичних моделях. Головними причинами вказаних недоліків є орієнтація на прості геометричні форми елементів, відсутність достовірної інформації про розподіл пондеромоторних сил у робочому просторі ФМ (для якого характерним є високий рівень неоднорідності), некоректність порівняльного аналізу без приведення до однакових базових характеристик (наприклад, напруженості «фоновому» поля, ефективної магнітної проникності тощо). Тому комплекс проблем, пов'язаних з більш глибоким дослідженням ФМ, залишається одним із актуальних теоретичних і прикладних завдань електротехніки.

Метою роботи є розробка методу розрахунку вилучальної здатності стрижневих ФМ за відсутності жорстких обмежень на їхню концентрацію, геометричні та магнітні властивості елементів, що формують двоякоперіодичне плоскопаралельне магнітне поле. При цьому на основі визначення локального розподілу магнітних сил метод повинен забезпечити можливість порівняльного аналізу різних ФМ у разі комплексного врахування заданих технологічних обмежень, ефективних параметрів як самих ФМ, так і ВГМС в цілому. Очевидно реалізація мети у такій постановці можлива лише в рамках польового підходу з використанням сучасних можливостей і методів обчислювальної техніки.

Базові принципи, постулати і співвідношення під час аналізу ФМ з двоякоперіодичною структурою. *Методи дослідження магнітних полів ФМ ВГМС.* Аналіз магнітних характеристик ВГМС реалізується на основі аналітичних, чисельних та експериментальних методів. Особливості та приклади їхнього застосування мають велику бібліографію, достатньо широко питання висвітлено в [1]. Складність задачі обмежує активність використання чисто аналітичних методів. Разом з тим в останні десятиліття все більшого поширення набувають чисельні методи – диференційні (метод кінцевих різниць – МКР, метод кінцевих елементів – МКЕ) і методи інтегральних рівнянь – МІР, які мають декілька модифікацій. На практиці найбільшого поширення отримав МКЕ, який реалізований у ряді потужних спеціалізованих програмних комплексів. За відомих переваг одним з основних недоліків диференційних методів є необхідність формування граничних умов, що значно обмежує використання цих методів для ФМ зі складною геометрією елементів. Цей недолік відсутній в інтегральних методах, які по суті є чисельно-аналітичними. Причому саме для аналізу періодичних структур з двовимірним полем, які розглядаються в даній роботі, цей метод має безперечні переваги.

За базовий для аналізу ефективних і локальних характеристик магнітного поля ВГМС з фільтрами матричної структури обрано метод векторних інтегральних рівнянь відносно вектору намагніченості $\mathbf{J}$ феромагнітних елементів матриці. Цей метод частково відображений в публікаціях [5, 6, 16], тому зупинимося лише на його базових особливостях:

- відсутні обмеження на геометрію, концентрацію і магнітні властивості феромагнітних елементів, що формують градієнтне поле;
- формування інтегрального рівняння відносно фізичного вектору намагніченості $\mathbf{J}$ (на відміну від рівнянь відносно фіктивних вторинних джерел) забезпечує можливість врахування нелінійних і анізотропних властивостей ФМ;
- область невідомих обмежено векторами намагніченості елементів дискретизації лише основного паралелограма періодів – вплив усіх сусідніх елементів автоматично враховується характером ядра інтегрального рівняння;

– під час реалізації метода активно використовуються двоякоперіодичні (еліптичні) функції комплексної змінної, зокрема основні функції цієї теорії – ζ - та $\wp$ -функція Веєрштрасса [17].

Позначимо $\omega = m_1\omega_1 + m_2\omega_2$ ($m_1, m_2 = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$), де ω_1 і ω_2 – основні періоди комплексної двоякоперіодичної функції $f(u)$ з періодами ω . Парі комплексних чисел (ω_1, ω_2) відповідає основний паралелограм періодів Ω , площу якого позначимо через F_Ω . Вершинами паралелограма Ω є чотири конгруентні (відповідні) точки, періодичним продовженням яких можна покрити всю комплексну площину E . Існує множина еквівалентних основних паралелограмів Ω_i (рис. 1), площі яких однакові і мінімальні для структур даного типу (їхні приклади наведено на рис. 1).

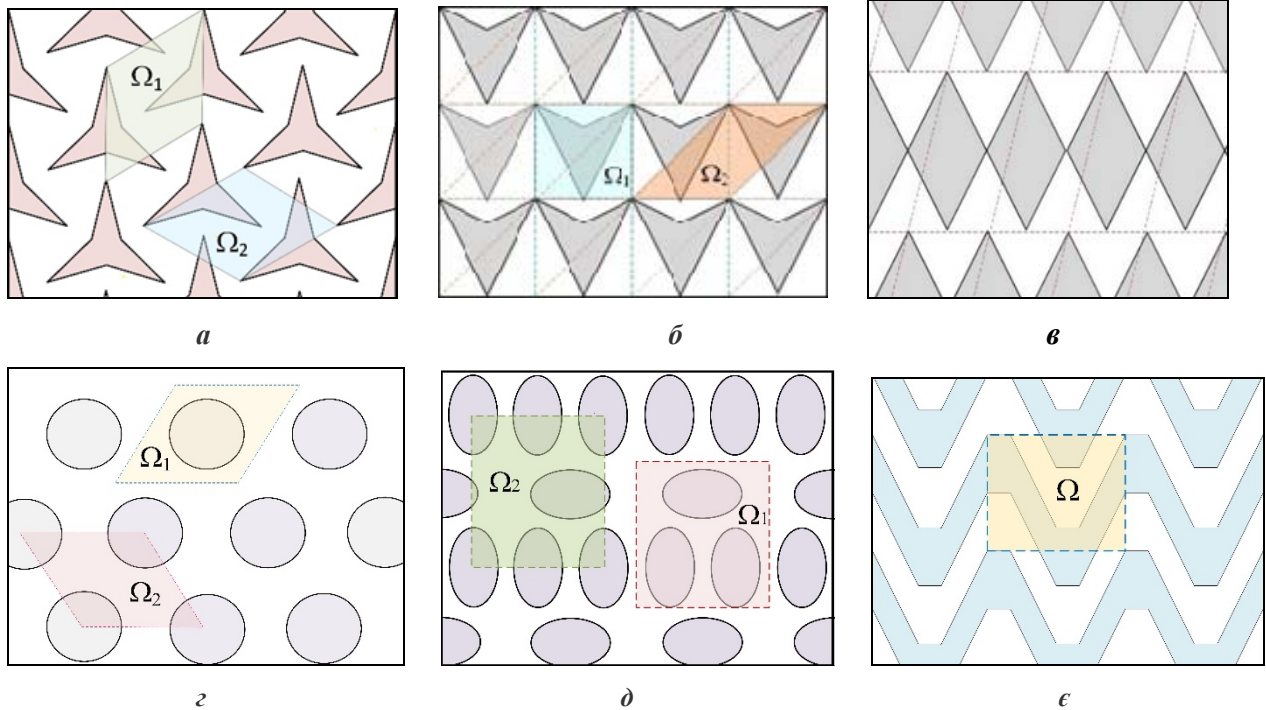


Рис. 1

Важливо відзначити, що у разі лінійного переміщення будь-якого з основних паралелограмів періодів Ω зберігаються всі конгруентні компоненти (або їхні частини) і фізичні параметри, що мають двоякоперіодичний характер, наприклад, вектори магнітного поля і магнітні сили у відповідних точках [19]. Не є принциповим як вибір одного з можливих основних паралелограмів Ω_i , так і його розташування на комплексній площині E . Не обов'язкове і охоплення паралелограмом Ω всіх деталей базової фігури (або комплексу фігур, як на рис. 1, д) – «втрачені» області компенсуються входженням в Ω таких же областей від сусідніх елементів. Ця особливість може бути корисною для більш чіткої візуалізації важливої інформації (наприклад, областей вилучення слабomagнітної фракції в межах одного паралелограма періодів під час практичного визначення локальних та ефективних параметрів ФМ).

Зазначимо також, що у контексті даного методу згадані вище базові функції мають прозорий фізичний сенс – квазіперіодична ζ -функція лежить в основі комплексного потенціалу, а еліптична $\wp$ -функція – напруженості магнітного поля двоякоперіодичної системи диполів з магнітними моментами M [18]; $\wp$ -функція складає також основу ядра інтегрального рівняння, що й забезпечує чисельно-аналітичний характер методу та двоякоперіодичну структуру поля в усій матриці.

Для системи диполів з моментами M , розташованих у точках $\xi \equiv \xi \bmod(\omega_1, \omega_2)$, комплексний потенціал та напруженість поля [16]

$$W_M(z) = \frac{M}{2\pi} \cdot \zeta(z - \xi) + C(z - \xi); \quad (1)$$

$$H_M(z) = -\bar{W}'_M(z) = -\frac{\bar{M}}{2\pi} \cdot \overline{\zeta'(z - \xi)} - \bar{C} = \frac{\bar{M}}{2\pi} \cdot \overline{\wp(z - \xi)} - \bar{C}, \quad (2)$$

де риска над комплексним числом означає операцію спряження. Нехай $J(z)$ – розподіл намагніченості, що виникає під дією напруженості поля $H_0(z)$ в області D феромагнітних елементів ФМ, що розташовані в Ω : $z \in D$, $D \in \Omega$. Зі спільного розгляду в Ω дії первинних (H_0) і вторинних (намагніченості J всіх магнетиків у комплексній площині E) джерел отримаємо вирази для комплексного потенціалу та напруженості поля [16]

$$W(z) = W_0(z) + W_J(z) = W_0(z) + \frac{1}{2\pi} \int_D J(\xi) [\zeta(z - \xi) - \frac{\eta_l}{\omega_l} (z - \xi)] d\tau_\xi + \frac{j}{F_\Omega} \int_D \text{Im} J(\xi) \cdot (z - \xi) d\tau_\xi, \quad (3)$$

$$H(z) = H_0(z) + H_J(z) = H_0(z) + \frac{1}{2\pi} \int_D \bar{J}(\xi) \left[\overline{\wp(z - \xi) + \frac{\eta_l}{\omega_l}} \right] d\tau_\xi - \frac{1}{2} \bar{J}(z) + \frac{j \text{Im} P}{F_\Omega}, \quad (4)$$

де P – повний дипольний момент всіх намагнічених елементів в D .

Введемо в розгляд основний інтегральний оператор методу, який виражається через магнітну індукцію B_J і напруженість H_J намагніченості [18]

$$\begin{aligned} -\overline{P_\omega J} &= \mu_0^{-1} \cdot B_J + H_J = 2H_J + J, \\ P_\omega J &= -\frac{1}{\pi} \int_D J(\xi) \cdot \left[\wp(z - \xi) + \frac{\eta_l}{\omega_l} \right] d\tau_\xi + \frac{2j \text{Im} P}{F_\Omega}. \end{aligned} \quad (5)$$

Далі з урахуванням основної концепції МІУ і очевидних співвідношень

$$J = \mu_0^{-1} B - H = (\mu - 1)H; \quad \mu_0^{-1} B + H = (\mu + 1)H = 2H_0 + \mu_0^{-1} B_J + H_J = 2H_0 - \overline{P_\omega J}, \quad (6)$$

де μ – відносна магнітна проникність феромагнітних елементів ФМ, отримаємо інтегральне рівняння відносно вектору намагніченості середовища $J(z)$, $z \in D$

$$J(z) = \lambda(2H_0(z) - \overline{P_\omega J}) = \lambda \left\{ 2H_0(z) + \frac{1}{\pi} \int_D \bar{J}(\xi) \left[\overline{\wp(z - \xi) + \frac{\eta_l}{\omega_l}} \right] d\tau_\xi + \frac{2j \text{Im} P}{F_\Omega} \right\}, \quad (7)$$

де $\lambda = (\mu - 1)/(\mu + 1)$. Чисельна реалізація цього базового рівняння та його узагальнених варіантів розглянута в ряді публікацій, зокрема в [6, 16].

Фільтр-матриця як базовий елемент ВГМС. Практичне значення має розрахунок як ефективних, так і локальних характеристик магнітного поля ФМ. У першому випадку вирішується завдання гомогенізації (усереднення) гетерогенного середовища (ГС) ФМ та розраховується розподіл магнітного поля в ньому під дією первинної напруженості поля H_0 . Оскільки розміри елементів ФМ можуть на два-три порядки відрізнятись від розмірів самої матриці, магнітне середовище матриці можна розглядати як однорідне (в загальному випадку нелінійне й анізотропне) по відношенню до магнітної системи сепаратора. Слід відзначити, що в теорії ГС задача гомогенізації досліджувалася найбільш активно, починаючи з класичних робіт Максвелла і Релея для канонічних фігур з лінійними властивостями. Активні дослідження в напрямку узагальнення цих класичних результатів фактично не припинялися [18]. Різні аспекти цієї проблеми досліджувалися в Інституті електродинаміки НАН України. Деякі результати цих досліджень викладено в монографії [20]. Можливості врахування нелінійних і анізотропних властивостей упорядкованих гетерогенних структур з довільною геометрією і концентрацію елементів ФМ розглянуто в [5, 6, 16].

Основним результатом задачі гомогенізації ГС є відносна магнітна проникність $\mu_{\text{еф}}$ для ізотропного ГС або відповідний тензор $\mathbf{\mu}_{\text{еф}}$ для анізотропного ГС. Для першого випадку легко знайти загальний вираз для $\mu_{\text{еф}}$. Якщо за напруженості поля H_0 ¹ позначити через P сумарний магнітний момент всіх елементів основного паралелограма періодів Ω , то з урахуванням збігу напрямів векторів H_0 і P отримаємо універсальний і точний вираз: $\mu_{\text{еф}} = 1 + P/(H_0 \cdot F_\Omega)$.

¹ Незважаючи на тісну аналогію між векторами і комплексними числами тут використано векторні аналоги комплексних функцій, оскільки в операціях з тензорами дії з комплексними числами ускладнені.

Узагальнення на анізотропний випадок розглянуто в [16]. Важливо підкреслити фундаментальну властивість лінійного середовища: вектори магнітної індукції $\mathbf{B}$, напруженості $\mathbf{H}$ і намагніченості $\mathbf{J}$ у відповідних точках ГС, а також ефективні параметри $\mu_{\text{еф}}$ і $\mu_{\text{еф}}$ не залежать від лінійних розмірів елементів ГС. Це є наслідком двовимірного характеру даної структури і, як буде показано далі, значно узагальнює можливості методу і спрощує розгляд численних варіантів на основі критерію подібності даних обчислювальних експериментів.

Проблема розрахунку ефективних параметрів ФМ безпосередньо не пов'язана з визначенням локального розподілу магнітного поля в робочому просторі сепаратора. Але без врахування цих параметрів порівняльний аналіз матриць різного типу не може бути коректним. На жаль ця обставина не враховується в переважній більшості публікацій.

Щодо розрахунку локальних характеристик поля, то деякі функціональні можливості методу проілюстровані на рис. 2.

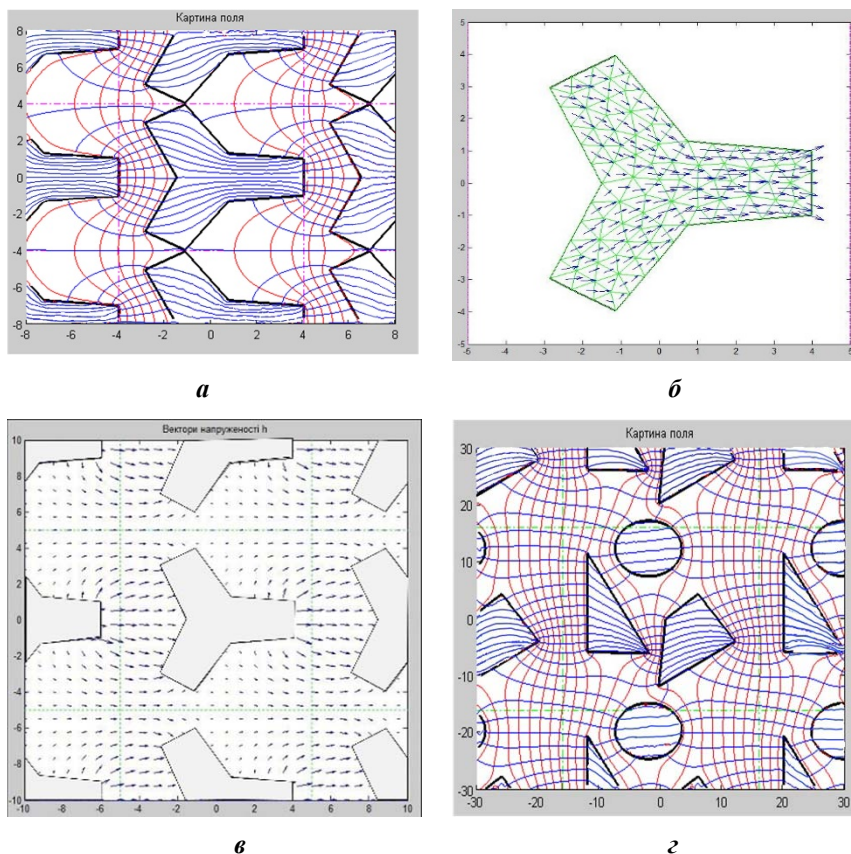


Рис. 2

На рис. 2, а наведено картину поля в двоякоперіодичній матриці з основними періодами $\omega_1 = 8$, $\omega_2 = 8j$ і одним елементом складної геометрії в кожному паралелограмі періодів Ω . Відносна магнітна проникність матеріалу стрижнів $\mu = 10000$, магнітне поле H_0 спрямоване горизонтально. Як видно з рис. 2, а, магнітне поле має виражений двоякоперіодичний характер. Силкові лінії магнітної індукції (синій колір) неперервні, а еквіпотенціали (червоний колір) огинають елементи, кожен з яких за високих значень μ є практично еквіпотенціальним. Рис. 2, б ілюструє дискретизацію елемента і розподіл намагніченості за зовнішньому полі $H_0 = \text{const}$. На рис. 2, в показано розподіл векторів напруженості поля в робочому просторі ФМ (всередині елементів вона практично відсутня). Високий рівень функці-

ональності методу ілюструє рис. 2, г, з якого видно, що число фаз у паралелограмі періодів, їхня форма, концентрація і значення основних періодів не являються обмежувальними факторами. Очевидною також є складність формування граничних умов для основного паралелограма періодів Ω .

Силова характеристика магнітного поля. За базовий для розрахунку магнітної сили, що діє на мале тіло з об'ємом V і магнітним моментом $\mathbf{M}$ в неоднорідному полі $\mathbf{B}$, приймемо вираз $\mathbf{F}_m = (\mathbf{M} \cdot \nabla) \mathbf{B}$, який для слабомагнітних частинок за припущення їх однорідної намагніченості $\mathbf{J}$ можна записати в еквівалентній формі: $\mathbf{F}_m = \mu_0 V (\mathbf{J} \cdot \nabla) \mathbf{H}$. Враховуючи, що

$$\mathbf{J} = \kappa \mathbf{H}_i = \kappa (\mathbf{H} - N \mathbf{J}) = \kappa \mathbf{H} / (1 + \kappa N),$$

де κ – об'ємна магнітна сприйнятливості матеріалу; $\mathbf{H}_i$ – напруженість поля всередині частки, а N – її розмагнічуваний фактор, отримаємо:

– для сильномагнітних часток ($\kappa \gg 1$)

$$\mathbf{F}_m = \mu_0 V (\mathbf{H} \cdot \nabla) \mathbf{H} = \mu_0 V |\mathbf{H}| \text{grad}(|\mathbf{H}|) / N = \mu_0 V \text{grad}(|\mathbf{H}|^2) / 2N;$$

– для слабомагнітних часток ($\kappa \ll 1$)

$$\mathbf{F}_m = \mu_0 \kappa V (\mathbf{H} \cdot \nabla) \mathbf{H} = \mu_0 \kappa V |\mathbf{H}| \text{grad}(|\mathbf{H}|) = \mu_0 \kappa V \text{grad}(|\mathbf{H}|^2) / 2 = \mu_0 \kappa V \mathbf{f}, \quad (8)$$

де через $\mathbf{f}$ позначена силова характеристика магнітного поля,

$$\mathbf{f} = |\mathbf{H}| \text{grad}(|\mathbf{H}|) = \text{grad}(|\mathbf{H}|^2) / 2, \quad (9)$$

що характеризує здатність ФМ вилучати магнітні мінерали.

У науково-технічній літературі замість магнітної сприйнятливості κ часто використовують питому магнітну сприйнятливість $\chi = \kappa/\rho$, де ρ – густина матеріалу, кг/м^3 . Тоді вираз (8) приймає еквівалентну форму

$$\mathbf{F}_m = \mu_0 \chi m (\mathbf{H} \cdot \nabla) \mathbf{H} = \mu_0 \chi m |\mathbf{H}| \text{grad}(|\mathbf{H}|) = \mu_0 \chi m \text{grad}(|\mathbf{H}|^2) / 2 = \mu_0 \chi m \mathbf{f}. \quad (10)$$

Задля візуалізації локальних характеристик магнітного поля – напруженості $\mathbf{H}$ і силової магнітної функції $\mathbf{f}$, можна використовувати як відповідні вектори на обраному масиві точок, а також ізолінії $|\mathbf{H}|^2 = \text{const}$ та $\mathbf{f} = \text{const}$. Останні будемо називати ізодинами (по аналогії з ізодинамічним магнітним полем). Саме вони мають найбільше значення у контексті оцінки вилучальної здатності ФМ.

Сформулюємо важливий принцип подібності для функції $\mathbf{f}$. Позначимо через $\mathbf{f}_0$ базовий для конкретної ФМ розподіл силового поля і відповідний масив ізодин $\mathbf{f}_{0i} = \text{const}$ за $H_0 = 1$ А/м і лінійних розмірах елементів в системі СІ (м). Враховуючи незалежність поля $\mathbf{H}$ від абсолютних розмірів елементів і його пропорційність напруженості H_0 , а також обернену пропорційність $\text{grad}(|\mathbf{H}|)$ лінійним розмірам, отримуємо важливий висновок: під час зміни величини напруженості H_0 і лінійних розмірів елементів ФМ картини векторних полів $\mathbf{f}_0$ і всіх ізодин зберігаються, а змінюються пропорційно лише їхні значення. **Це дає змогу масивом ізодин $\mathbf{f}_0 = \text{const}$ охопити всі можливі значення зовнішнього поля H_0 та будь-які геометрично подібні матриці.** Наприклад, за одночасного збільшення H_0 до 10 А/м і розмірів елементів у 100 разів збережеться не лише вигляд ізодин функції $\mathbf{f}_0$, а й їхні значення. Можна трансформувати цей принцип наступним чином: якщо у деякому варіанті змінити напруженість H_0 у r разів, а лінійні розміри у s разів, то значення векторів поля й ізодин зміняться у $k = r^2/s$ разів (коефіцієнти зміни слід визначати як відношення нових параметрів до попередніх).

Задля ілюстрації на рис. 3 наведено результати розрахунку функції $\mathbf{f}$ для двох матриць з циліндричними елементами радіуса 6 мм і основними періодами $\omega_1 = 18$ мм, $\omega_2 = 18j$ мм – для квадратної матриці (рис. 3, а) та $\omega_1 = 19.342$ мм, $\omega_2 = 19.342 \exp(j60^\circ)$ мм – для гексагональної (рис. 3, б, в). Основні періоди варіантів узгоджені з метою забезпечення збігу їхніх площ $F_\Omega = 324$ мм^2 і, як наслідок, збігу коефіцієнтів заповнення Ω циліндричними елементами з $F_{\text{цил}} = 113$ мм^2 . З'ясувалося, що практично однаковими є й ефективні магнітні проникності цих макроскопічно ізотропних середовищ (за розрахунками $\mu_{\text{еф}} \approx 2.07$). Таке приведення є обов'язковим під час виконання порівняльного аналізу різних матриць. На жаль у більшості робіт з даного напрямку ця вимога не враховується.

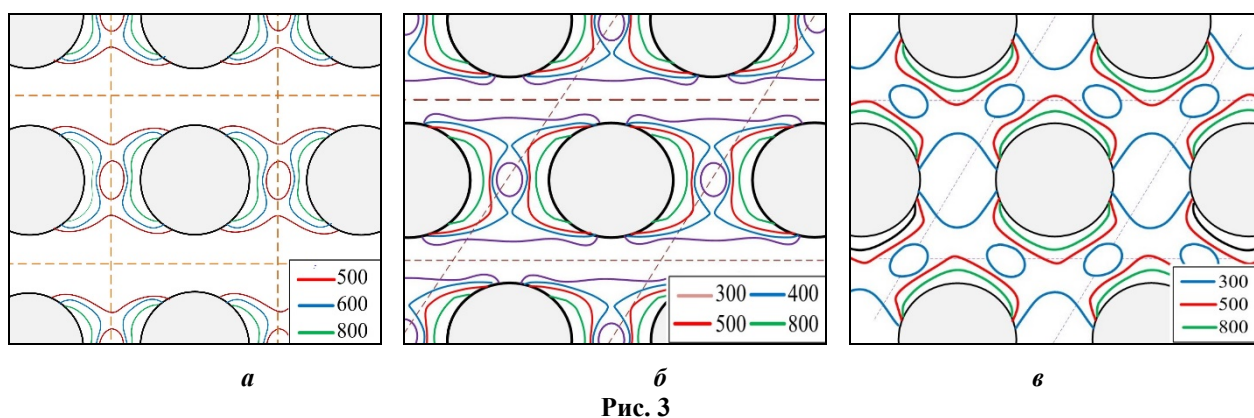


Рис. 3

На рис. 3 різними кольорами позначено ізодини функції $\mathbf{f}$, значення яких в $\text{А}^2/\text{м}^3$ отримано для напруженості зовнішнього поля $H_0 = 1$ А/м перерахунком $\mathbf{f}_0$ за формулою $\mathbf{f} = k \mathbf{f}_0 = \mathbf{f}_0 \cdot r^2/s = \mathbf{f}_0 \cdot 1^2/0.001 = 1000 \mathbf{f}_0$. Звертає на себе увагу складний і непередбачуваний характер розподілу магнітних

сил навіть у відносно простих за геометричними характеристиками варіантах. Так, у випадку матриці з гексагональною решіткою (рис. 3 б, в) зміна напрямку поля H_0 суттєво впливає на характер функції f . Відзначимо також маловідомий (хоча з логічних міркувань і очікуваний) факт існування періодичних **точок біфуркації** з центрами зон невеликих значень функції f (еліпсоподібні області на рис. 3). Цей факт потребує додаткових досліджень, оскільки його врахування може суттєво вплинути на кількісні оцінки ефективності різних типів матриць.

Результати обчислювальних експериментів. Задля більш чіткого розуміння методики практичного використання наведеного на рис. 3 розподілу магнітних сил наведемо приклад розрахунку пондеромоторної сили, необхідної для вилучення сферичної частинки слабоманітного матеріалу (гематиту) радіуса $r = 50 \text{ мкм} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ м}$. За густини $\rho = 5000 \text{ кг/м}^3$ маса її становить $m = 2.62 \cdot 10^{-9} \text{ кг}$, а сила тяжіння $F_g = mg = 2.57 \cdot 10^{-8} \text{ Н}$. Очевидно для вилучення частки з потоку пульпи необхідно виконати умову $F_m = cF_g$, де технологічний параметр c залежить від ряду факторів – густини і швидкості пульпи, її в'язкості, гідродинамічного опору, способу подачі матеріалу та ін. Для малих часток гідродинамічний опір може значно перевищувати силу тяжіння, тому параметр c може змінюватися в достатньо широкому діапазоні. Важливість детального обґрунтування параметра c очевидна, але це завдання лежить за межами даної роботи. Наприклад, якщо прийняти $c = 30$, то $F_m = 30F_g = 7.7 \cdot 10^{-7} \text{ Н}$. З урахуванням середнього значення питомої магнітної сприйнятливості гематиту $\chi = 2 \cdot 10^{-5} \text{ м}^3/\text{кг}$ легко визначити граничну магнітну силу вилучення $f_{\min}$

$$f_{\min} = \frac{F_m}{\mu_0 \chi m} = \frac{7.7 \cdot 10^{-7}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2 \cdot 10^{-5} \cdot 2.62 \cdot 10^{-9}} = 4.68 \cdot 10^{13} \text{ А}^2 / \text{м}^3.$$

Цей показник є базовим для вибору та порівняльного аналізу різних матриць. За заданих геометричних розмірів площа, що обмежена, наприклад, ізодиною $f = 800$ (незалежно від типу матриць, зображених на рис. 3), забезпечується за напруженості $H_0 = (f_{\min}/800)^{1/2} = 2.42 \cdot 10^5 \text{ А/м}$ і відповідно магнітної індукції $B = \mu_0 \mu_{\text{сф}} H_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2.42 \cdot 10^5 = 0.629 \text{ Т}$. Для площі вилучення, обмеженої ізодиною $f = 500$, слід збільшити інтенсивність поля: $H_0 = (f_{\min}/500)^{1/2} = 3.06 \cdot 10^5 \text{ А/м}$ і $B = 0.796 \text{ Т}$.

Задля оцінки впливу технологічного параметра c наведемо аналогічні показники для $c = 50$. При цьому $F_m = 1.28 \cdot 10^{-6} \text{ Н}$, $f_{\min} = 7.7 \cdot 10^{13} \text{ А}^2/\text{м}^3$, $H_0 = 3.12 \cdot 10^5 \text{ А/м}$, $B = 0.812 \text{ Т}$ і $H_0 = 3.95 \cdot 10^5 \text{ А/м}$, $B = 1.03 \text{ Т}$ відповідно для ізодин $f = 800 \text{ А}^2/\text{м}^3$ і $f = 500 \text{ А}^2/\text{м}^3$. Гнучкість підбору потенційно можливих зон вилучення немагнітної фракції забезпечується як зміною інтенсивності поля, так і зміною лінійних розмірів елементів матриці і основних періодів без зміни топології силового поля f_0 . Щодо значення напруженості поля H_0 , якому відповідає конкретна ізодина, то більш конструктивним може бути зворотній шлях – від заданого рівня магнітної індукції через ефективну магнітну проникність $\mu_{\text{сф}}$ до напруженості поля H_0 і відповідної ізодини f .

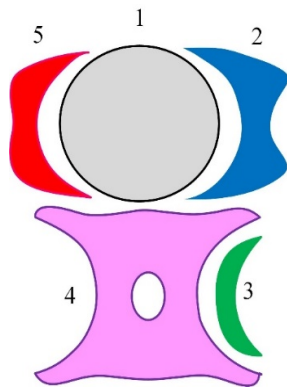


Рис. 4

Кількісна оцінка вилучальної здатності конкретного варіанта матриці забезпечується машинним визначенням площ різних зон, в яких $f > f_{\min}$. На прикладі рис. 3, б такі зони, що обмежені поверхнею циліндра і відповідними ізолініями, наведено на рис. 4 (циліндр 1 з відомою площею перерізу $F_{\text{цил}} = 113 \text{ мм}^2$ надано для переведення відносних значень в абсолютні). Кольори зон відповідають кольорам ізодин на рис. 3, б. Абсолютні значення площ вилучення в межах одного паралелограма періодів слід розраховувати з урахуванням локального розподілу магнітних сил у відповідності з рис. 3, б. Так, площа фігури 4 обчислюється без врахування еліптичної зони, оскільки центром даної зони є точка біфуркації з нульовим значенням сили. З іншого боку, площі фігур 2, 3 і 5 необхідно подвоїти, оскільки вони попарно розташовані симетрично відносно циліндра.

Абсолютні значення площ потенційних зон вилучення, що відповідають заданим на рис. 3, б ізодинам, а також їхні відношення до площі паралелограма періодів $F_{\Omega} = 324 \text{ мм}^2$ і площі робочого простору $F_{\text{роб}} = F_{\Omega} - F_{\text{цил}} = 324 - 113 = 211 \text{ мм}^2$, наведено в таблиці. Там же розміщені аналогічні дані для рис. 3, а і 3, в. Спільними для всіх варіантів є значення ізодин $f = 500 \text{ А}^2/\text{м}^3$ (червоний колір) і $f = 800 \text{ А}^2/\text{м}^3$ (зелений колір), тому проведемо порівняльний аналіз на прикладі даної пари. З порівняння рис. 3, б і 3, в безпосередньо видно, що зміна напрямку поля H_0 суттєво впливає на геометрію відповідних зон вилучення. Але як видно з таблиці, в межах допустимої похибки площі відповідних

зон практично однакові: 53.8 мм² та 54.2 мм² для $f = 500 \text{ А}^2/\text{м}^3$ і 23.2 мм² та 24.1 мм² для $f = 800 \text{ А}^2/\text{м}^3$. Цей факт свідчить, що ізотропія магнітних властивостей поширюється й на вилучальну здатність

Рис.	$f, \text{А}^2/\text{м}^3$	$F_{\text{вил}}, \text{мм}^2$	$F_{\text{вил}}/F_{\text{роб}}, \%$	$F_{\text{вил}}/F_{\Omega}, \%$
3, а	500	72.36	34.3	22.3
	600	42.12	20.0	13.0
	800	16.2	7.7	5.0
3, б	300	125.7	59.6	38.8
	400	78.6	37.3	24.2
	500	53.8	25.5	16.6
	800	23.2	11.0	7.2
3, в	300	121.3	57.5	37.4
	500	54.2	25.7	16.7
	800	24.1	6.0	7.4

$f > f_{\min}$, є очевидними, як у прикладі, розглянутому вище. Певні ускладнення можуть бути пов'язані з багатозв'язним характером області S_+ , а також зі складною формою її межі (як на рис. 5 для $f = 300 \text{ А}^2/\text{м}^3$). Остання ділить робочу зону паралелограма періодів $F_{\text{роб}} = F_{\Omega} - F_{\text{цпл}}$ на дві частини, в яких $f \geq f_{\min}$ або $f < f_{\min}$. Тому задля визначення площі S_+ можна скористатися одним із способів – або безпосереднім шляхом побудови граничної лінії даної області і обчислення її площі, або за очевидною формулою: $S_+ = F_{\text{роб}} - S_-$, де S_- – сумарна площа всіх областей в межах Ω , де виконується умова $f < f_{\min}$. Очевидно в даному випадку більш зручно скористатися другим способом, причому $S_- = S_1 + 2S_2$ і

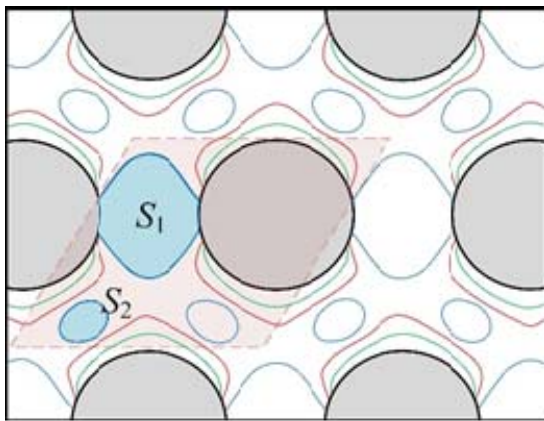


Рис. 5

матриць за різних напрямків поля. Відзначимо, що наведені показники не поширюються на квадратну решітку (таблиця, рис. 3, а). Так, для $f = 500 \text{ А}^2/\text{м}^3$ $F_{\text{вил}} = 72.36 > 53/8 \text{ мм}^2$, а для $f = 800 \text{ А}^2/\text{м}^3$ $F_{\text{вил}} = 16.2 < 23.2 \text{ мм}^2$, тобто за однакової форми, розмірів і концентрації елементів матриці їхнє розташування може суттєво впливати на показники вилучення. Ця теза ставить під сумнів поширену думку про існування оптимальної форми елементів матричної структури: це питання можна розглядати лише у контексті врахування інших факторів впливу.

За практичного використання метода не завжди потенційні зони вилучення S_+ областей, у всіх точках яких $f > f_{\min}$, є очевидними, як у прикладі, розглянутому вище. Певні ускладнення можуть бути пов'язані з багатозв'язним характером області S_+ , а також зі складною формою її межі (як на рис. 5 для $f = 300 \text{ А}^2/\text{м}^3$). Остання ділить робочу зону паралелограма періодів $F_{\text{роб}} = F_{\Omega} - F_{\text{цпл}}$ на дві частини, в яких $f \geq f_{\min}$ або $f < f_{\min}$. Тому задля визначення площі S_+ можна скористатися одним із способів – або безпосереднім шляхом побудови граничної лінії даної області і обчислення її площі, або за очевидною формулою: $S_+ = F_{\text{роб}} - S_-$, де S_- – сумарна площа всіх областей в межах Ω , де виконується умова $f < f_{\min}$. Очевидно в даному випадку більш зручно скористатися другим способом, причому $S_- = S_1 + 2S_2$ і $S_+ = F_{\text{роб}} - S_1 - 2S_2$. Оскільки, як було показано вище, за лінійного переміщення шаблону паралелограма Ω вся інформація в ньому залишається незмінною, остання формула є очевидною.

Висновки.

1. Запропонований метод аналізу магнітних характеристик матричних фільтрів високоградієнтних магнітних сепараторів, заснований на інтегральному рівнянні відносно векторів намагніченості феромагнітних елементів матриці, значно розширює можливості традиційних диференціальних методів за рахунок локалізації розрахункової області основним паралелограмом матричної структури, відсутності проблеми граничних умов та обмежень на геометрію і концентрацію елементів матриці.

2. За припущення двоякоперіодичності структури

матриці ефективним є використання апарату еліптичних функцій, що забезпечує чисельно-аналітичну форму метода і високий рівень його функціональності.

3. У рамках лінійної постановки сформульовано універсальні критерії подібності для векторів магнітного поля, ефективних і локальних характеристик матриці. На основі цих критеріїв обґрунтована можливість поширення інформації щодо локального розподілу магнітних сил в одному з базових варіантів на всі геометрично подібні матриці з довільними значеннями напруженості поля (магнітної індукції) сепаратора та заданого за технологічними обмеженнями мінімального рівня магнітної сили.

4. Встановлено маловідомий факт існування в матричних фільтрах періодичних точок біфуркації, які є центрами зон з малими рівнями магнітних сил.

5. На основі обчислювальних експериментів підтверджено складний характер розподілу магнітних сил в матриці і високий рівень їхньої неоднорідності. Отримання надійної інформації щодо потенційних зон вилучення в робочому просторі матриці є основною передумовою порівняльного аналізу матриць з елементами довільної форми під час оптимізації параметрів високоградієнтних сепараторів.

1. Загирняк М.В., Бранспиз Ю.А., Шведчикова И.А. Магнитные сепараторы. Проблемы проектирования. Киев: Техніка, 2011. 224 с.

2. Oder R. High gradient magnetic separation theory and applications. *IEEE Transactions on Magnetism*. 1976. Vol. 12. Issue 5. Pp. 428–435. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.1976.1059076>.

3. Svoboda J. Magnetic Techniques for the Treatment of Materials. Kluwer Academic Publishers, 2004. 642 p. DOI: <https://doi.org/10.1155/1989/18456>.
4. Wei G.M., Ren W.C., Yuan Y.X. Study on magnetic field characteristics and process parameters of tooth-plate type magnetic matrix. *Metal Mine*. 1985. Pp. 32–37.
5. Толмачев С.Т., Рожненко Ж.Г. Комплексное решение задачи магнитостатики в системе с упорядоченной гетерогенной средой. *Вестник Национального технического университета «ХПИ»*. 2008. № 40. С. 139–145.
6. Толмачев С.Т., Бондаревский С.Л. Математическое моделирование высокоинтенсивного силового поля магнитных сепараторов. *Вісник Криворізького технічного університету. Збірник наукових праць*. 2011. Вип. 29. С. 228–233.
7. Ren L., Zeng S., Zhang Y. Magnetic field characteristics analysis of a single assembled magnetic medium using ANSYS software. *International Journal of Mining Science and Technology*. 2015. Vol. 25. No 3. Pp. 479–487. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijmst.2015.03.024>.
8. Shvedchykova I., Romanchenko J., Nikitchenko I. Comparative analysis of inhomogeneity degree of magnetic field of polygradient magnetic separators for purification of bulk materials. International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems (MEES-2017)*, Kremenchuk, Ukraine, 15–17 November 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/mees.2017.824887>.
9. Gerlici J., Шведчикова І.О., Романченко Ю.А., Нікітченко І.В. Визначення раціональних геометричних параметрів пластинчастих елементів магнітної матриці поліградієнтного сепаратора. *Електротехніка і електромеханіка*. 2018. № 4. С. 58–62. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.10>.
10. Song C.C., Ning G.H., Yuan Z.Y., Jing L.X., Hui C.C., Yao M.S. Investigation of the influence of different matrix rotation angles on the surrounding magnetic field in a uniform magnetic field. *Ming Metall Eng*. 2014. No 34. Pp. 290–294.
11. Ge W., Encinas A., Araujo E., Song Sh. Magnetic matrices used in high gradient magnetic separation (HGMS): A review. *Results in Physics*. 2017. Vol. 7. Pp. 4278–4286. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rinp.2017.10.055>.
12. Hou L.S., Geng L. A kind of high gradient magnetic matrix for high-intensity magnetic separator. Patent CN. 2012.
13. Zheng X., Wang Y., Lu D. Particle capture of elliptic cross-section matrices for parallel stream high gradient magnetic separation. *Compel*. 2016. Vol. 35. Pp. 187–199.
14. Zheng X., Wang Y., Lu D., Li X. Study on the application of elliptic cross-section matrices for axial high gradient magnetic separation: key considerations for optimization. *Physicochemical Problems of Mineral Processing*. 2019. Vol. 55(3). Pp. 655–666. DOI: <https://doi.org/10.5277/ppmp18178>.
15. Ding L., Chen L.Z., Zeng J.W. Investigation of combination of variable diameter rod elements in rod matrix on high gradient magnetic separation performance. *Advanced Materials Research*. 2014. Vol. 1030–1032. Pp. 1193–1196. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amr.1030-1032.1193>.
16. Толмачев С. Т., Бондаревский С. Л., Ильченко А.В. Магнитные свойства многокомпонентных гетерогенных сред с двоякопериодической структурой. *Електротехніка та електромеханіка*. 2020. № 1. С. 29–38. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.1.05>.
17. Hurwitz A., Courant R. Vorlesungen über allgemeine Funktionentheorie und elliptische Funktionen. J. Springer, 1922. 399 p.
18. Толмачев С.Т. Специальные методы решения задач магнитостатики. Киев: Вища школа, 1983. 166 с.
19. Толмачев С.Т., Бондаревский С.Л. Классификация гетерогенных структур и условие их двоякопериодичности. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2013. № 5 (65). С. 24–29.
20. Емец Ю.П. Электрические характеристики композиционных материалов с регулярной структурой. Киев: Наукова думка, 1986. 191 с.

MATHEMATICAL MODELING OF THE MAGNETIC FIELD OF HIGH-GRADIENT MAGNETIC SEPARATORS WITH A DOUBLE-PERIODIC MATRIX STRUCTURE

S.T. Tolmachov, O.V. Ichenko

Kyryvi Rih National University of Ukraine,

Vitaliy Matusevich Str., 11, Kryvyi Rih, 50027, Ukraine. Email: stan.tolm@gmail.com.

A detailed justification of the method of calculating local and effective characteristics of magnetic filters of the matrix structure of high-gradient magnetic separators is given. It is shown that under the assumption of a doubly-periodic structure of the matrix and the plane-parallel character of the field, it allows to significantly expand the possibilities of existing methods due to the absence of significant restrictions on the geometric and physical parameters of the ferromagnetic elements of the matrix and their concentration. The method is based on the integral equation relative to the magnetization vector of the elements of the main parallelogram of periods. The doubly-periodic nature of the solution is automatically provided by the construction of the integral operator kernel, and unlike differential methods, there is no need to set boundary conditions. Within the framework of the linear formulation, clear criteria of similarity are formulated for the effective and local characteristics of the field, in particular for isolines of magnetic forces. The functional possibilities of the method are illustrated by the results of computational experiments on the examples of matrices with

different geometric characteristics of the elements. According to the results of computational experiments, the complex and unpredictable distribution of magnetic forces even in matrixes of elements of simple geometry is illustrated. In particular, the calculations confirmed the hypothetical assumption regarding the existence of periodic bifurcation points in which there are no magnetic forces. These points are the centers of zones with negligible magnetic forces, which should be taken into account when calculating the extraction capacity of the matrix. Specific examples illustrate the method of determining the potential zone of extraction of weakly magnetic materials, in which the values of magnetic forces exceed their minimum permissible level, taking into account technological limitations. References 20, figures 5, table 1.

Keywords: high-gradient separation, matrix filters, doubly-periodic structure, effective and local characteristics, comparative analysis, similarity criteria.

1. Zagirnyak M.V., Branspiz Yu.A., Shvedchikova I.A. Magnetic separators. Problems of designing. Kiev: Tekhnika, 2011. 224 p. (Rus).
2. Oder R. High gradient magnetic separation theory and applications. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1976. Vol. 12. Issue 5. Pp. 428–435. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.1976.1059076>.
3. Svoboda J. Magnetic Techniques for the Treatment of Materials. Kluwer Academic Publishers, 2004. 642 p. DOI: <https://doi.org/10.1155/1989/18456>.
4. Wei G.M., Ren W.C., Yuan Y.X. Study on magnetic field characteristics and process parameters of tooth-plate type magnetic matrix. *Metal Mine*, 1985. Pp. 32–37.
5. Tolmachev S.T., Rozhnenko Zh.G. Comprehensive Solution of Magnetostatics Problem in a System with Ordered Heterogeneous Medium. *Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta Kharkovskii politekhnicheskii snstitut*. 2008. No 40. Pp. 139–145. (Rus).
6. Tolmachev S.T., Bondarevskii S.L. Mathematical Modeling of High-Intensity Force Field of Magnetic Separators. *Visnyk Kryvirizskoho tekhnichnogo universitetu. Zbirnyk naukovykh prats*. 2011. Vyp. 29. Pp. 228–233. (Rus).
7. Ren L., Zeng S., Zhang Y. Magnetic field characteristics analysis of a single assembled magnetic medium using ANSYS software. *International Journal of Mining Science and Technology*. 2015. Vol. 25. No 3. Pp. 479–487. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijmst.2015.03.024>.
8. Shvedchykova I., Romanchenko J., Nikitchenko I. Comparative analysis of inhomogeneity degree of magnetic field of polygradient magnetic separators for purification of bulk materials. International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems (MEES-2017)*, Kremenchuk, Ukraine, 15–17 November 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/mees.2017.824887>.
9. Gerlici J., Shvedchikova I.O., Romanchenko Yu.A., Nikitchenko I.V. Determination of Rational Geometric Parameters of Plate Elements of the Magnetic Matrix of a Polygradient Separator. *Elektrotehnika I elektromekhanika*. 2018. No 4. Pp. 58–62. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.10>.
10. Song C.C., Ning G.H., Yuan Z.Y., Jing L.X., Hui C.C., Yao M.S. Investigation of the influence of different matrix rotation angles on the surrounding magnetic field in a uniform magnetic field. *Ming Metall Eng*. 2014. No 34. Pp. 290–294.
11. Ge W., Encinas A., Araujo E., Song Sh. Magnetic matrices used in high gradient magnetic separation (HGMS): A review. *Results in Physics*. 2017. Vol. 7. Pp. 4278–4286. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rinp.2017.10.055>.
12. Hou L. S., Geng L. A kind of high gradient magnetic matrix for high-intensity magnetic separator. Patent CN. 2012.
13. Zheng X., Wang Y., Lu D. Particle capture of elliptic cross-section matrices for parallel stream high gradient magnetic separation. *Compel*. 2016. Vol. 35. Pp. 187–199.
14. Zheng X., Wang Y., Lu D., Li X. Study on the application of elliptic cross-section matrices for axial high gradient magnetic separation: key considerations for optimization. *Physicochemical Problems of Mineral Processing*. 2019. Vol. 55(3). Pp. 655–666. DOI: <https://doi.org/10.5277/ppmp18178>.
15. Ding L., Chen L.Z., Zeng J.W. Investigation of combination of variable diameter rod elements in rod matrix on high gradient magnetic separation performance. *Advanced Materials Research*. 2014. Vol. 1030–1032. Pp. 1193–1196. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amr.1030-1032.1193>.
16. Tolmachev S.T., Bondarevsky S.L., Ilchenko A.V. Magnetic Properties of Multicomponent Heterogeneous Media with Bipolar Periodic Structure. *Elektrotehnika I elektromekhanika*. 2020. No 1. Pp. 29–38. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.1.05>. (Rus).
17. Hurwitz A., Courant R. Vorlesungen über allgemeine Funktionentheorie und elliptische Funktionen. J. Springer, 1922. 399 p.
18. Tolmachev S.T. Special Methods for Solving Magnetostatics Problems. Kiev: Vysshia shkola, 1983. 166 p. (Rus).
19. Tolmachev S.T., Bondarevskii S.L. Classification of Heterogeneous Structures and the Condition of Their Bipolar Periodicity. *Vostochno-evropeiskii zhurnal peredovykh tekhnologii*. 2013. No 5 (65). Pp. 24–29. (Rus).
20. Emets Yu.P. Electrical Characteristics of Composite Materials with Regular Structure. Kiev: Naukova Dumka, 1986. 191 p. (Rus).

Надійшла 07.08.24

MATRIX ANALYSIS OF THE TOPOLOGY OF ELECTRIC CIRCUITS FOR SOLAR PANELS AND POWER PLANTS USING CONTROLLED CONNECTIONS

D.V. Bondarenko *

**Institute of Renewable Energy National Academy of Sciences of Ukraine,
Metrologichna str., 50, Kyiv, 03143, Ukraine.**

E-mail: dima7007bond@gmail.com.

The work is devoted to the use of matrix theory to represent the topology of electric circuits in photovoltaic panels and photovoltaic power stations and their modeling and calculation. When creating the electric circuits in photovoltaic devices, the controlled connections between photovoltaic cells in photovoltaic panels or photovoltaic panels in photovoltaic power stations are used. The advantages of using the dynamic controlled connections instead of fixed ones are noted. The expediency of using the field-effect transistors as a switching element is mentioned. The incidence matrices with elements responsible for series connection, parallel connection and shunt connection are created. That is, by selecting the elements of the matrix, the corresponding connection is implemented. It is noted that these elements can be parametric and change in time that leads to the implementation of a dynamic system. It is shown that using a matrix presentation it is also convenient to calculate the cascade connections of photovoltaic cells or photovoltaic panels, for which the input values are the output values calculated for the previous cascade. It is also shown that it is convenient to separate a unified calculation matrix to a generation matrix, a matrix of parametric processes and a matrix of connections. It is noted that the use of matrix analysis to the calculation of electric circuits allows the use of algorithms for model computer creation and computer simulation. The conclusions were made and it was shown that it is advisable to develop a matrix approach for use in the calculation of hybrid energy systems. References 23, figures 3.

Keywords: matrix analysis, topology, photovoltaic, solar panels, solar power plants, controlled connections.

Introduction. The relevance and widespread use of photovoltaic energy sources make it necessary to develop and improve the generating devices and systems [1, 2], namely, photovoltaic (PV) panels and solar photovoltaic power plants (PVP). One of the aspects of improvement is the creation of an optimal topology of photovoltaic cells in panels or panels in solar power plants. To improve the various topological solutions, it is possible to use both fixed connections and dynamic connections [3]. It is necessary to pay attention to study of dynamic switching. It should be noted that to create the optimal technical solutions and to carry out the effective modeling, it is advisable to use the matrix analysis [4, 5].

The tasks of the work are to create a theoretical tool for analysis, calculations and simulation of the topology of electric-circuits of photovoltaic cells connected in panels and photovoltaic panels connected in solar power stations, based on the mathematical approaches of matrix theory.

Objectives of the work are to create a matrix representation of the elementary cell that connects photovoltaic elements; using the matrix representation to show the parallel and series connections in solar panels and photovoltaic power plants, and also to analyze the variety of elements in the topological matrix.

Basic topology of electric circuits of solar cells. The solar cells in panels or solar panels in power plants are connected in electric circuits to produce the photovoltaic generators with different electrical parameters, namely, operating voltage and operating current. For this, the fixed connections using the conductors with various configurations are used, but it is mainly a metal tape that creates the parallel and serial links of a circuit, such as serial-parallel connections, total cross tie connections, bridge link connections, honeycomb connection [6–8]. Such a design is stationary and cannot be changed.

The fixed connections are especially inefficient when the abnormal situations (such as shading) occur. In this case, the flexibility of the design reveals itself due to dynamic connections. [9–11].

In contrast to fixed connections, the work proposes to use the dynamic connections. The electrical implementation of dynamic connections can use the various switching elements, but the most appropriate

© Bondarenko D.V., 2025

* ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5629-930X>

© Publisher Institute of Electrodynamics 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>

and modern of them are MOSFET-transistors [12, 13]. To control the dynamic switching the application of programmable logic controllers based on microcontroller technology are needed. The combination of microcontrollers and MOSFET-transistors makes it possible to develop a wide range of topological solutions and create the devices with various operating conditions.

Topology based on a parallel-serial cell. The use of the unified element as a block of dynamic switching is a universal and optimal solution. The paper [14] proposes the use of a parallel-serial cell, in which two generating elements are connected by four commutating elements (Fig. 1): elements P1 and P2 for parallel connection, element S for series connection and element Z for complete shunt of generating elements. Such a cell can be as the basic unit of a photovoltaic panel or a solar power plant, which form a certain range of operating voltages and currents.

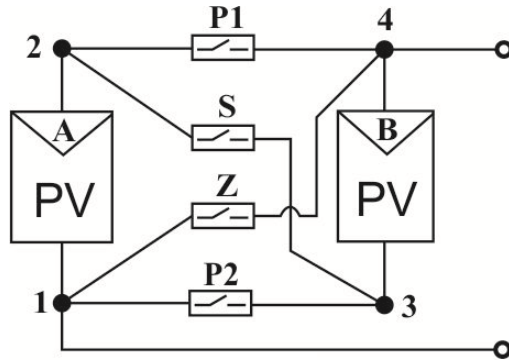


Fig. 1

It is convenient to present the circuit in Figure 1 in the form of a graph for currents (Fig. 2).

The graph shown in Fig. 2 can be described by equations (1)–(4) according to Kirchhoff's current law [15]:

$$I_{10} = I_{11} + I_{12} + I_{13} + I_{14}, \quad (1)$$

$$0 = I_{21} + I_{22} + I_{23} + I_{24}, \quad (2)$$

$$0 = I_{31} + I_{32} + I_{33} + I_{34}, \quad (3)$$

$$I_{10} = I_{41} + I_{42} + I_{43} + I_{44}, \quad (4)$$

where $I_{11}=I_{22}=I_{33}=I_{44}=0$, $I_{13}=-I_{31}=I_{24}=-I_{42}$, $I_{23}=-I_{32}$, $I_{12}=-I_{21}=I_A$; $I_{34}=-I_{43}=I_B$; I_A is the current generated by element A (Fig.1); I_B is the current generated by element B (Fig. 1).

Taking into account the switching elements from Figure 1 and for the system of equations (1)–(4) we create the topological matrix of currents (5), which acts on the vector of generalized currents I_1, I_2, I_3, I_4 .

The nodal topological matrix is:

$$\begin{pmatrix} I \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & p & z \\ a & 0 & s & p \\ p & s & 0 & b \\ z & p & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} = \mathbf{X} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Considering the vectors and matrix (5), we see that the current I is the current of two combined PV elements using a cell.

I_1, I_2, I_3, I_4 are the generalized currents of the corresponding nodes. The coefficients of matrix $\mathbf{X}$ describe the connection options and generating circuits. Namely, a and b act on the current of the link according to the current generation by elements A and B, p acts on the current of the links at parallel connection, s acts on the current of the links at series connection, z acts on the current of the link at short circuit.

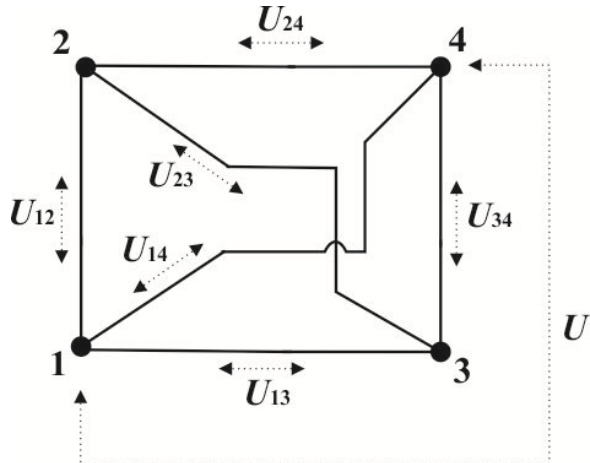


Fig. 2

It is also convenient to present the circuit in Figure 1 in the form of a graph for voltages (Fig. 3).

The graph given in Figure 3 has four closed loops and can be described by equations (6)–(9) according to Kirchhoff's voltage law [15].

Loop 1 (Nodes 1, 2, 4 in Fig. 3):

$$0 = U_{11} + U_{12} + U_{24} + U_{14}, \quad (6)$$

Loop 2 (Nodes 1, 2, 3 in Fig.3):

$$0 = U_{21} + U_{22} + U_{23} + U_{13}, \quad (7)$$

Loop 3 (Nodes 2, 4, 3 in Fig.3):

$$0 = U_{42} + U_{32} + U_{33} + U_{34}, \quad (8)$$

Loop 4 (Nodes 1, 4, 3 in Fig.3):

$$0 = U_{41} + U_{31} + U_{43} + U_{44}, \quad (9)$$

where $U_{11}=U_{22}=U_{33}=U_{44}=0$, $U_{13}=-U_{31}=U_{24}=-U_{42}$, $U_{23}=-U_{32}$, $U_{12}=-U_{21}=U_A$; $U_{34}=-U_{43}=U_B$; U_A is the voltage at the output of element A (Fig.1); U_B is the voltage at the output of element B (Fig.1).

We take into account the switching elements in Fig. 3 and for the system of equations (6)–(9) and form the topological matrix of voltages (10) that has an influence on the vector of generalized voltages U_1 , U_2 , U_3 , U_4 .

The closed loop topological matrix is as follows:

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0+U_{12}+U_{13}+U_{14} \\ U_{21}+0+U_{23}+U_{24} \\ U_{31}+U_{32}+0+U_{34} \\ U_{41}+U_{42}+U_{43}+0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & p & z \\ a & 0 & s & p \\ p & s & 0 & b \\ z & p & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{pmatrix} = \mathbf{X} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Considering the vectors and matrix (10), we see that voltage U is the voltage of two combined PV elements by a cell. U_1 , U_2 , U_3 , U_4 are the generalized voltages of the corresponding closed loops. Matrix $\mathbf{X}$ is described in the same way as for currents.

Parallel connection. When implementing a parallel connection, we will use equations (5) and (10) in matrix form to calculate the current and voltage. In the equations the coefficients for currents: $p=1$; $s=0$; $z=0$; $aI_1=aI_2=I_A$; $bI_3=bI_4=I_B$. Then for currents we get:

$$\begin{pmatrix} I \\ 0 \\ 0 \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & 1 & 0 \\ a & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & b \\ 0 & 1 & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0+I_A+I_{13}+0 \\ I_A+0+0+I_{24} \\ I_{31}+0+0+I_B \\ 0+I_{42}+I_B+0 \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Solving the system of equations obtained from (11) and understanding that $I_{13}=I_{31}$ and $I_{24}=I_{42}$, we have:

$$I = I_A + I_B. \quad (12)$$

The coefficients for voltages: $p=0$; $s=1$; $z=1$; $aU_1=aU_2=U_A$; $bU_3=bU_4=U_B$. We get for voltages:

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & 0 & 1 \\ a & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & b \\ 1 & 0 & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0+U_A+0+U_{14} \\ U_A+0+0+U_{23}+0 \\ 0+U_{32}+0+U_B \\ U_{41}+0+U_B+0 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Solving the system of equations obtained from (13) and taking into account that $U_{13}=U_{31}=0$ and $U_{24}=U_{42}=0$, we have:

$$U = U_{14} = U_A = U_B. \quad (14)$$

Series connection. When implementing a series connection, we will also use the equations in matrix form (5) and (10) to calculate the current and voltage. The coefficients are determined as follows: $p=0$; $s=1$; $z=0$; $aI_1=aI_2=I_A$; $bI_3=bI_4=I_B$. For currents we get:

$$\begin{pmatrix} I \\ 0 \\ 0 \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & 0 & 0 \\ a & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & b \\ 0 & 0 & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0+I_A+0+0 \\ I_A+0+0+I_{23}+0 \\ 0+I_{32}+0+I_B \\ 0+0+I_B+0 \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Solving the system of equations obtained from (15) and understanding that $I_{23}=I_{32}$, we have:

$$I = I_A = I_B. \quad (16)$$

The coefficients for voltages are equal to: $p=1$; $s=0$; $z=1$; $aU_1=aU_2=U_A$; $bU_3=bU_4=U_B$. Then for voltages we get:

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & 1 & 1 \\ a & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & b \\ 1 & 1 & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0+U_A+U_{13}+U_{14} \\ U_A+0+0+U_{24} \\ U_{31}+0+0+U_B \\ U_{41}+U_{42}+U_B+0 \end{pmatrix}. \quad (17)$$

Solving the system of equations obtained from (17) and understanding that $U_{24}=U_{42}$ and $U_{13}=U_{31}$ we have:

$$U = U_A + U_B. \quad (18)$$

Short circuit. Implementing the short-circuit or in other words, the shunting of PV cells or panels, we will again use the equations in matrix form (5) and (10) to calculate the current and voltage. In the equations the coefficients are equal to: $p=0$; $s=0$; $z=1$; $aI_1=aI_2=I_A$; $bI_3=bI_4=I_B$, but in this case $a=0$ and $b=0$. Hence we get for currents:

$$\begin{pmatrix} I \\ 0 \\ 0 \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & 0 & 1 \\ a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b \\ 1 & 0 & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0+0+0+I_{14} \\ 0+0+0+0 \\ 0+0+0+0 \\ I_{41}+0+0+0 \end{pmatrix}. \quad (19)$$

Solving the system of equations obtained from (19), we have:

$$I = I_{14} = I_{41}. \quad (20)$$

Therefore the current of the PV cells or panels has no effect on the input and output current.

The coefficients for voltages are as follows: $p=1$; $s=1$; $z=0$; $aU_1=aU_2=U_A$; $bU_3=bU_4=U_B$. For voltages we get:

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & 1 & 0 \\ a & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & b \\ 0 & 1 & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0+U_A+U_{13}+0 \\ U_A+0+U_{23}+U_{24} \\ U_{31}+U_{32}+0+U_B \\ 0+U_{42}+U_B+0 \end{pmatrix}. \quad (21)$$

Considering (21), we have:

$$U = U_{14} = 0. \quad (22)$$

Parametric connections. The coefficients of matrix $\mathbf{X}$ in (5) and (10) can be parametric. For example, the coefficients p and s can depend on the output voltage (27) or change in time (28), or coefficient z depends on ambient temperature T (29)

$$\begin{pmatrix} I \\ 0 \\ 0 \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & p(U) & z \\ a & 0 & s(U) & p(U) \\ p(U) & s(U) & 0 & b \\ z & p(U) & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} = \mathbf{X}(U) \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix}, \quad (27)$$

where, for example, $p=0$, $s=1$ at $U < U_{\max}$ and $p=0$, $s=1$ at $U > U_{\max}$.

$$\begin{pmatrix} I \\ 0 \\ 0 \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & p(t) & z \\ a & 0 & s(t) & p(t) \\ p(t) & s(t) & 0 & b \\ z & p(t) & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} = \mathbf{X}(t) \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix}, \quad (28)$$

where, for example, $p \sim \sin(\omega t)$ and $s \sim \sin(\omega t + \pi/2)$.

$$\begin{pmatrix} I \\ 0 \\ 0 \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & p & z(T) \\ a & 0 & s & p \\ p & s & 0 & b \\ z(T) & p & b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} = \mathbf{X}(T) \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix}, \quad (29)$$

where, for example, $z=0$ at $T < T_{\max}$ and $z=1$ at $T > T_{\max}$.

In this way, the dynamic system with the parameters depending on internal or external factors and changing in time can be implemented.

Cascade connection. When calculating a multi-element system [14], it is advisable to use the cascade embedding for matrix calculations. Then the topological matrix of currents, which represents the connection of four previously connected elements in pairs, has the form:

$$\mathbf{X}_{(2)} = \begin{pmatrix} 0 & a_{(2)} & p & z \\ a_{(2)} & 0 & s & p \\ p & s & 0 & b_{(2)} \\ z & p & b_{(2)} & 0 \end{pmatrix}, \quad (30)$$

where $a_{(2)}$ proportionally depends on $I_{(A1)}$; $b_{(2)}$ is proportionally with $I_{(B1)}$; $a_{(2)}$ and $b_{(2)}$ are the energy sources of the next level; $I_{(A1)}$ and $I_{(B1)}$ are the output currents, which are calculated using the topological matrix of currents (5) at the previous level. Thus the entire system is calculated step by step. In this case the input values are the output values calculated for the previous cascade.

Separation of matrices. For more convenient calculation and modeling, it is useful to separate the various factors and elements of the circuit into their own matrices. So, it is possible to form a generation matrix, a matrix of parametric or nonlinear factors of the circuit, and a matrix of connections, and then to combine them into one expression:

$$\begin{pmatrix} I \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & A & 0 & 0 \\ A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B \\ 0 & 0 & B & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\omega t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sin(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sin(\omega t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & p & z \\ 0 & 0 & s & p \\ p & s & 0 & 0 \\ z & p & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix}. \quad (31)$$

Features of using the MOSFET transistors for connection of photocells and solar panels. The use of MOSFET transistors instead of diodes and fixed metallic connections offers several advantages. For instance, the unique feature of using MOSFETs in photovoltaic elements is that, the MOSFET in the ON state does not exhibit a significant voltage drop due to the induced channel with the same conductivity as the source and drain [16]. Also the MOSFET has only ohmic (d.c.) resistance. This is crucial because the generated voltages in photovoltaics are low and a substantial voltage drop is unacceptable. However the drawback of MOSFETs consists in the presence of a parasitic diode connected in parallel to the source and drain of the transistor [17]. Then under certain voltage values and polarities across the transistor terminals, the current can flow through this diode and cause the voltage drop. To prevent this negative effect, the complementary pair of transistors is used. In this configuration, the system acts as an ideal diode-with no voltage drop in forward-biased state and completely blocks the current in reverse-biased state.

It should be noted that when connecting the solar panels in unified block-at using of complementary transistor pairs, it is convenient to apply the transistor assemblies, such as two MOSFETs in single SO-8 case [18]. However, when connecting photocells within a panel, it is more practical to use a surface-mount MOSFET and place it inside the photovoltaic panel between the photocells, but it is needed to ensure the adequate heat dissipation.

Conclusion. Using the matrix representation of the circuit by a switching cell, it is possible to quickly and conveniently implement the calculations of the series and parallel connections of photovoltaic elements as well as their shunting. Namely, choosing the coefficients S, P and Z that are equal to zero or one, we connect the corresponding links. In addition, these coefficients can have other values, simulating the processes of the current limitation and amplification. Also note that these coefficients can be parametric and change in time. This leads to the implementation of a dynamic system in which the output voltage and current vary in time. This approach will lead to alternating current at the output of the system. And we can make the waveform of this alternating current by introducing of a certain time-dependent function instead of the coefficient. So, for example, the introduction of harmonic function, such as a sine or cosine, can cause the harmonic signal at the output of a photovoltaic generator system. Using the matrix presentation, it is convenient to calculate the cascade connections of photovoltaic cells or photovoltaic panels, especially by computer algorithms for formation of topological matrices [19, 20] and computer simulation [21, 22].

It should also be noted that the further development of the matrix approach will make it possible to calculate the connections not only of photovoltaic generating devices, but also of hybrid energy generators [23].

1. Kudria S.O., Mhitarian N.M., Reztsov V.F. Vidnovluyani dzherela energii. Kyiv: Interservice, 2020. 392 p. (Ukr)
2. Matyakh S., Rieztsov V., Surzhyk T. Complex solutions in solar energy. *Vidnovliuvana enerhetyka*. 2022. No 3. Pp. 68-74. DOI: [https://doi.org/10.36296/1819-8058.2022.3\(70\).68-74](https://doi.org/10.36296/1819-8058.2022.3(70).68-74). (Ukr)
3. Bondarenko D. Dynamic connection pv-cells in solar panels. *Vidnovliuvana enerhetyka*. 2021. No 3. Pp. 45-51. DOI: [https://doi.org/10.36296/1819-8058.2021.3\(66\).45-51](https://doi.org/10.36296/1819-8058.2021.3(66).45-51). (Ukr)

4. Gontijo G., Soares M., Tricarico T., Dias R., Aredes M., Guerrero J. Direct Matrix Converter Topologies with Model Predictive Current Control Applied as Power Interfaces in AC, DC, and Hybrid Microgrids in Islanded and Grid-Connected Modes. *Energies*. 2019. No 12. P. 3302. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12173302>.
5. Meshchaninov O. Simulation of systems. Mykolaiv: MF NaUKMA, 2001. 268 p. (Ukr)
6. Ajay Kumar, Nitin Gupta, Vikas Gupta. A comprehensive review on grid-tied solar photovoltaic system. *Jornal of green engineering*. 2007. No 7(1). Pp. 213-254. DOI: <https://doi.org/10.13052/jge1904-4720.71210>.
7. Vaishnavi P. Deshpande, Sanjay B. Bodkhe. Photovoltaic Module Interconnection Modified to Improve Efficiency & Robustness. *International Journal of Applied Engineering Research*. 2017. Vol. 12. No 24. Pp. 15560-15563.
8. Velasco-Quesada G., Guinjoan F., Pique-Lopez R., Roman-Lumbreras M., Conesa-Roca A. Electrical PV array reconfiguration strategy for energy extraction improvement in grid-connected pv systems. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. 2009. Vol. 56. No 11. Pp. 4319-4331.
9. Qi J., Huang X., Ye B., Zhou D. PV Array Reconfiguration Based on the Shaded Cells' Number for PV Modules. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*. 2023. No 9(2). Pp. 733-742. DOI: <https://doi.org/10.17775/CSEEPES.2020.06140>.
10. Jeong W., Kim H. Optimum Connection Structure for Photovoltaic Array Considering Shadow Influence. *IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, Macao, China, 01-04 December 2019. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/APPEEC45492.2019.8994480>.
11. Tabanjat A., Becherif M., Hissel D. Reconfiguration solution for shaded PV panels using switching control. *Renewable Energy*. 2015. Vol. 82. Pp. 4-13. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2014.09.041>.
12. Bondarenko D. Using MOSFET-transistors in solar panels. *Vidnovliuvana energetyka*. 2022. No 3. Pp. 62-67. DOI: [https://doi.org/10.36296/1819-8058.2022.3\(70\).62-67](https://doi.org/10.36296/1819-8058.2022.3(70).62-67). (Ukr)
13. MOSFET. *Wikipedia*. 2024. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/MOSFET> (accessed at 30.07.2024).
14. Bondarenko D. Optimal topology of electric circuits in pv-panels and pv-plants with using controlled connections. *Vidnovliuvana energetyka*. 2024. No 1. Pp. 57-61. DOI: [https://doi.org/10.36296/1819-8058.2024.1\(76\).57-61](https://doi.org/10.36296/1819-8058.2024.1(76).57-61).
15. Wang X.-F. Modern Power Systems Analysis. Springer, 2008. 561 p.
16. Aimee Kalnoskas. A simple and inexpensive ideal-diode MOSFET circuit. Power electronic tips. 2017. URL: <https://www.powerelectronicstips.com/inexpensive-ideal-diode-mosfet-circuit/> (accessed 25.07.2024).
17. Joshua Israelson. What is the MOSFET body diode? URL: <https://www.powerelectronicstips.com/remember-mosfet-body-diode-faq/> (accessed at 26.07.2024).
18. Data and specifications of IRF8313PBF. URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/irf8313/> (accessed at 26.07.2024)
19. Chua L., Lin Pen-Min. Computer-aided analysis of electronic circuits. NJ: Prentice-Hall, Inc, 1975. 737p.
20. Natarajan R. Computer-Aided Power System Analysis. CRC Press, 2002. 392 p.
21. Arrillaga J. Computer Analysis of Power Systems. John Wiley & Sons, 1990. 376 p.
22. Grigsby L. Power Systems. CRC Press, 2012. 556 p.
23. Bondarenko D. Combination of PVT-collectors with using of controlled connections. *Vidnovliuvana energetyka*. 2024. No 2. Pp. 86-91. DOI: [https://doi.org/10.36296/1819-8058.2024.2\(77\).86-91](https://doi.org/10.36296/1819-8058.2024.2(77).86-91).

УДК 621.31

МАТРИЧНИЙ АНАЛІЗ ТОПОЛОГІЇ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ В СОНЯЧНИХ ПАНЕЛЯХ ТА СТАНЦІЯХ З ВИКОРИСТАННЯМ КЕРОВАНИХ З'ЄДНАНЬ

Д.В. Бондаренко, канд. техн. наук

Інститут відновлюваної енергетики НАН України,
вул. Метрологічна, 50, Київ, 03143, Україна.

E-mail: dima7007bond@gmail.com.

Роботу присвячено використанню теорії матриць для представлення топології електричних кіл в фотоелектричних панелях і фотоелектричних станціях та проведення їхнього моделювання і розрахунку. Під час побудови електричних кіл в фотоелектричних пристроях використано керовані з'єднання між ПВ-комірками в фотоелектричних панелях або ПВ-панелей в фотоелектричних станціях. Відмічено переваги використання динамічних керованих з'єднань замість фіксованих. Згадано про доцільність використання польових транзисторів як комутуючих елементів. Побудовано матриці інцидентів з елементами, які відповідають за послідовне, паралельне та шунтувальне з'єднання. Тобто, вибираючи елементи матриці, реалізовується відповідне з'єднання. Відмічено, що ці елементи можуть бути параметричними і змінюватися у часі, що призводить до реалізації динамічної системи. Показано, що використовуючи матричне відображення також зручно розраховувати каскадні з'єднання фотоелементів чи фотопанелей, де під час розрахунку вхідними значеннями є вихідні значення, розраховані для попереднього каскаду. Також показано, що зручно розділяти єдину розрахункову матрицю на генерувальну матрицю, матрицю параметричних процесів та матрицю з'єднань. Відмічено, що використання матричного аналізу під час розрахунку електричних кіл дає змогу використовувати алгоритми комп'ютерного створення моделей та проведення комп'ютерного моделювання. Зроблено висновки та показано, що доцільно зробити розвиток матричного підходу на використання до розрахунку гібридних енергетичних систем. Бібл. 23, рис. 3.

Ключові слова: матричний аналіз, топологія, фотоелектрика, сонячна панель, сонячна станція, керовані з'єднання.

Received 05.08.2024

Accepted 21.10.2024

ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА КУКА З МАГНІТОПОВ'ЯЗАНИМИ ІНДУКТОРАМИ МЕТОДОМ УСЕРЕДНЕННЯ

Ю.В. Руденко*, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: rudenko@ied.org.ua.

Досліджено електромагнітні процеси у перетворювачі за топологією Кука, що містить в собі індуктори з магнітопов'язаними обвитками. З використанням метода усереднення на основі теорем Лагранжа розроблено математичну модель перетворювача та отримано аналітичні вирази для його розрахунку. Отримані співвідношення завдяки відсутності громіздких проміжних математичних перетворень спрощують розрахунок середніх та пульсаційних значень струмів та напруг у реактивних елементах перетворювача з магнітопов'язаними індукторами. Розраховано графічні залежності амплітуди пульсацій струмів вхідного, вихідного індукторів та вихідної напруги перетворювача. Підтверджено, що за допомогою змінення пропорції між відношенням кількості витків індукторів та коефіцієнтом магнітного зв'язку між ними можна реалізовувати заданий рівень вказаних пульсацій. Отримано аналітичні умови, за яких досягаються мінімальні значення пульсацій струмів вхідного, вихідного індукторів та вихідної напруги даного перетворювача. Бібл. 14, рис. 7, табл. 1.

Ключові слова: перетворювачі постійної напруги, перетворювач Кука, магнітопов'язаний індуктор, метод усереднення в просторі станів, теореми Лагранжа.

Перетворювачі постійної напруги мають широке використання в різних галузях електротехніки та енергетики. Одними із широкоживаних вузлів в перетворювальних пристроях є магнітопов'язані індуктори (МІ) як особлива форма багатообвиткових електромагнітних структур (трансформаторів). У високочастотних напівпровідникових перетворювачах вони використовуються в багатьох застосуваннях, таких як перетворювачі з кількома виходами та перехресним регулюванням, багатофазні регулятори, перетворювачі із зменшеним рівнем пульсацій та інші [1]. Крім того, МІ – це потужний засіб зменшення габаритів перетворювача. Як показано у багатьох роботах, починаючи із ранніх [2, 3] і продовжуючи сучасними [4–9], застосування МІ замість декількох окремих індукторів у перетворювачах має істотні переваги. При тих самих пульсаціях струму та втратах енергії в обвитках індукторів вдається значно скоротити об'єм магнітного матеріалу та більш раціонально використати конструкцію. Причому, головною перевагою використання МІ у перетворювачі є можливість отримання майже нульових пульсацій струму за кінцевих розмірах реактивних елементів [2, 3]. Одним з типів перетворювачів, в якому можуть використовуватися магнітопов'язані індуктори, є перетворювач Кука. Аналізу процесів у перетворювальних пристроях та зокрема у перетворювачах Кука з МІ присвячено багато робіт [1–10]. Тим не менше, розрахунок процесів у цих роботах вимагає застосування складних та трудомістких проміжних перетворень. Відомі в згаданих та інших роботах методи зводяться у висновок до так званих числових та матричних методів, за допомогою яких жодним чином неможливо без додаткового розрахунку та обробки великих масивів інформації визначити поведінку характеристик перетворювача в діапазонах комутації та в інших діапазонах

©Руденко Ю.В., 2025

* ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1852-215X>

© Видавець Інститут електродинаміки 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>

змінення внутрішніх параметрів – наприклад, визначати екстремуми характеристик та інш. Спростити розрахунок процесів в таких перетворювачах та удосконалити аналіз їх властивостей дозволяє метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа [11–4], який дає змогу отримати аналітичні розрахункові моделі та співвідношення. Аналітичні моделі дають можливість не тільки широкого узагальнення властивостей та характеристик процесів. Головне – вони дають можливість застосування методів математичного аналізу цих характеристик (визначення тенденцій змінення, екстремумів та інш) та одночасно забезпечують простоту використання без застосування громіздких проміжних обчислень, включаючи використання комп’ютерних засобів. Тому **метою** даної роботи є розробка математичної моделі та аналітичних співвідношень для розрахунку процесів у перетворювачі Кука з магнітопов’язаними індукторами за допомогою метода усереднення на основі теорем Лагранжа.

Розглянемо структуру зазначеного перетворювача, схема якого зображена на рис.1. На схемі позначено силові перемикаючі елементи $VT1$, $VD1$, магнітопов’язані індуктори з індуктивностями $L1$, $L2$ з певним співвідношенням між кількістю витків в індукторах та коефіцієнтом магнітного зв’язку між ними, що обумовлює величину взаємної індуктивності M , накопичувальний конденсатор $C1$, вихідний конденсатор $C2$, навантаження з опором R_n . Напрямки струмів вхідного $L1$ та вихідного $L2$ індукторів позначено відповідно i_1 та i_2 .

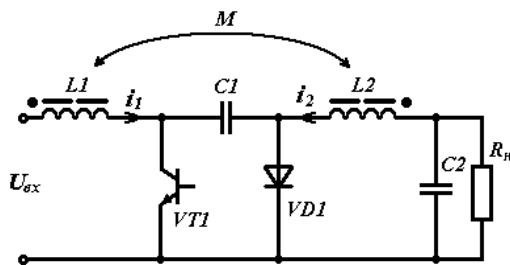


Рис. 1

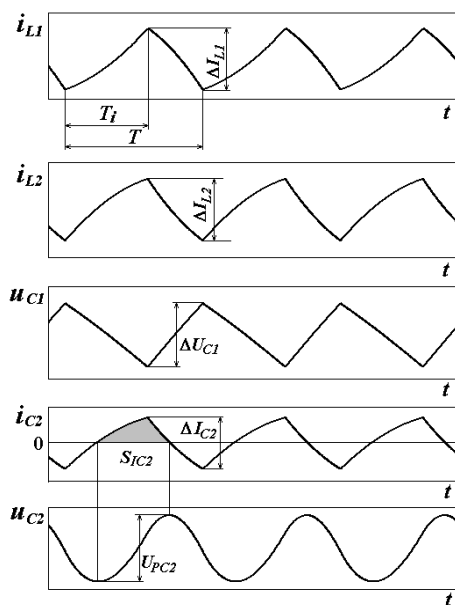


Рис. 2

Область фігури з цією площею S_{C2} позначена на рис. 2 сірим кольором.

Еквівалентні схеми заміщення перетворювача на інтервалах комутації зображено на рис. 3. На рис. 3, а представлено схему заміщення за відкритим транзисторі та закритим діоді, на рис. 3, б – схему заміщення за відкритим діоді та закритим транзисторі. У відповідності до схем заміщення перетворювача згідно рис. 3 запишемо диференціальні рівняння для кожного інтервалу комутації.

Аналізуючи процеси у перетворювачі, будемо розглядати режим безперервної передачі енергії в реактивних елементах. Прийемо наступні припущення: силові перемикаючі елементи (транзистор і діод) є ідеальними ключами, час їхнього перемикання (комутація) дорівнює нулю. Опори перемикаючих елементів у відкритому стані, а також активні опори обвитків індукторів дорівнюють нулю.

Часові діаграми, що описують процеси в перетворювачі в режимі безперервної передачі енергії в реактивних елементах, зображено на рис. 2.

Періодичний усталений процес з періодом комутації T включає в собі два інтервали стану перетворювача. Перший інтервал – відкритого стану транзистора $VT1$ і закритого стану діода $VD1$, що відповідає тривалості імпульсу керування транзистором T_i . Другий інтервал – закритий стан транзистора $VT1$ і відкритий стан діода $VD1$ з тривалістю $(T - T_i)$. На рис. 2 також позначено: i_{L1} – діаграма струму вхідного індуктора, i_{L2} – діаграма струму вихідного індуктора, u_{C1} – діаграма напруги накопичувального конденсатора $C1$, i_{C2} – діаграма струму вихідного конденсатора $C2$, u_{C2} – діаграма напруги конденсатора $C2$ (яка дорівнює вихідній напрузі перетворювача), ΔI_1 , ΔI_2 – прирости струмів i_1 , i_2 на інтервалах, ΔU_{C1} – приріст напруги u_{C1} на накопичувальному конденсаторі $C1$. В усталеному режимі величина приросту струму вихідного конденсатора i_{C2} визначається приростом струму i_{L2} , тобто $\Delta I_{C2} = \Delta I_{L2}$. Інтеграл струму i_{C2} , визначений на інтервалах його позитивних або негативних значень, дорівнює ампер-секундній площі S_{C2} та пропорційний пульсації вихідної напруги із загальною величиною U_{PC2} .

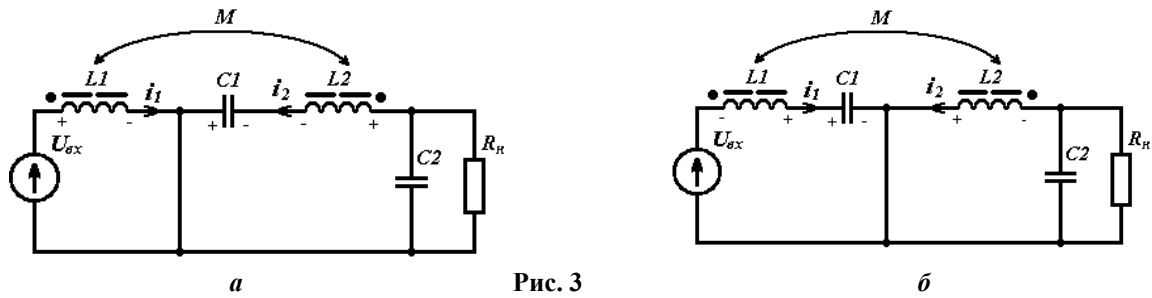


Рис. 3

На першому інтервалі (відкритого транзистора та закритого діода, рис. 3, а) маємо

$$\begin{cases} L1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = U_{ex} \\ C1 \frac{du_{C1}}{dt} = i_2 \\ u_{C1} - \left(L2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \right) = u_{C2} \end{cases} \quad (1)$$

На другому інтервалі (закритого транзистора та відкритого діода, рис. 3, б)

$$\begin{cases} - \left(L1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \right) + u_{C1} = U_{ex} \\ C1 \frac{du_{C1}}{dt} = i_1 \\ L2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = u_{C2} \end{cases} \quad (2)$$

Перейдемо до системи алгебраїчних рівнянь з усередненими змінними відносно струмів i_1 , i_2 , напруги u_{C1} , u_{C2} з урахуванням знаку приросту функцій змінних станів на інтервалах комутації перетворювача. Використовуючи метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа [13] до виразів (1), (2), запишемо

$$\begin{cases} L1 \frac{\Delta I1}{T_i} + L1 \frac{K_{3\phi}}{K_{TP}} \cdot \frac{\Delta I2}{T_i} = U_{ex} \\ C1 \frac{\Delta U_{C1}}{T_i} = I_{ncp} \\ U_{C1} - \frac{L1}{K_{TP}^2} \cdot \frac{\Delta I2}{T_i} - L1 \frac{K_{3\phi}}{K_{TP}} \cdot \frac{\Delta I1}{T_i} = U_{C2} \\ -L1 \frac{\Delta I1}{T - T_i} - L1 \frac{K_{3\phi}}{K_{TP}} \cdot \frac{\Delta I2}{T - T_i} + U_{C1} = U_{ex} \\ C1 \frac{\Delta U_{C1}}{T - T_i} = I_{lcp} \\ \frac{L1}{K_{TP}^2} \cdot \frac{\Delta I2}{T - T_i} + L1 \frac{K_{3\phi}}{K_{TP}} \cdot \frac{\Delta I1}{T - T_i} = U_{C2}, \end{cases} \quad (3)$$

де $\Delta I1$, $\Delta I2$, ΔU_{C1} – прирости відповідних функцій змінних станів на інтервалах комутації перетворювача, що дорівнюють пульсаціям цих функцій, U_{C1} , U_{C2} – середні значення напруги на конденсаторі C1 та C2 за період комутації, I_{lcp} – середнє значення струму індуктора L1, I_{ncp} – середнє значення струму навантаження, що дорівнює середньому струму I_{2cp} індуктора L2 за період комутації, $K_{TP} = \sqrt{L1/L2} = w1/w2$ – коефіцієнт, що визначає співвідношення числа витків $w1$, $w2$ між обвитками

індукторів $L1$ та $L2$ відповідно (або коефіцієнт трансформації, що відображає масштабуючу характеристику параметрів магнітопов'язаних обвитків), $K_{36} = M/\sqrt{L1L2}$ – коефіцієнт магнітного зв'язку між цими обвитками, звідки випливає $M = L1K_{36}/K_{TP}$.

Система з шістьох алгебраїчних рівнянь (3) за інших заданих параметрів має шість невідомих незалежних змінних $\Delta I_1, \Delta I_2, \Delta U_{c1}, I_{lcp}, I_{ncp}, U_{c1}$ з урахуванням, що $U_{c2} = I_{ncp}R_n$. Тому ця система алгебраїчних рівнянь є повною та має єдиний розв'язок.

Перетворимо систему (3) в рівняння з відносними змінними. Для цього перепишемо всі члени системи відносно величини вихідної напруги U_{c2} або відносно величини вихідного струму I_{ncp} . Введемо також наступні позначення: $\gamma = T_i/T$ – відносна тривалість інтервалу відкритого стану транзистора, $\tau_1^* = L1/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $L1$ і R_n , $\tau_c^* = C1R_n/T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $C1$ і R_n . Позначимо також відносні змінні: $\Delta I_1^* = \Delta I_1/I_{ncp}$, $\Delta I_2^* = \Delta I_2/I_{ncp}$, $\Delta U_{c1}^* = \Delta U_{c1}/U_{c2}$, $I_{lcp}^* = I_{lcp}/I_{ncp}$, $U_{c1}^* = U_{c1}/U_{c2}$, $U_{\Pi}^* = U_{ex}/U_{c2}$. У такому разі система в базисі відносних усереднених змінних матиме вигляд

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_1^* \frac{\Delta I_1^*}{\gamma} + \tau_1^* \frac{K_{36}}{K_{TP}} \cdot \frac{\Delta I_2^*}{\gamma} = U_{\Pi}^* \\ \tau_c^* \frac{\Delta U_{c1}^*}{\gamma} = 1 \\ U_{c1}^* - \frac{\tau_1^*}{K_{TP}^2} \cdot \frac{\Delta I_2^*}{\gamma} - \tau_1^* \cdot \frac{K_{36}}{K_{TP}} \cdot \frac{\Delta I_1^*}{\gamma} = 1 \\ -\tau_1^* \cdot \frac{\Delta I_1^*}{1-\gamma} - \tau_1^* \cdot \frac{K_{36}}{K_{TP}} \cdot \frac{\Delta I_2^*}{1-\gamma} + U_{c1}^* = U_{\Pi}^* \\ \tau_c^* \frac{\Delta U_{c1}^*}{1-\gamma} = I_{lcp}^* \\ \frac{\tau_1^*}{K_{TP}^2} \cdot \frac{\Delta I_2^*}{1-\gamma} + \tau_1^* \cdot \frac{K_{36}}{K_{TP}} \cdot \frac{\Delta I_1^*}{1-\gamma} = 1 \end{array} \right. \quad (4)$$

Для подальшого аналізу процесів у перетворювачі необхідним є розв'язання отриманої системи алгебраїчних рівнянь (4) відносно незалежних змінних. Розв'язком цієї системи є наступні вирази:

$$\Delta I_1^* = \frac{\Delta I_1}{I_{ncp}} = \frac{1-\gamma}{\tau_1^*} \cdot \frac{1-K_{TP}K_{36}}{1-K_{36}^2}; \quad (5)$$

$$\Delta I_2^* = \frac{\Delta I_2}{I_{ncp}} = \frac{1-\gamma}{\tau_1^*} \cdot \frac{K_{TP}(K_{TP}-K_{36})}{1-K_{36}^2}; \quad (6)$$

$$\Delta U_{c1}^* = \frac{\Delta U_{c1}}{U_{c2}} = \frac{\gamma}{\tau_c^*}; \quad (7)$$

$$U_{c1}^* = \frac{U_{c1}}{U_{c2}} = \frac{1}{\gamma}; \quad (8)$$

$$I_{lcp}^* = \frac{I_{lcp}}{I_{ncp}} = \frac{\gamma}{1-\gamma}; \quad (9)$$

$$U_{\Pi}^* = \frac{U_{ex}}{U_{c2}} = \frac{1-\gamma}{\gamma}. \quad (10)$$

Задля повноти аналізу властивостей перетворювача, що розглядається, доцільним є отримання виразу для розрахунку пульсації вихідної напруги, яка дорівнює напрузі на конденсаторі $C2$. Слід зазначити, що функція напруги вихідного конденсатора u_{c2} у зазначеному перетворювачі має

кусково-параболічний характер на інтервалах комутації (рис. 2). Причому, прирости цієї функції на інтервалах комутації, як невідомі параметри для розв'язання методом усереднення, не відповідають величині пульсації U_{pC2} – різниці між максимальним та мінімальним її значенням та є значно меншими за пульсацію. В той же час найбільший практичний інтерес являє собою саме визначення величини найбільшого розмаху вихідної напруги, тобто її пульсації U_{pC2} , задля розрахунку якої метод усереднення на основі теорем Лагранжа є недоступним. Але задля визначення цієї величини можна використати відомі з теорії електротехніки закономірності, що характеризують процеси заряду-розряду конденсатора $C2$ на інтервалах комутації. Характер періодичного змінення величини заряду ΔQ конденсатора у разі змінення напруги на ньому в межах розмаху пульсації U_{pC2} визначається величиною ємності конденсатора $C2$: $\Delta Q/U_{pC2} = C2$. В свою чергу, величина струму заряду i_{C2} визначає швидкість змінення заряду конденсатора: $i_{C2} = dQ/dt$. Із даного виразу випливає, що сумарний заряд (розряд) конденсатора або його змінення ΔQ в усталеному режимі визначається інтегралом функції струму i_{C2} в межах позитивних (негативних) його значень за проміжок часу $T/2$

$$\Delta Q = \int_{T/2} i_{C2} dt.$$

Причому, цей визначений на проміжку $T/2$ інтеграл дорівнює ампер-секундній площі фігури S_{IC2} , обмеженої функцією струму i_{C2} в межах названого інтервалу. Як вказано вище, на рис. 2 область фігури S_{IC2} виділена сірим кольором.

Таким чином, з урахуванням наведених вище міркувань можна перейти до визначення пульсації напруги U_{pC2} на конденсаторі $C2$ (як різниці між максимальним та мінімальним її значенням) в усталеному режимі

$$U_{pC2} = \frac{1}{C} \int_{T/2} i_{C2} dt.$$

З огляду на характер функції i_{C2} (рис. 2), при заміні її задля спрощення функцією трикутної форми та з урахуванням рівності $\Delta I_{C2} = \Delta I_{L2}$ можемо записати формулу для визначення величини площі фігури S_{IC2}

$$S_{IC2} = \frac{T \cdot \Delta I_{L2}}{8}.$$

В такому разі величина пульсації напруги на конденсаторі $C2$ визначається таким чином:

$$U_{pC2} = \frac{T \cdot \Delta I_{L2}}{8C2}.$$

Тому, використовуючи вираз (6), маємо в завершеному вигляді

$$U_{pC2}^* = \frac{U_{pC2}}{U_{C2}} = \frac{(1-\gamma)T^2}{8L1C2} \cdot \frac{K_{TP}(K_{TP} - K_{36})}{1 - K_{36}^2}. \quad (11)$$

Отримані вирази (5) – (11) дають змогу розраховувати середні та пульсаційні складові процесів у перетворювачі, визначати його регульовальні та навантажувальні характеристики, розраховувати параметри струмів та напруг у перемикаючих елементах, а також граничні параметри існування режиму безперервних струмів та напруг в реактивних елементах.

З аналізу даних виразів слідує, що фактор магнітного зв'язку між обвитками індукторів в перетворювачі Кука впливає лише на величину пульсації струмів в цих обвитках та пульсацію вихідної напруги. Інші параметри згідно (7) – (10) не залежать від характеристик магнітного зв'язку між індукторами. Слід додати також з огляду формул (5), (6), (11), що вони мають фізичний зміст лише в разі відсутності ідеального зв'язку між обвитками індукторів перетворювача, тобто має виконуватися нерівність $K_{36} \neq 1$. Крім того, як підтверджується в багатьох дослідженнях [1, 4, 7, 9], під час проектуванні перетворювача з МІ для усунення негативних резонансних явищ небажаним є досягнення достатньо щільного магнітного зв'язку між обвитками індукторів, незважаючи на те, що в певному діапазоні змінення K_{36} таке ущільнення має переваги – зменшення пульсацій струмів вхідного, вихідного індукторів та вихідної напруги. Тобто, небажано, щоб через магнітний зв'язок відбувалася значна передача енергії. Тому в роботі [9] рекомендується під час розробки перетворювача з МІ обмежувати величину комплексного опору Z_{C1} накопичувального конденсатора

$C1$ на частоті f комутації на рівні не більше за одної десятої опору Z_{Ls} індуктивності розсіювання обвитка індуктора та активного опору R_{Ls} обвитка індуктора

$$|Z_{C1}| = \sqrt{(1/2\pi f C1)^2 + R_{C1}^2} \leq |Z_{Ls}|/10 = \sqrt{(2\pi f L_s)^2 + R_{Ls}^2}/10, \quad (12)$$

де R_{C1} – внутрішній активний опір конденсатора, L_s – індуктивність розсіювання обвитка індуктора.

Зважаючи на те, що індуктивність кожного обвитка індуктора визначається відношенням потокозчеплення самоіндукції до струму цього обвитка та використовуючи визначення взаємної індуктивності і індуктивності розсіювання обвитка, запишемо наступний вираз для характеристики індуктивності обвитка індуктора

$$L1 = L_{s1} + K_{TP} M,$$

звідки, з урахуванням формули $M = K_{36} \sqrt{L1 L2}$, випливає

$$L_{s1} = L1(1 - K_{36}) \text{ та } M = L1 K_{36} / K_{TP}.$$

Підставляючи отриману формулу для L_{s1} у співвідношення (12) та нехтуючи активним опором обвитків індуктора та внутрішнім опором конденсатора, запишемо вираз для розрахунку величини мінімальної ємності накопичувального конденсатора $C1$ в залежності від коефіцієнта зв'язку M , що забезпечує відсутність резонансних явищ у перетворювачі на частоті комутації

$$C1 \geq 10/4\pi^2 f^2 L1(1 - K_{36}). \quad (13)$$

З отриманих залежностей для розрахунку пульсацій струмів та напруги (5), (6), (11) видно, що величина цих пульсацій у всьому діапазоні комутації перетворювача, окрім параметру $\tau_1^* = L1/R_n T$, визначається певною пропорцією між коефіцієнтами співвідношення числа витків K_{TP} та магнітного зв'язку K_{36} між обвитками індукторів. Причому, в крайніх випадках, коли $K_{TP} = 1/K_{36} \neq 1$, пульсація струму вхідного індуктора перетворювача дорівнює нулю незалежно від параметрів τ_1^* та γ , пульсація струму вихідного індуктора перетворювача дорівнює

$$\Delta I_2^* = \frac{(1-\gamma)}{\tau_1^*} K_{TP}^2,$$

а пульсація вихідної напруги

$$U_{pC2}^* = \frac{(1-\gamma)T^2}{8L1C2} K_{TP}^2.$$

За значення $K_{TP} = K_{36} \neq 1$ пульсація струму вихідного індуктора так само, як пульсація і вихідної напруги, дорівнює нулю. Пульсація струму вхідного індуктора визначається наступним виразом:

$$\Delta I_1^* = \frac{1-\gamma}{\tau_1^*}.$$

Вся решта комбінацій параметрів K_{TP} та K_{36} , коли за результатами розрахунку згідно (5), (6), (11) пульсації здобувають позитивні значення, має задовольняти наступній нерівності:

$$\frac{1}{K_{36}} \geq K_{TP} \geq K_{36}. \quad (14)$$

Графічна ілюстрація даної умови зображена на рис. 4, а. Область параметрів K_{TP} та K_{36} , яка відповідає виразу (14), є заштрихованою на даному рисунку.

Для аналізу відносного співвідношення пульсацій струмів вхідного та вихідного індукторів перетворювача в залежності від параметрів K_{TP} та K_{36} , достатньо розглянути наступний показник:

$$\Psi = \frac{\Delta I_1^*}{\Delta I_2^*} = \frac{\Delta I_1}{\Delta I_2} = \frac{1 - K_{TP} K_{36}}{K_{TP}(K_{TP} - K_{36})}.$$

На рис. 4, б зображено графічне відображення залежності даного показника Ψ від параметрів K_{TP} та $K_{3\phi}$. За $K_{TP}=1$ пульсації струмів вхідного та вихідного індукторів дорівнюють одна одній. У разі зменшення коефіцієнта трансформації $K_{TP}<1$ пульсації струму вхідного індуктора збільшуються по відношенню до пульсацій струму вихідного індуктора у всьому діапазоні параметрів коефіцієнта зв'язку. І навпаки, у разі збільшення коефіцієнта трансформації $K_{TP}>1$ пульсації струму вхідного обмотки зменшуються по відношенню до пульсацій струму вихідного індуктора у всьому діапазоні параметрів коефіцієнта зв'язку.

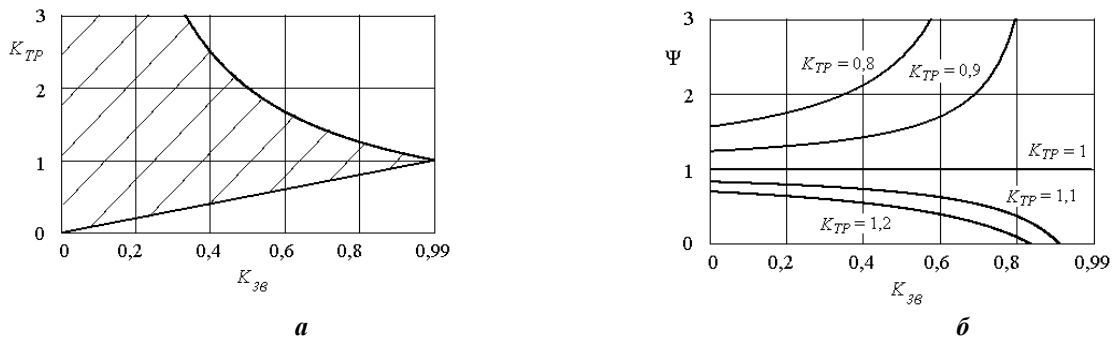


Рис. 4

Ілюстрація зазначених властивостей струмів індукторів (пульсацій струмів вхідного та вихідного індукторів) показана на графіках рис. 5. Графіки пульсацій струму вхідного індуктора ΔI_1^* позначено суцільними лініями, струму вихідного індуктора ΔI_2^* – пунктирними. За значення коефіцієнта трансформації $K_{TP}=1$ пульсації вказаних струмів співпадають між собою. Їхні амплітуди зменшуються від величини $\Delta I_1^* = \Delta I_2^* = (1-\gamma)/\tau_1^*$ за $K_{3\phi}=0$ до величини $\Delta I_1^* = \Delta I_2^* = (1-\gamma)/2\tau_1^*$ за $K_{3\phi} \rightarrow 1$. Збільшення коефіцієнта трансформації в діапазоні $K_{TP}>1$ (рис. 5, а) призводить до зменшення пульсацій струму вхідного індуктора ΔI_1^* та збільшення пульсацій струму вихідного індуктора ΔI_2^* . Причому, якщо за фіксованого коефіцієнта трансформації K_{TP} та збільшенні коефіцієнта зв'язку $K_{3\phi}$ амплітуда пульсацій вхідного індуктора ΔI_1^* монотонно зменшується до нуля, то амплітуда пульсацій вихідного індуктора ΔI_2^* має яскраво виражений мінімум, після якого починається її збільшення до величини $\Delta I_2^* = (1-\gamma)K_{TP}^2/\tau_1^*$. Таке збільшення пульсації вихідного індуктора після свого мінімуму продовжується до моменту, коли пульсація ΔI_1^* стає рівною нулю у разі досягнення рівності $K_{3\phi} = 1/K_{TP}$. На рис. 5, б показано, що в діапазоні значень коефіцієнта трансформації $K_{TP} < 1$ тенденція змінення пульсацій струмів вхідного та вихідного індукторів змінюється на протилежну. Зменшення коефіцієнта трансформації зменшує амплітуду пульсації вихідного індуктора ΔI_2^* , яка приймає нульові значення при досягненні рівності $K_{TP} = K_{3\phi}$, але збільшує пульсацію струму вхідного індуктора ΔI_1^* . В діапазоні значень $K_{TP} < 1$ за фіксованого коефіцієнта трансформації також існує мінімум під час зміни амплітуди пульсації, але вже струму вхідного індуктора ΔI_1^* , після чого його амплітуда зростає до величини $\Delta I_1^* = (1-\gamma)/\tau_1^*$ за $K_{TP} = K_{3\phi}$.

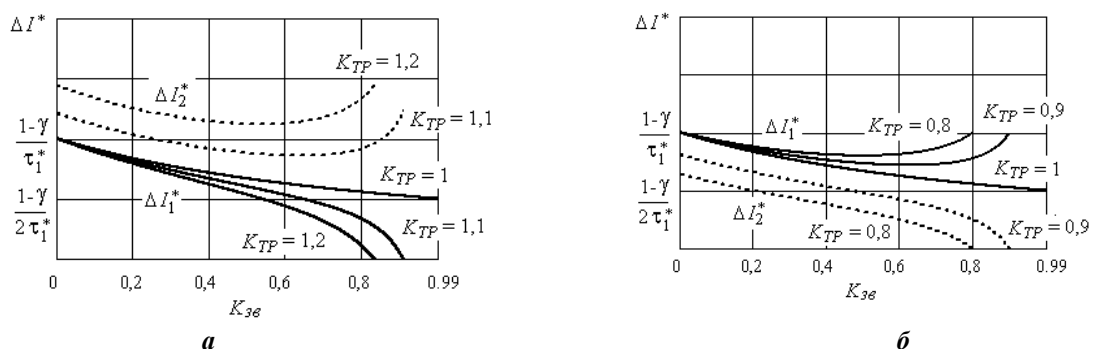


Рис. 5

Наявність точок мінімуму в графіках амплітуд пульсацій ΔI_1^* , ΔI_2^* вказує на можливість визначення координат екстремумів цих функцій, що має сприяти пошуку оптимальних параметрів перетворювача на стадії його проектування. В діапазоні $K_{TP} > 1$ розглянемо функцію ΔI_2^* (рис. 5, а) згідно формули (6). Аналіз знаходження точки екстремуму (мінімуму) цієї функції дає змогу визначити наступні координати цієї точки:

$$K_{зв\min} = K_{TP} - \sqrt{K_{TP}^2 - 1}, \quad (15)$$

$$\Delta I_{2\min}^* = \frac{1-\gamma}{2\tau_1^*} \cdot \frac{K_{TP}}{K_{TP} - \sqrt{K_{TP}^2 - 1}}. \quad (16)$$

В діапазоні значень коефіцієнта трансформації $K_{TP} < 1$ проаналізуємо на екстремум функцію ΔI_1^* (рис. 5, б) згідно формули (5). Аналіз показує наступні координати точки екстремуму (мінімуму):

$$K_{зв\min} = \frac{1 - \sqrt{1 - K_{TP}^2}}{K_{TP}}, \quad (17)$$

$$\Delta I_{1\min}^* = \frac{1-\gamma}{2\tau_1^*} \cdot \frac{K_{TP}^2}{1 - \sqrt{1 - K_{TP}^2}}. \quad (18)$$

З огляду на те, що пульсація вихідної напруги даного перетворювача обумовлюється величиною пульсації струму вихідного індуктора, закономірність змінення цих пульсацій є однаковою з точки зору впливу параметрів K_{TP} та $K_{зв}$, як свідчать формули (6) та (11). Тому можна записати також координати точки екстремуму (мінімуму) для величини пульсації вихідної напруги в діапазоні змінення $K_{TP} > 1$

$$K_{зв\min} = K_{TP} - \sqrt{K_{TP}^2 - 1}, \quad (19)$$

$$U_{pC2\min}^* = \frac{(1-\gamma)T^2}{8LIC2} \cdot \frac{K_{TP}}{K_{TP} - \sqrt{K_{TP}^2 - 1}}. \quad (20)$$

Таким чином, отримані формули (15) – (20) надають можливість розрахувати параметри K_{TP} та $K_{зв}$, які забезпечують мінімальні пульсації струму вихідного індуктора та мінімальні пульсації вихідної напруги перетворювача в діапазоні величин коефіцієнта трансформації $K_{TP} > 1$ та мінімальні пульсації струму вхідного індуктора в діапазоні величин $K_{TP} < 1$.

Отримані аналітичні співвідношення та результати розрахунків підтверджені за допомогою моделювання процесів в пакеті PSim. На рис. 6 зображено схему імітаційної моделі перетворювача в пакеті PSim.

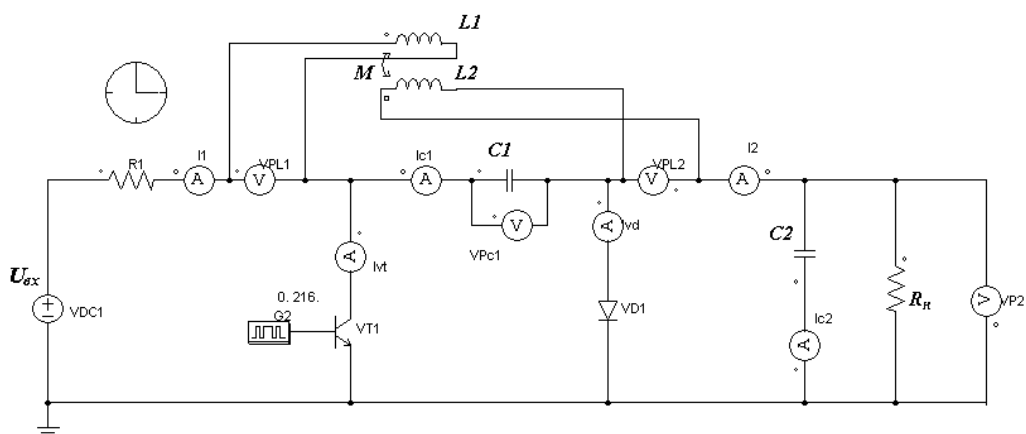


Рис. 6

Параметр	Результати згідно АМ	Результати згідно ІМ	Відносна різниця, %
$\Delta I_1, A$	1,615	1,609	0,37
$\Delta I_2, A$	0,907	0,899	0,89
$\Delta U_{c1}, B$	3,857	3,834	0,6
I_{LCP}, A	1,102	1,099	0,27
U_{c1}, B	428,571	428,309	0,06
U_{c2}, B	128,571	128,416	0,12
I_{HCP}, A	2,571	2,568	0,12
U_{PC2}, B	0,057	0,056	1,7

мінімуму пульсації струму вхідного індуктора згідно рис. 5, б за коефіцієнта трансформації $K_{TP} = 0,9$ та розрахованої по формулам (17), (18). Для даної точки мінімуму пульсації струму вхідного індуктора коефіцієнт зв'язку відповідає величині $K_{зв} = 0,63$, величина пульсації $\Delta I_{1\min} = 1,615 A$. Параметри елементів перетворювача у розрахунках відповідають наступним величинам: $U_{ex} = 300 B$, $L1 = 2 мГн$, $L2 = 2,47 мГн$, $M = 1,4 мГн$, $T = 50 мкс$, $T_n = 15 мкс$, $R_H = 50 Ом$, $C1 = 10 мкФ$, $C2 = 100 мкФ$.

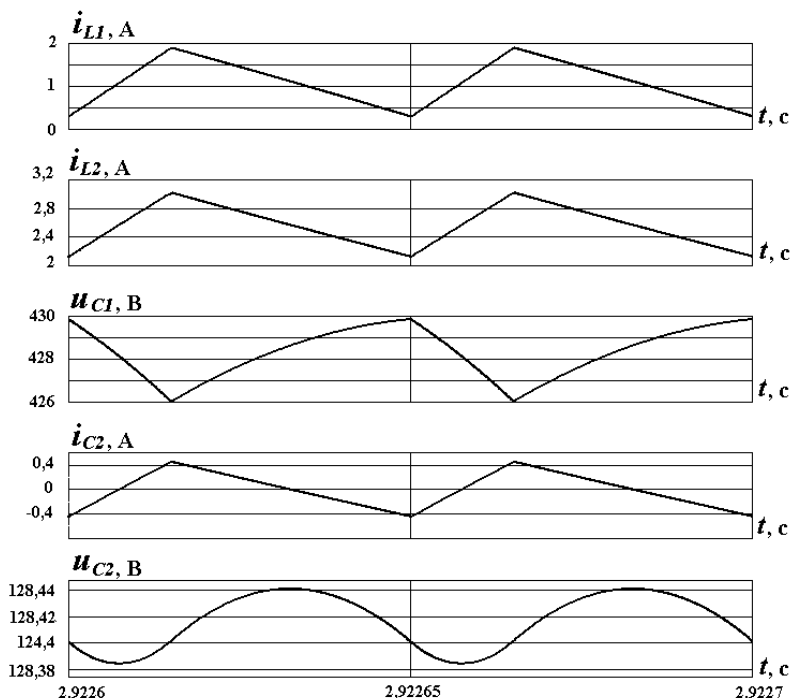


Рис. 7

тичного аналізу для ефективного дослідження його електромагнітних властивостей.

Розроблено прості та зручні аналітичні вирази, які дають можливість розраховувати та реалізовувати заданий рівень пульсацій струму вхідного, вихідного індукторів та вихідної напруги перетворювача за допомогою змінення пропорції між параметрами магнітопов'язаних індукторів: співвідношенням між числом витків обвитків індукторів та коефіцієнтом магнітного зв'язку між ними. Розроблені аналітичні вирази безпосередньо придатні для визначення екстремальних значень вказаних параметрів індукторів перетворювача, що забезпечують мінімальні пульсації струмів індукторів. З огляду на відсутність подібних результатів у відомих сучасних наукових працях отримані аналітичні співвідношення обумовлюють їхню новизну та практичну цінність.

Розроблені аналітична математична модель та розрахункові співвідношення доповнюють інструментарій для аналізу процесів у перетворювачі шляхом усереднення на основі теорем Лагранжа та полегшують розрахунок характеристик в таких пристроях на етапі проектування – середніх та пульсаційних складових процесів у перетворювачі, його регулювальних та навантажувальних характеристик, параметрів струмів та напруг у перемикаючих елементах, граничних параметрів існування режимів безперервних струмів та напруг в реактивних елементах та інших.

Модель містить в собі всі елементи перетворювача Кука, включаючи магнітопов'язані індуктори та вимірювальні пристрої. В основі даного пакета для розрахунку використовуються числові методи розв'язання диференціальних рівнянь, які найбільш достовірно відображають характер процесів. Часовий крок розрахунку процесів в моделі складає 0,1 мкс.

В таблиці наведено результати розрахунку для одного з режимів, досліджених під час виконання роботи, який відповідає точці

В таблиці позначено: АМ – аналітична модель, ІМ – імітаційна модель. Результати, наведені в таблиці свідчать, що відносна різниця в розрахунках не перевищує 2%, що підтверджує адекватність розробленої аналітичної моделі перетворювача. На рис. 7 наведено результати розрахунків з допомогою імітаційної моделі, представлені у вигляді часових діаграм процесів.

Висновки.

Розроблено математичну модель та аналітичні співвідношення для розрахунку перетворювача постійної напруги за топологією Кука, що містить в собі магнітопов'язані індуктори. Продemonстровано можливість методу усереднення на основі теорем Лагранжа в отриманні характеристик даного перетворювача в аналітичному вигляді, що дає змогу застосовувати відомі методи матема-

Роботу виконано за держбюджетною темою "Розвиток теорії та принципів побудови енергоефективних високочастотних напівпровідникових перетворювачів модульної структури для потужних систем живлення електротехнологічного обладнання з нестационарним навантаженням" (Джерело-4), державний реєстраційний номер роботи 0124U00039. КПКВК 6541030.

1. Zhu G., Wang K. Modeling and design considerations of coupled inductor converters. 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA, 2010. Pp. 7–13.
2. Cuk S. A new zero-ripple switching dc-to-dc converter and integrated magnetic. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1983. Vol. 19. No 2. Pp. 57–75.
3. Cuk S., Zhang Z. Coupled-inductor analysis and design. 17th Annual IEEE *Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, BC, Canada, June 1986. Pp. 655–665. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1986.7415621>.
4. Kang T., Suh Y. Optimized coupling factor design of multiplephase coupled inductor for minimum inductor current ripple operation in EV charger systems. IEEE 3rd International *Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia* (IFEEC 2017 - ECCE Asia), Kaohsiung, Taiwan, June 2017. Pp. 1178–1183.
5. Mohammadian L., Babaei E. Investigating the effect of inductor coupling on intrinsic stability of cuk converter. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy, Oct 2016. Pp. 1359–1364.
6. Sanchis-Kilders E., Ferreres A., Gasent-blea J.L., Maset E., Esteve V., Jordan J., Ejea J.B. Stability improvement of isolated multipleoutput dc/dc converter using coupled inductors. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. August 2016. Vol. 52. No 4. Pp. 1644–1653.
7. Gilabert D., Sanchis-Kilders E., Martinez P.J., Maset E., Ferreres A., Esteve V. Zero Ripple Current with Coupled Inductors in Continuous Conduction Mode under PWM Signals. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2020. Vol. 8. No 4. Pp. 4260–4269.
8. Tuztasi F.M., Ali Bekir Yildiz, Kelebek H. Modeling and Analysis of DC-DC CUK Converter with Coupled Inductors. *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*. 2022. Vol. 21. Pp. 188-192.
9. Tompsett K. An Improved Topology for Creating Split Rails from a Single Input Voltage. AN-1106 APPLICATION NOTE. Analog Devices. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an-1106.pdf> (available at 06.05.2024)
10. Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Мельничук Г.В. Моделювання систем з перетворювачами електроенергії з циклічно-змінюваними параметрами. Київ: Наш формат, 2018. 165 с.
11. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 42–48. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.042>.
12. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 37–46. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.037>.
13. Руденко Ю.В., Щерба А.А. Аналіз багатointервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах. Київ: Про Формат, 2020. 352 с.
14. Rudenko Yu. Analysis of DC-DC Converters by Averaging Method based on Lagrange Theorems. IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). Kharkiv, Ukraine, September 12-17, 2021. Pp. 367-370.

INVESTIGATION OF CUK CONVERTER WITH MAGNETICALLY COUPLED INDUCTORS BY THE AVERAGING METHOD

Yu.V. Rudenko

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

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

Electromagnetic processes in the converter according to the Cuk topology, which includes inductors with magnetically coupled windings, were studied. Using the averaging method based on Lagrange's theorems, a mathematical model of converter was developed and analytical expressions for its calculation were obtained. Due to the absence of cumbersome intermediate mathematical transformations, the obtained ratios simplify the calculation of average and ripple values of currents and voltages in the reactive elements of converter with magnetically coupled inductors. Graphical dependences of the amplitude of pulsation currents of the input and output inductors and the output voltage of converter were calculated. It has been confirmed that by changing the proportion between the ratio of number of turns of the inductors and the coefficient of magnetic coupling between them, it is possible to realize a given level of the specified ripple. Analytical conditions were obtained under which the minimum values of ripples of the currents of input and output inductors and the output voltage of this converter are achieved. References 14, figures 7, table 1.

Key words: dc converters, Cuk converter, magnetically coupled inductor, averaging method in state space, Lagrange's theorems.

1. Zhu G., Wang K. Modeling and design considerations of coupled inductor converters. 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA, 2010. Pp. 7–13.
2. Cuk S. A new zero-ripple switching dc-to-dc converter and integrated magnetic. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1983. Vol. 19. No 2. Pp. 57–75.
3. Cuk S., Zhang Z. Coupled-inductor analysis and design. 17th Annual IEEE *Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, BC, Canada, June 1986. Pp. 655–665. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1986.7415621>.
4. Kang T., Suh Y. Optimized coupling factor design of multiplephase coupled inductor for minimum inductor current ripple operation in EV charger systems. IEEE 3rd International *Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia* (IFEEC 2017 - ECCE Asia), Kaohsiung, Taiwan, June 2017. Pp. 1178–1183.
5. Mohammadian L., Babaei E. Investigating the effect of inductor coupling on intrinsic stability of cuk converter. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy, Oct 2016. Pp. 1359–1364.
6. Sanchis-Kilders E., Ferreres A., Gasent-blea J.L., Maset E., Esteve V., Jordan J., Ejea J.B. Stability improvement of isolated multipleoutput dc/dc converter using coupled inductors. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. August 2016. Vol. 52. No 4. Pp. 1644–1653.
7. Gilabert D., Sanchis-Kilders E., Martinez P.J., Maset E., Ferreres A., Esteve V. Zero Ripple Current with Coupled Inductors in Continuous Conduction Mode under PWM Signals. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2020. Vol. 8. No 4. Pp. 4260–4269.
8. Tuztasi F.M., Ali Bekir Yildiz, Kelebek H. Modeling and Analysis of DC-DC CUK Converter with Coupled Inductors. *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*. 2022. Vol. 21. Pp. 188–192.
9. Tompsett K. An Improved Topology for Creating Split Rails from a Single Input Voltage. AN-1106 APPLICATION NOTE. Analog Devices. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an-1106.pdf> (available at 06.05.2024).
10. Zhuikov V.Ya., Denisyuk S.P., Melnichuk G.V. Modeling of systems with power converters with cyclically changing parameters. Kyiv: Nash Format, 2018. 165 p. (Ukr)
11. Rudenko Yu.V. Mode of averaging of pulse DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 42–48. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.042>. (Rus)
12. Rudenko Yu.V. Averaging of push-pull DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 1. Pp. 37–46. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.037>. (Rus)
13. Rudenko Yu.V., Shcherba A.A. Analysis of multi-interval processes in semiconductor converters. Kyiv: Pro Format, 2020. 352 p. (Ukr)
14. Rudenko Yu. Analysis of DC-DC Converters by Averaging Method based on Lagrange Theorems. *IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine, September 12–17, 2021. Pp. 367–370.

Надійшла 10.05.2024
Остаточний варіант 01.07.2024

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ У ТРИФАЗНОМУ ДВОМОСТОВОМУ КОМПЕНСАЦІЙНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ОДНІЄЮ КОМУТЮЮЧОЮ ЛАНКОЮ

В.С. Бойко*, докт. техн. наук
НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.
E-mail: VSBoiko@bigmir.net.

Наведено результати досліджень щодо енергетичних характеристик двомостового компенсаційного перетворювача паралельного типу. Перетворювач є одним із представників нового покоління пристроїв компенсаційного типу, основна особливість яких полягає у застосуванні в комутуючій ланці трифазної групи повністю керованих приладів (IGBT). Вони разом з трифазною конденсаторною батареєю створюють комутуючу ланку, елемент перетворювача, який здатний змінити характер електромагнітних процесів, а саме, забезпечити компенсацію власної реактивної енергії, а у разі необхідності – генерувати реактивну енергію у мережу живлення. Зазначені енергетичні можливості досліджуваного компенсаційного перетворювача залежать, в основному, від величини випереджаючого кута регулювання α та кута комутації γ . Тому основна мета роботи полягає у дослідженні можливостей їхньої зміни регулюванням процесу перезаряду конденсаторної батареї транзисторами комутуючої ланки. Доведено, що, враховуючи особливості режимів роботи перетворювача у процесі енергозабезпечення споживачів постійного струму, є можливість, узгоджуючи кути регулювання та комутації, досягти найвищої енергоефективності функціонування перетворювача. Бібл. 6, рис. 6.

Ключові слова: конденсаторна батарея, комутатор, комутуюча напруга, електричний вентиль, енергетичні характеристики, перетворювач, реактивна енергія, кут комутації.

Вступ. Компенсаційні перетворювачі є високоефективними засобами силової електроніки, які разом із забезпеченням енергоживлення технологічних споживачів здатні компенсувати власну реактивну енергію, а у разі необхідності – генерувати реактивну енергію у мережу. Дослідження компенсаційних перетворювачів – один із напрямків розвитку засобів силової електроніки, в яких важливою складовою схемотехнічного рішення є наявність конденсаторів у силових колах. Розробка і дослідження таких засобів ведуться як у нашій країні [1, 2], так і за її межами [3, 4]. У нашій державі основними науковими центрами з розробки та дослідження перетворювачів електричної енергії компенсаційного типу є Інститут електродинаміки НАН України і НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського». У роботі наведено результати дослідження двомостового компенсаційного перетворювача (рис. 1), технічне рішення якого розроблене автором [5], що є представником київської політехніки.

Досліджуваний компенсаційний перетворювач є одним із пристроїв нового покоління, характерною особливістю яких є наявність у силових колах трифазної групи повністю керованих приладів (наприклад, IGBT). Вони разом з

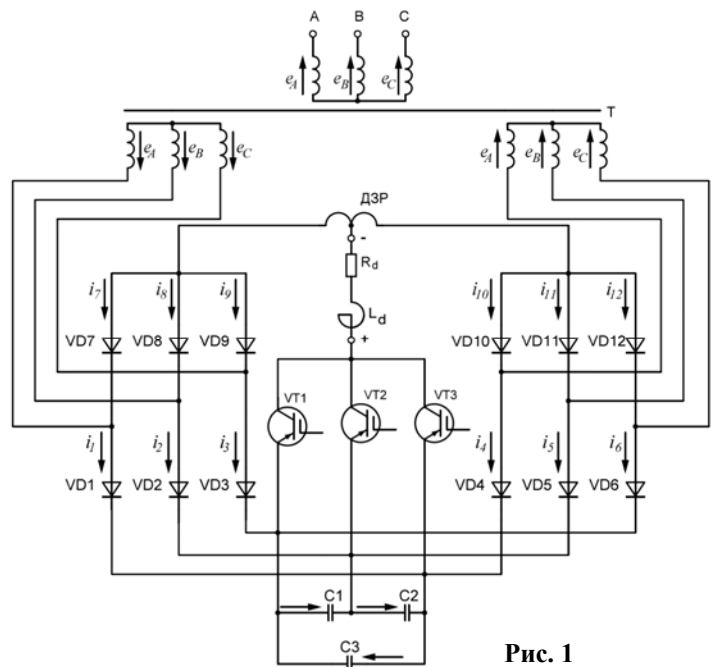


Рис. 1

© Бойко В.С., 2025

* ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1018-0642>

© Видавець Інститут електродинаміки 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>

трифазною конденсаторною батареєю створюють комутуючу ланку. Транзистори комутуючої ланки забезпечують перезаряд конденсаторів складовими струму навантаження і, що важливо, роблять цей процес регульованим. Попередньою публікацією [6] доведено, що за рахунок керованості процесу перезаряду конденсаторів комутуючої ланки є можливість зміни як величини, так і форми комутуючої напруги. Оскільки комутуюча напруга (напруга конденсаторів) є основним чинником, здатним забезпечити випереджаючу комутацію струму силовими електричними вентилями (СЕВ), вона ж забезпечує і енергоефективний режим роботи перетворювача у разі живлення споживачів постійного струму.

Енергоефективним автор називає такий режим роботи перетворювача, за якого здійснюється живлення споживача енергії (навантаження) і забезпечуються вимоги електромагнітної сумісності з мережею живлення за показником коефіцієнта потужності. Наприклад, коли компенсаційний перетворювач попереднього покоління застосовувався як джерело живлення на хімічних підприємствах, він мав бути компенсованим. Тобто його власна реактивна потужність мала компенсуватися конденсаторами комутуючої ланки. Коефіцієнт потужності відносно мережі живлення мав бути близьким до одиниці.

Інші вимоги висувалися до компенсаційних перетворювачів, які працювали паралельно з некомпенсаційними на перетворювальній підстанції у кольоровій металургії. Задля компенсації реактивної потужності обладнання підстанції в цілому компенсаційний перетворювач мав генерувати максимально можливі обсяги реактивної енергії. Енергетичні можливості компенсаційного перетворювача – це можливість генерування у мережу максимальних обсягів реактивної енергії. Вони залежать від багатьох факторів, основними з яких є: величина випереджаючого кута регулювання α , форма стуму комутації, величина кута комутації γ .

У роботі [6] один із режимів роботи перетворювача прийнятий за базовий. Наведемо деякі дані цього режиму, оскільки вони будуть використані і у поточній публікації.

Система ЕРС трифазного перетворювального трансформатора (Т) схеми на рис. 1 є стандартною трифазною системою прямого чергування фаз

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin(\vartheta + \pi / 6 + \psi); \\ e_B &= E_m \sin(\vartheta - \pi / 2 + \psi); \\ e_C &= E_m \sin(\vartheta + 5\pi / 6 + \psi), \end{aligned} \quad (1)$$

де E_m – амплітуда вторинної фазної ЕРС перетворювального трансформатора; ϑ – поточна змінна; ψ – початкова фаза напруги під час включення вентиля.

Навантаженням перетворювача є опір R_d . У колі навантаження встановлений реактор L_d , призначений для згладжування випрямленого струму.

Силові електричні вентиля компенсаційної частини перетворювача працюють у послідовності $VD1 \rightarrow VD2 \rightarrow VD3$ та $VD4 \rightarrow VD5 \rightarrow VD6$. Між моментами вступу в роботу зазначених трійок СЕВ має місце зсув за фазою, що дорівнює половині періоду.

Частота імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки подвоєна, що відповідає зворотному чергуванню фаз. Тому послідовність вступу в роботу транзисторів комутуючої ланки (ТКЛ) $VT1 \rightarrow VT3 \rightarrow VT2$.

У базовому режимі з моментом вступу в роботу силового електричного вентиля $VD1$ збігається момент включення транзистора $VT3$. Ураховуючи останнє та наведений вище алгоритм комутації струму СЕВ і транзисторами, на рис. 2 побудовано частину періоду кривої струму фази СЗ комутуючих конденсаторів. Вона на періоді також має шість інтервалів і подвоєну частоту.

За співвідношенням

$$u_C = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_C(0) \quad (2)$$

розрахуємо комутуючу напругу в базовому режимі. При цьому врахуємо, що як крива струму конденсаторів, так і крива комутуючої напруги мають подвоєну частоту і шість інтервалів на періоді частоти мережі живлення. Тож розрахунок можна виконувати на половині періоду:

І інтервал: $i_C = -I_d, \quad 0 \leq \vartheta \leq \pi / 3;$

$$u_{C(1)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} (-I_d) d\vartheta + u_C(0) = -\frac{I_d}{\omega C} \vartheta + u_C(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \pi/3$, $u_{C(1)k} = -\frac{I_d}{6fC} + u_C(0)$.

II інтервал: $i_C = 0$, $0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(2)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_{C(1)k} = -\frac{I_d}{6fC} + u_C(0) = u_{C(2)k}.$$

III інтервал: $i_C = I_d$, $0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(3)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} I_d d\vartheta + u_{C(2)k} = \frac{I_d}{\omega C} \vartheta - \frac{I_d}{6fC} + u_C(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \pi/3$, $u_{C(3)k} = u_C(0)$.

Початкове значення кривої комутуючої напруги розраховане за умови, що її середнє значення за період дорівнює нулю

$$u_C(0) = I_d / 9fC. \quad (3)$$

Маючи початкове значення кривої комутуючої напруги, побудуємо криву комутуючої напруги фази конденсаторної батареї в інтервалі половини періоду (рис. 2, де зображено струм і напругу фази конденсаторної батареї у базовому режимі за миттєвої комутації). Окрім того, це дає змогу визначити величину випереджаючого кута регулювання α у базовому режимі за миттєвої комутації струму силовими електричними вентилями. У [6] доведено, що його найбільше значення досягає близько 35° .

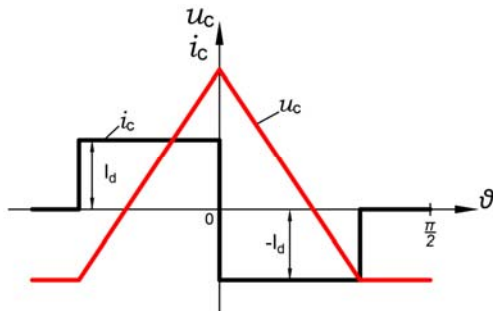


Рис. 2

Але не слід забувати, що не лише величиною випереджаючого кута регулювання визначаються енергетичні характеристики компенсаційного перетворювача. Ці характеристики суттєво залежать і від величини кута комутації γ .

Мета роботи: визначити вплив керування транзисторами комутуючої ланки на закономірність зміни струму комутації силовими електричними вентилями, величину кутів регулювання і комутації та режими роботи, за яких процес генерації реактивної енергії є більш ефективним.

Результати досліджень. Дослідимо процес формування комутуючої напруги та величину кута комутації γ у перетворювачі за схемою рис. 1. Цей комутаційний процес є більш складним, оскільки у контур комутації силових електричних вентилів окрім ЕРС вторинних обмоток фаз перетворювального трансформатора входить також і комутуюча напруга u_C однієї з фаз конденсаторної батареї. Тому рівняння контуру комутації струму вентилями цієї групи має вигляд

$$e_A - x_\gamma \frac{di_4}{d\vartheta} - e_C + x_\gamma \frac{di_6}{d\vartheta} - u_C = 0. \quad (4)$$

Врахуємо, що струм вентиля, який входить у роботу, є струмом комутації i_k , тобто $i_1 = i_k$, а струм вентиля, який з роботи виходить $i_3 = I_d - i_k$. Враховуючи викладене, рівняння (4) запишемо так

$$x_\gamma \frac{d}{d\vartheta} (i_k - I_d) + x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} = e_A - e_C.$$

Вважаючи, що у позакомутаційний проміжок часу випрямлений струм практично не змінюється, отримаємо

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} - u_C = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (5)$$

Це універсальне рівняння комутації струму силовими електричними вентилями будь-якого перетворювача компенсаційного типу.

До речі, таким же було і рівняння комутації у компенсаційних перетворювачах попереднього покоління, де у комутуючій ланці використовувався трифазний зрівноважувальний реактор (ТЗР).

У разі заміни ТЗР на групу IGBT-транзисторів форма і величина струму конденсаторів (а також і комутуючої напруги) визначається декількома факторами, а саме: частотою проходження імпульсів керування транзисторами, зміщенням моменту подачі імпульсу управління по відношенню до моменту вступу в роботу силових електричних вентилів, величиною ємності фази комутуючих конденсаторів та величиною струму навантаження.

Частота імпульсів керування ТКЛ є фактором, що суттєво впливає як на характер електромагнітних процесів, так і на енергетичні характеристики перетворювача як джерела живлення споживачів.

Як впливає з матеріалів попередніх досліджень [6], за подвоєної частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки струм фази конденсаторної батареї в інтервалі комутації змінюється за різними законами. У базовому режимі, якщо межа між VT1 і VT3 збігається з початком комутації силового електричного вентиля VD1 (будемо вважати його режимом 1), закономірність зміни струму фази конденсаторної батареї буде наступною:

$$i_c = -\frac{1}{3}I_d - \frac{2}{3}i_k. \quad (6)$$

Враховуючи (2), (5) і (6), рівняння для контуру комутації запишемо так

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} + \frac{1}{\omega C} \int_0^\vartheta \left(\frac{2}{3}i_k + \frac{1}{3}I_d \right) d\vartheta - u_c(0) = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (7)$$

Диференціюємо останнє і отримаємо

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2 i_k}{d\vartheta^2} + \frac{2i_k}{3\omega C} + \frac{I_d}{3\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)$$

чи

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2 i_k}{d\vartheta^2} + \frac{2i_k}{3\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi) - \frac{I_d}{3\omega C}.$$

Рішення цього неоднорідного диференціального рівняння щодо закономірності зміни струму комутації складається з двох вимушених складових та однієї вільної

$$i_k = i'_{k1} + i'_{k2} + i''_k. \quad (8)$$

Рівняння для визначення коренів характеристичного рівняння

$$2\omega L_\gamma p^2 + \frac{2}{3\omega C} = 0, \quad \text{звідки } p^2 = -\frac{1}{3\omega^2 L_\gamma C}.$$

$$\text{Таким чином } p_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{1}{3\omega^2 L_\gamma C}} = \pm j \frac{\omega_0}{\omega} = \pm j\omega_0^*, \quad (9)$$

де $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{3L_\gamma C}}$ - власна частота контуру комутації.

Відповідно до характеру коренів вільну складову струму комутації запишемо так

$$i''_k = K_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + K_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (10)$$

Перше окреме рішення отримаємо, розв'язавши рівняння

$$\frac{d^2 i'_{k1}}{d\vartheta^2} + \frac{i'_{k1}}{3\omega^2 L_\gamma C} = -\frac{I_d}{6\omega^2 L_\gamma C}.$$

$$\text{При цьому отримаємо } i'_{k1} = -I_d / 2. \quad (11)$$

Друге окреме рішення визначимо з наступного рівняння:

$$\frac{d^2 i'_{k2}}{d\vartheta^2} + \frac{i'_{k2}}{3\omega^2 L_\gamma C} = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2\omega L_\gamma}. \quad (12)$$

$$\text{Його розв'язок дає } i'_{k2} = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2 / 3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (13)$$

Врахувавши (8), (10), (11) та (13), закономірність зміни струму комутації у загальному вигляді буде такою

$$i_k = -\frac{1}{2}I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2 / 3\omega C - 2\omega L_\gamma} + K_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + K_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (14)$$

Якщо силовими електричними вентилями перетворювача є діоди, то рівняння струму комутації набуде вигляду

$$i_k = -\frac{1}{2}I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta - \alpha)}{2 / 3\omega C - 2\omega L_\gamma} + K_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + K_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (15)$$

Розрахуємо сталі інтегрування.

1. У момент початку комутації за $\vartheta = 0$ струм комутації $i_k = 0$, звідки отримаємо

$$K_1 = \frac{1}{2}I_d - \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{2 / 3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (16)$$

2. Комутація струму починається в момент, коли лінійна напруга вторинної обмотки перетворювального трансформатора зрівняється за величиною з комутуючою напругою фази конденсаторної батареї, включеної між комутуючими вентилями, і різниця зазначених напруг при цьому дорівнюватиме нулю. Тому

$$K_2 = -\frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{2 / 3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (17)$$

Враховуючи (15–17), остаточний вираз струму комутації електричних вентилів компенсаційної частини досліджуваного перетворювача має вигляд

$$i_k = -\frac{1}{2}I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta - \alpha)}{2 / 3\omega C - 2\omega L_\gamma} + \left(\frac{1}{2}I_d - \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{2 / 3\omega C - 2\omega L_\gamma}\right) \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta - \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{2 / 3\omega C - 2\omega L_\gamma} \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (18)$$

Поділимо останнє на половину випрямленого струму I_d досліджуваного перетворювача і отримаємо нормований вираз струму комутації за подвоєної частоти імпульсів керування ТКЛ, застосувавши наступну систему базисних величин:

- базисна напруга $U_\delta = \sqrt{3}E_m$;
- базисний струм $I_\delta = \sqrt{3}E_m / 2x_\gamma$, де x_γ – індуктивний опір фази перетворювального трансформатора, приведений до його вторинної обмотки;
- базисна частота $\omega_\delta = \omega = 314$;
- базисна реактивність кола змінного струму $x_\delta = \sqrt{3}E_m / 2I_d$.

Нормований вираз струму комутації за подвоєної частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

$$i_{k*} = -\frac{1}{2} + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} + \left(\frac{1}{2} - \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)}\right) \cos \omega_{0*} \vartheta - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta. \quad (19)$$

Використавши співвідношення (19), отримаємо закономірність зміни струму комутуючих конденсаторів і комутуючої напруги за співвідношенням, нормований вираз якого у разі з'єднання конденсаторної батареї трикутником має вигляд

$$u_{C\Delta^*} = \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta + u_{C^*}(0). \quad (20)$$

Дослідженням питання щодо величини та форми комутуючої напруги у двомостовому компенсаційному перетворювачі у разі миттєвої комутації струму СЕВ доведено [6], що комутуюча напруга є кривою подвоєної частоти і має на періоді частоти мережі живлення шість інтервалів. Якщо врахувати наявність комутаційного процесу, інтервалів на періоді буде удвічі більше.

Оскільки криву подвоєної частоти можна аналізувати на половині періоду, на рис. 3 зображено шість інтервалів кривої струму фази конденсаторної батареї з врахуванням протяжності комутаційного процесу γ . Кількість інтервалів кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість інтервалів кривої струму:

I інтервал: $i_{C^*} = -\frac{1}{3} - \frac{2}{3} i_{k^*}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$u_{C\Delta^*(1)} = \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C^*}(0) = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(1)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$

II інтервал: $i_{C^*} = -1, \quad 0 \leq \vartheta \leq (\pi/3 - \gamma);$

$$u_{C\Delta^*(2)} = \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(1)k} = -x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \frac{3\vartheta}{2} + x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = (\pi/3 - \gamma)$,

$$u_{C\Delta^*(2)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \gamma - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

III інтервал: $i_{C^*} = -\frac{1}{3} + \frac{1}{3} i_{k^*}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$u_{C\Delta^*(3)} = \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(2)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta \right) + x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \gamma - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(3)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$

IV інтервал: $i_{C^*} = 0, \quad 0 \leq \vartheta \leq (\pi/3 - \gamma);$

$$u_{C\Delta^*(4)} = \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(3)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(4)k}.$$

V інтервал: $i_{C^*} = \frac{2}{3} + \frac{1}{3} i_{k^*}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$\begin{aligned} u_{C\Delta^*(5)} &= \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(4)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(\vartheta + \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C\Delta^*(4)k} = \\ &= x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(\vartheta + \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta - \frac{\pi}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(5)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{3\gamma}{2} \right) + u_{C^*}(0).$

VI інтервал: $i_{C^*} = 1, \quad 0 \leq \vartheta \leq (\pi/3 - \gamma);$

$$u_{C\Delta^*(6)} = \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(5)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \frac{3}{2} \vartheta + x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{3\gamma}{2} \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = (\pi/3 - \gamma)$, $u_{C\Delta^*(6)k} = u_{C^*}(0)$.

Визначимо початкове значення комутуючої напруги, виходячи з умови, що крива комутуючої напруги не має постійної складової, тобто її середнє значення за період дорівнює нулю. Виконавши розрахунок, подробиці якого тут не наведено, отримаємо

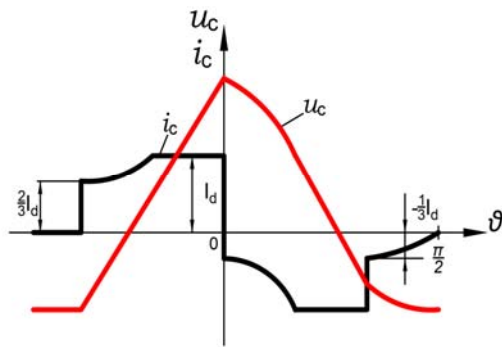


Рис. 3

$$u_{C^*}(0) = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right). \quad (21)$$

Застосовуючи результати розрахунку комутуючої напруги за окремими інтервалами і співвідношення (21), на рис. 3, що ілюструє струм фази конденсатора і комутуючу напругу у режимі 1, побудовано половину періоду цієї напруги.

Співвідношення (19) і (21) є системою нелінійних рівнянь для розрахунку кутів регулювання та комутації. Задля цього використано метод Н'ютона. Для роботи перетворювача за режимом, який на початку дослідження позначений як режим 1, рівняння згідно правил методу

Н'ютона, запишуться так

$$1 = -\frac{1}{2} + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)} + \left(\frac{1}{2} - \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)} \right) \cos \omega_{0^*} \vartheta - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0^*} x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)} \sin \omega_{0^*} \vartheta,$$

$$\sin \alpha = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right).$$

Сама ж система рівнянь, яка підлягає розв'язку, після деяких математичних перетворень, набуває вигляду

$$F(\alpha, \gamma) = \cos(\gamma - \alpha) - \cos \alpha \cdot \cos \omega_{0^*} \gamma - (\sin \alpha \cdot \sin \omega_{0^*} \gamma) / \omega_{0^*} - x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)(1.5 - 0.5 \cdot \cos \omega_{0^*} \gamma),$$

$$G(\alpha, \gamma) = (1.5 \cdot \gamma - \pi) x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1) - (\sin(\gamma - \alpha) - \sin \alpha + \sin \alpha (\cos \omega_{0^*} \gamma + 1) / \omega_{0^*} - (\cos \alpha \cdot \sin \omega_{0^*} \gamma) / \omega_{0^*} + 0.5 \cdot x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1) \sin \omega_{0^*} \gamma) / \omega_{0^*}. \quad (21)$$

Виберемо довільно характеристики одного з режимів роботи досліджуваного двомостового компенсаційного перетворювача і розрахуємо величину випереджаючого кута регулювання α та кута комутації γ . Характеристики режиму: приведена індуктивність фази кола змінного струму $L_{\gamma} = 0.0025$ Гн; ємність фази комутуючих конденсаторів $C = 0.00014$ Ф; лінійна напруга вторинної обмотки перетворювального трансформатора $U_m = 100$ В; опір навантаження $R_d = 10$ Ом. Наведеним даним згідно (9) відповідає власна частота контуру комутації $\omega_0 = (3L_{\gamma}C)^{-1/2} = (3 \cdot 0.0025 \cdot 0.00014)^{-1/2} = 976$ рад. При цьому нормоване значення власної частоти контуру комутації дорівнює $\omega_{0^*} = 3.1$. Відповідно наведеним даним випереджаючий кут регулювання $\alpha = 34.63^\circ$, а кут комутації $\gamma = 28.91^\circ$.

Якщо у базовому режимі межа між VT1 і VT3 збігається з кінцем комутації силового електричного вентиля VD1, закономірність зміни струму фази конденсаторної батареї буде наступною:

$$i_C = I_d - \frac{2}{3} i_k. \quad (22)$$

Позначимо цей режим роботи як режим 2. Користуючись тією ж методикою, що і у режимі 1, нормований вираз струму комутації за подвоєної частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки без деталей доведення запишемо так

$$i_{k^*} = 1.5 + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)} + \left(-1.5 - \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)} \right) \cos \omega_{0^*} \vartheta - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0^*} x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)} \sin \omega_{0^*} \vartheta. \quad (23)$$

Останнє співвідношення буде використане як перше рівняння із системи рівнянь задля розрахунку випереджаючого кута регулювання α та кута комутації γ . Друге рівняння, як і у режимі 1, отримаємо з виразу початкового значення комутуючої напруги у момент комутації. Для цього, враховуючи наведений вище алгоритм комутації струму СЕВ і транзисторами, а також додаткову

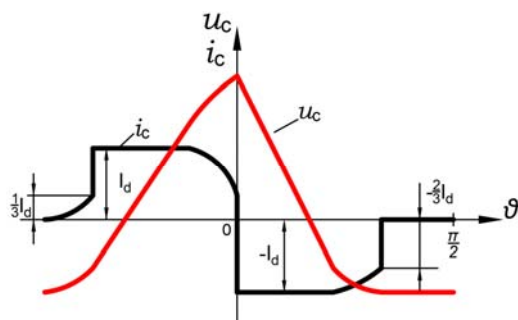


Рис. 4

затримку подачі імпульсу керування на ТКЛ на рис. 4 (зображено струм фази конденсатора і комутуюча напруга у режимі 2), побудовано частину періоду кривої струму фази СЗ комутуючих конденсаторів. Вона, як і у режимі 1, має подвоєну частоту і на половині періоду також містить шість інтервалів. Кількість інтервалів кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість інтервалів кривої струму. Застосовуючи співвідношення (20), розрахуємо криву комутуючої напруги на половині періоду за окремими інтервалами:

I інтервал: $i_{C*} = 1 - \frac{2}{3}i_{k*}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$u_{C\Delta*(1)} = \frac{3}{2}x_{\gamma*}\omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{C*} d\vartheta + u_{C*}(0) = x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(\frac{3\vartheta}{2} - \int_0^{\vartheta} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta*(1)k} = x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(\frac{3\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0).$

II інтервал: $i_{C*} = -1, \quad 0 \leq \vartheta \leq (\pi/3 - \gamma);$

$$u_{C\Delta*(2)} = \frac{3}{2}x_{\gamma*}\omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{C*} d\vartheta + u_{C\Delta*(1)k} = -x_{\gamma*}\omega_0^2 \frac{3\vartheta}{2} + x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(\frac{3\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = (\pi/3 - \gamma)$, $u_{C\Delta*(2)k} = x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(-\frac{\pi}{2} + 3\gamma - \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0).$

III інтервал: $i_{C*} = -1 + \frac{1}{3}i_{k*}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$u_{C\Delta*(3)} = \frac{3}{2}x_{\gamma*}\omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{C*} d\vartheta + u_{C\Delta*(2)k} = x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(-\frac{3\vartheta}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k*} d\vartheta \right) + x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(-\frac{\pi}{2} + 3\gamma - \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta*(3)k} = x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{3\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0).$

IV інтервал: $i_{C*} = 0, \quad 0 \leq \vartheta \leq (\pi/3 - \gamma);$

$$u_{C\Delta*(4)} = \frac{3}{2}x_{\gamma*}\omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{C*} d\vartheta + u_{C\Delta*(3)k} = x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{3\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0) = u_{C\Delta*(4)k}.$$

V інтервал: $i_{C*} = \frac{1}{3}i_{k*}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$\begin{aligned} u_{C\Delta*(5)} &= \frac{3}{2}x_{\gamma*}\omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{C*} d\vartheta + u_{C\Delta*(4)k} = x_{\gamma*}\omega_0^2 \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k*} d\vartheta + u_{C\Delta*(4)k} = \\ &= x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(\frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k*} d\vartheta - \frac{\pi}{2} + \frac{3\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0). \end{aligned}$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta*(5)k} = x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{3\gamma}{2} \right) + u_{C*}(0).$

VI інтервал: $i_{C*} = 1, \quad 0 \leq \vartheta \leq (\pi/3 - \gamma);$

$$u_{C\Delta^*(6)} = \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(5)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \frac{3}{2} \vartheta + x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{3\gamma}{2}\right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = (\pi/3 - \gamma)$, $u_{C\Delta^*(6)k} = u_{C^*}(0)$.

Визначимо початкове значення комутуючої напруги, виходячи з умови, що крива комутуючої напруги не має постійної складової, тобто її середнє значення за період дорівнює нулю. Виконавши розрахунок, подробиці якого тут не наведено, отримаємо

$$u_{C^*}(0) = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{3\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta\right). \quad (24)$$

Застосовуючи результати розрахунку комутуючої напруги за окремими інтервалами у режимі 2 і співвідношення (24), на рис. 4 побудовано половину періоду цієї напруги.

Співвідношення (23) і (24) є системою нелінійних рівнянь для розрахунку кутів регулювання і комутації у режимі 2. Для роботи перетворювача за режимом 2 рівняння, згідно правил методу Н'ютона, запишуться так

$$1 = 1.5 + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)} - \left(1.5 + \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)}\right) \cos \omega_{0^*} \vartheta - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0^*} x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)} \sin \omega_{0^*} \vartheta,$$

$$\sin \alpha = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{3\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta\right).$$

Сама ж система рівнянь, яка підлягає розв'язку, після деяких математичних перетворень набуває вигляду

$$F(\alpha, \gamma) = \cos(\gamma - \alpha) - \cos \alpha \cdot \cos \omega_{0^*} \gamma - (\sin \alpha \cdot \sin \omega_{0^*} \gamma) / \omega_{0^*} + x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)(0.5 - 1.5 \cdot \cos \omega_{0^*} \gamma),$$

$$G(\alpha, \gamma) = -\pi \cdot x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1) - (\sin(\gamma - \alpha) - \sin \alpha + \sin \alpha (\cos \omega_{0^*} \gamma + 1) / \omega_{0^*}^2 - (\cos \alpha \cdot \sin \omega_{0^*} \gamma) / \omega_{0^*} - ; \quad (25)$$

$$- 1.5 \cdot x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1) \sin \omega_{0^*} \gamma) / \omega_{0^*}.$$

Розрахунок кутів регулювання і комутації у режимі 2 здійснимо за тими ж даними, що і у режимі 1. Відповідно наведеним даним випереджаючий кут регулювання $\alpha = 26.67^\circ$, а кут комутації $\gamma = 17.36^\circ$.

Аналітичний розрахунок величини випереджаючого кута регулювання та кута комутації у різних режимах роботи перетворювача доводить, що їхню величину можна регулювати, змінюючи момент подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки. При цьому інші характеристики складових перетворювача електричної енергії не змінюються. Тобто є можливість таким способом підібрати необхідні значення кутів регулювання і комутації, за яких якраз у цьому робочому режимі будуть досягнуті найкращі енергетичні характеристики чи, іншими словами, досягнуті найбільш високі енергетичні можливості. Важливим є те, що напрямок зміни зазначених величин між собою не пов'язаний, як це було у компенсаційних перетворювачах попереднього покоління. Там збільшення випереджаючого кута регулювання за інших однакових умов призводило до зменшення кута комутації.

Наведені результати аналітичного розрахунку підтверджують факт більш широких можливостей компенсаційних перетворювачів нового покоління щодо регулювання обсягів реактивної енергії, які вони здатні генерувати. Однак отримані кількісні дані не розкривають механізму досягнення високих енергетичних можливостей. Розглянемо це питання докладно.

На рис. 5 (кут комутації γ і площа комутації у режимі 1) і рис. 6 (кут комутації γ і площа комутації у режимі 2) здійснено накладання кривої комутуючої напруги на лінійну напругу вторинної обмотки перетворювального трансформатора для режимів 1 та 2 відповідно. Заштрихована ділянка між частиною кривої комутуючої напруги і лінійною напругою вторинної обмотки перетворювального трансформатора в межах протяжності комутаційного процесу у теорії компенсаційних перетворювачів носить назву «площадка комутації».

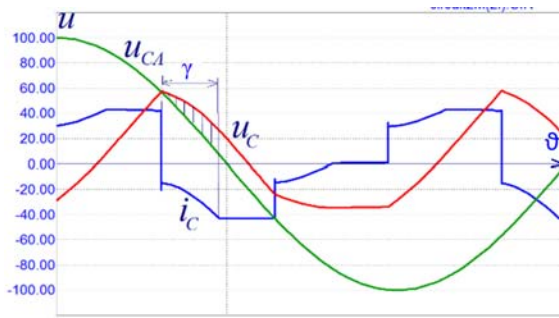


Рис. 5

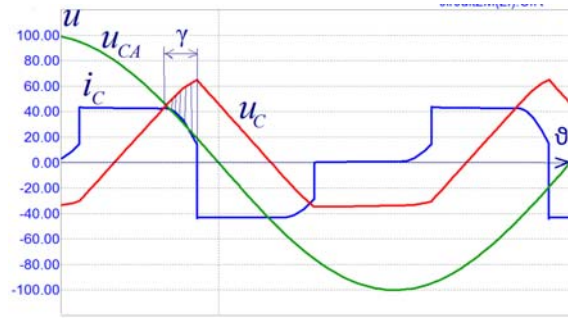


Рис. 6

Струм комутації вентилів некомпенсаційної частини перетворювача змінюється відповідно до наступного виразу:

$$i_k = \frac{\sqrt{3}E_m}{2x_\gamma}(1 - \cos \vartheta).$$

Проходячи по вторинній обмотці перетворювального трансформатора, за рахунок наявності індуктивності, він створює комутаційну напругу. Назва «комутаційна» подібна до «комутуючої», але це зовсім інша напруга, і розраховується вона за співвідношенням $u_x = x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta_\gamma} = 0.5\sqrt{3}E_m \sin \vartheta$ або її нормований вираз $u_{x*} = 0.5 \sin \vartheta$. За формою ця напруга близька до трикутної, тому її інколи називають комутаційним піком, а її найбільше значення приходить на кінець процесу комутації при $\vartheta = \gamma$: $u_{x*\max} = 0.5 \sin \gamma$. Величина «площини комутації»

$$S = \int_0^\gamma u_x d\vartheta = 0.5 \cdot \sqrt{3}E_m (1 - \cos \gamma) = I_d \cdot x_\gamma. \quad (26)$$

За таким же співвідношенням розраховується «площина комутації» і у компенсаційній частині досліджуваного перетворювача. Врахуємо, що режими 1 та 2 мають однакові технічні характеристики за винятком моменту подачі імпульсу керування на транзистори комутуючої ланки. Оскільки від цього залежить як величина, так і форма кривої комутуючої напруги, то стає зрозумілим, чому за однакової величини «площини комутації» на рис. 5 і 6 у режимі 2 кут комутації суттєво менший, ніж у режимі 1.

Є ще одна важлива обставина, пов'язана з питанням, що розглядається. Вона впливає з аналізу співвідношень (19) і (23), тобто закономірностей зміни струму комутації силовими електричними вентилями. У режимі 2 стала складова струму комутації більша, ніж у режимі 1. Фізично це означає, що у режимі 1 крива струму комутації за формою ближча до квадратичної, а у режимі 2 – до прямої. Ця обставина є важливою для оцінки енергетичних можливостей досліджуваного перетворювача, оскільки впливає на величину кута зсуву за фазою між першими гармоніками струму і напруги на входних затискачах перетворювача.

Висновки. Застосування повністю керованих приладів у комутуючій ланці компенсаційних перетворювачів нового покоління розширює їхні можливості щодо енергоефективного забезпечення споживачів постійного струму. Підвищені енергетичні характеристики досліджуваного перетворювача обумовлені сукупністю взаємопов'язаних факторів:

- можливістю регулювати не лише величину кривої комутуючої напруги, а і її форму;
- відповідно до режиму роботи перетворювача впливати на форму струму комутації силових електричних вентилів;
- узгоджувати величину випереджаючого кута регулювання і кута комутації з метою забезпечення найбільш ефективного енергетичного режиму роботи перетворювача щодо компенсації та генерування реактивної енергії.

Досліджуваний перетворювач також характеризується ефективним використанням конденсаторного обладнання, оскільки дві його мостові половини комплектується однією комутуючою ланкою, яка забезпечує їхній компенсаційний режим роботи.

1. Butkevych O., Chyzenko O., Popovych O., Trach I., Golovan I. A study of transitional modes of the electric network with the powerful electromechanical load and FACTS. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 261-266. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764223>.
2. 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>.
3. Trainer D., Withanage R., Whitehouse R., Cross A. Multilevel voltage source converter. Patent US No 8879291 B2, 2014.
4. Gan Wei, Ji Hongchao, Yang Xingwu. A three-phase PWM rectifier with reactive power compensation function, 2014 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Hong Kong, China, 07-10 December 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2014.7066073>.
5. Бойко В.С. Трифазний двомостовий компенсаційний перетворювач паралельного типу. Патент України на корисну модель № 147874, 2021.
6. Бойко В.С. Комутуюча напруга трифазного двомостового компенсаційного перетворювача. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 3. С. 25-35. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.03.025>.

ELECTROMAGNETIC PROCESS IN A THREE-PHASE DOUBLE-BRIDGE COMPENSATING CONVERTER WITH ONE COMMUTATING LINK

V.S. Boiko

National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,

37, Beresteyskyi Ave., Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: VSBoiko@bigmir.net.

The results of studies of the energy characteristics of a two-bridge parallel-type compensation converter are presented. The converter is one of the representatives of a new generation of compensation-type devices, the main feature of which is the use of a three-phase group of fully controlled devices (IGBT) in the commutating link. They, together with a three-phase capacitor bank, create a switching link, a converter element that is capable of changing the nature of electromagnetic processes, namely, providing compensation for its own reactive energy, and, if necessary, generating reactive energy into the power supply network. The indicated energy capabilities of the compensation converter under study depend mainly on the value of the angle α and the commutation angle γ . Therefore, the main purpose of the publication is to study the possibilities of changing them by regulating the process of recharging the capacitor battery with using transistors of the commutating link. As a result, it has been proven that, taking into account the peculiarities of the operating modes of the converter during the process of supplying energy to DC consumers, it is possible, by coordinating the angles of regulation and commutating, to achieve high energy efficiency of the operation of the converter. References 6, figures 6.

Key words: capacitor bank, commutator, commutating voltage, electric valve, energy characteristics, converter, reactive energy, commutation angle.

1. Butkevych O., Chyzenko O., Popovych O., Trach I., Golovan I. A study of transitional modes of the electric network with the powerful electromechanical load and FACTS. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 261-266. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764223>.
2. Butkevych O.F., Chizhenko O.I., Popovych O.M., Trach I.V. Influence of FACTS on the electric network mode during direct start of a powerful asynchronous machine as part of a complex load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 62-68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.062>. (Ukr).
3. Trainer D., Withanage R., Whitehouse R., Cross A. Multilevel voltage source converter. Patent US No 8879291 B2, 2014.
4. Gan Wei, Ji Hongchao, Yang Xingwu. A three-phase PWM rectifier with reactive power compensation function, 2014 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Hong Kong, China, 07-10 December 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2014.7066073>.
5. Boiko V.S. Three-phase double-bridge parallel type compensation converter. Patent UA for utility model No 147874, 2021. (Ukr).
6. Boiko V.S. Commutating voltage of the three-phase double-bridge compensating converter. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 3. Pp. 25-35. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.03.025>. (Ukr).

Надійшла 10.06.2024
Остаточний варіант 26.06.2024

КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ СИНХРОННИХ РЕАКТИВНИХ ДВИГУНІВ З ОПТИМІЗАЦІЄЮ ЗА КРИТЕРІЄМ МОМЕНТ-СТРУМ

С.М. Пересада^{1*}, докт. техн. наук, С.М. Ковбаса^{1**}, докт. техн. наук, В.В. Щербаченко¹,
Є.О. Ніконенко^{1***}, докт. філософії, П.П. Подейко^{2****}, канд. техн. наук

¹ НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,
e-mail: sergei.peresada@gmail.com.

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

У роботі представлено алгоритм векторного керування моментом синхронних реактивних двигунів (СРД), які є глибоко насиченими електричними машинами. Конструювання алгоритму керування базується на математичній моделі двигуна з поліноміальними апроксимаціями функцій потокозчеплення, які не використовують тригонометричні функції або багатовимірні таблиці. Структура системи керування СРД дає змогу аналітично-чисельним методом формалізувати оптимізацію за критерієм «момент-струм». Результуюча процедура оптимізації є набагато простішою за існуючі і не вимагає довготривалих експериментальних тестів, легко піддається автоматизації. Результати дослідження динаміки системи векторного керування із запропонованим алгоритмом оптимізації підтверджують, що він забезпечує зменшення споживаної потужності в зоні моментів до 50-70 % від номінального значення порівняно із системою керування з постійним потокозчепленням. При цьому досягається асимптотичне відпрацювання заданого моменту і потокоутворюючої компоненти струму статора. З результатів дослідження випливає, що для двигунів меншої потужності оптимізація дає більший ефект. Бібл. 16, рис. 6, табл. 1.

Ключові слова: синхронний реактивний двигун, векторне керування, МТРА оптимізація, відпрацювання заданих траєкторій, втрати потужності.

Вступ. Векторно-керовані електроприводи на основі високоефективних двигунів, які не містять постійних магнітів, є привабливим рішенням через нестабільність ринку рідкоземельних металів для виготовлення постійних магнітів [1]. Додатковою перевагою є відсутність жорстких обмежень на режими ослаблення поля.

До цього класу належать два основних типи двигунів: асинхронні двигуни та синхронні реактивні двигуни (СРД, англ. *Synchronous reluctance motors* – SynRel). Перевагами СРД відносно асинхронних є простота виготовлення (проста конструкції ротора і відсутність роторних обмоток), малий момент інерції ротора, висока жорсткість конструкції, вищі значення ККД і питомого моменту [1], [2]. Теорія конструювання і векторного керування СРД розпочала формуватися, починаючи з 1990-х років [3], [4], коли було підтверджено, що даний тип двигунів може бути конкурентоспроможним в першу чергу у порівнянні з асинхронними двигунами. На сьогодні низка світових виробників, зокрема ABB та Siemens, серійно виготовляють СРД. Виробник електромобілів Tesla використовує варіацію тягового СРД з допоміжними слабкими постійними магнітами.

СРД є суттєво нелінійними об'єктами керування, оскільки мають суттєво нелінійні криві намагнічування, які визначаються ефектами насичення і перехресного насичення [5, 6]. Точність керу-

© Пересада С.М., Ковбаса С.М., Щербаченко В.В., Ніконенко Є.О., Подейко П.П., 2025
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-8948-722X>; ** <https://orcid.org/0000-0002-2954-455X>;
*** <https://orcid.org/0000-0003-2379-5566>; **** <https://orcid.org/0000-0001-9201-102X>

© Видавець Інститут електродинаміки 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>

вання координатами СРД прямо залежить від точності математичної моделі, яка описує магнітне коло двигуна. Загалом цей тип двигунів конструюється так, що насичення достатньо сильно проявляється за віссю d , в той час як потокозчеплення за віссю q набагато менше за значенням відносно потокозчеплення за віссю d . Втрати в залізі при цьому враховуються шляхом додавання шунтуючого резистора в еквівалентній схемі за осями d і q . В [7] досліджено вплив магнітного насичення на процеси керування СРД за умов нехтування втратами в магнітопроводі.

З точки зору енергетичної ефективності, основним методом, який розглядається, є оптимізація за критерієм максимізації співвідношення «момент-струм» (англ. *Maximum torque per Ampere* – МТРА) [8, 9]. Залежності моментного струму від моменту і взаємозв'язок з польовою компонентою струму визначаються на основі експериментальних тестів або аналітично, використовуючи різні форми апроксимації функції потокозчеплення. В [8] пропонується аналітичне формулювання алгоритму МТРА, в якому враховується магнітне насичення без врахування перехресного насичення. Альтернативним шляхом до аналітичного опису кривих намагнічування розглядаються методи самоналаштування алгоритмів МТРА [10]. Адаптивний алгоритм з МТРА оптимізацією [9] оцінює коефіцієнт підсилення контуру зворотного зв'язку, що ускладнює систему керування. В [11] запропоновано співвідношення між моментом і струмом за віссю d , яке враховує насичення та втрати у магнітопроводі.

Необхідно відмітити, що загальна теорія МТРА оптимізації формулюється для усталених режимів роботи з квазі-постійними значеннями моменту асинхронних двигунів і СРД, які не перевищують 70% від номінального значення, а статичні режими роботи є домінуючими, так само це відбувається, наприклад, в тягових електроприводах міського електротранспорту. Базова ідея МТРА оптимізації полягає у регулюванні потокозчеплення як функції електромагнітного моменту, починаючи з початкового збудження 5-10% від номінального значення для нульового моменту і до номінального збудження, яке зазвичай відповідає 50-70% від номінального моменту. Для більших значень моменту електрична машина працює з постійним збудженням [12]. За цих умов врахування ефектів перехресного насичення в моделі СРД є важливим у формуванні алгоритму оптимізації, що з точки зору технічної реалізації вимагає значних витрат часу і ресурсів пам'яті для формування багатовимірних таблиць і високої обчислювальної потужності керуючого пристрою. На розв'язання цієї проблеми спрямовано значну кількість принципових досліджень [10] (дивись список посилань в [10]). У використаннях з вищими вимогами до динамічних режимів точність статичної МТРА оптимізації втрачається, тому бажано мати більш прості алгоритми керування, які враховують тільки базові складові оптимізації з можливою втратою ефективності для окремих статичних режимів. Аналіз досліджень, які представлено в літературних джерелах, свідчить про те, що загальновизнаного рішення проблеми векторного керування СРД з оптимізацією за критерієм МТРА, що є компромісним з точки зору динамічних показників якості керування та енергетичної ефективності і в той же час простим в технічній реалізації, до сих пір не розроблено.

Метою роботи є конструювання алгоритму векторного керування моментом СРД з оптимізацією за критерієм МТРА, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій потокозчеплення і моменту з обмеженою першою похідною і є простим у формуванні і практичній реалізації.

Математична модель і постановка задачі керування. Математична модель електричної підсистеми СРД у системі координат ротора (d - q) описується рівняннями [1]

$$u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d(i_d, i_q)}{dt} - \omega p_n \psi_q(i_q, i_d), \quad u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q(i_q, i_d)}{dt} + \omega p_n \psi_d(i_d, i_q), \quad (1)$$

а рівняння моменту двигуна має вигляд

$$M = 1.5 p_n (\psi_d(i_d, i_q) i_d - \psi_q(i_q, i_d) i_q), \quad (2)$$

де ω – кутова швидкість ротора; (i_d, i_q) , (u_d, u_q) – компоненти векторів струму і напруги статора; $\psi_d(i_d, i_q)$, $\psi_q(i_q, i_d)$ – потокозчеплення за осями d і q ; R – активний опір статора; p_n – кількість пар полюсів.

Нехай виконуються наступні припущення: перехресні зв'язки між потокозчепленнями, а також явище перехресного насичення відсутні, тому: $\psi_d(i_d)$ залежить тільки від струму i_d і задана у вигляді табличної або аналітичної апроксимації певного порядку; потокозчеплення ψ_q лінійно залежить від струму i_q , тобто $\psi_q(i_q) = L_q i_q$, де $L_q = \text{const}$ статична (англ. *apparent*) індуктивність.

За умови виконання цих припущень математична модель (1), (2) спрощується до вигляду

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= (-Ri_d + \omega p_n L_q i_q + u_d) / L_{dd}(i_d), \\ \dot{i}_q &= (-Ri_q - \omega p_n \Psi_d(i_d) + u_q) / L_q, \\ M &= \mu_1 \Psi(i_d) i_q, \end{aligned} \quad (3)$$

де $\Psi(i_d) = (\Psi_d(i_d) - L_q i_d) > 0$; $L_{dd}(i_d) = (\partial \Psi_d(i_d) / \partial i_d) > 0$ – диференційна (англ. *incremental*) індуктивність за віссю d ; $\mu_1 = 1.5 p_n$.

Синтез алгоритму здійснюється на основі вектора вимірюваних змінних $(\omega, i_d, i_q)^T$ за наступних припущень:

A1. Параметри двигуна вважаються відомими. Залежності $\Psi_d(i_d) > 0$ та $L_{dd}(i_d) > 0$ є відомими.

A2. Заданий момент $M^*(t)$ та заданий струм за віссю d $i_d^*(t) > 0$ мають відомі та обмежені похідні за часом.

A3. Для задачі керування моментом кутова швидкість обертання ротора ω є зовнішньою обмеженою функцією часу.

За даних умов необхідно синтезувати алгоритм відпрацювання моменту, який забезпечує:

CO1. Асимптотичне відпрацювання моменту і прямої компоненти струму статора, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0, \quad (4)$$

де $\tilde{M} = M - M^*$; $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ – похибки відпрацювання моменту і струму i_d .

CO2. Асимптотичну розв'язку процесів керування моментом та струмом i_d , а також лінеаризацію підсистем керування моментом і струмами.

Алгоритм керування моментом. На основі моделі (3) з урахуванням припущень A1 – A3 алгоритм керування моментом конструюється у вигляді.

Лінеаризуючий розімкнений регулятор моменту

$$i_q^* = \frac{M^*}{\mu_1 \Psi(i_d^*)}. \quad (5)$$

Регулятори струму за осями q та d

$$u_q = R i_q^* + \omega p_n \Psi_d(i_d) + L_q (i_q^* - k_{il} \tilde{i}_q - x_q), \quad (6)$$

$$\dot{x}_q = k_{ii} \tilde{i}_q,$$

$$u_d = R i_d^* - p_n \omega L_q i_q + L_{dd}(i_d) (i_d^* - k_{il} \tilde{i}_d - x_d), \quad (7)$$

$$\dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_d,$$

де $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$; x_q, x_d – інтегральні компоненти регуляторів за осями q і d ; $(k_{il}, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів. За умови обмеженості похідної від заданого моменту та великих значень коефіцієнтів регуляторів струму похідні $\dot{i}_q^*, \dot{i}_d^*$ в (6), (7) можуть бути прийняті нульовими.

Алгоритм керування (5) – (7) гарантує досягнення цілей керування CO1 та CO2.

Алгоритм МТРА оптимізації. Ідея МТРА оптимізації полягає в наступному: для поточного значення $M = \text{const}$ знайти відношення $i_q = f(i_d)$, яке забезпечує умову $I = \sqrt{i_q^2 + i_d^2} = \text{const} \rightarrow \min$.

Розглянемо випадок, коли потокозчеплення за віссю d задано найпростішою поліноміальною апроксимацією другого порядку у вигляді

$$\Psi_d(i_d) = L_d i_d - a i_d^2 > 0, \quad i_d > 0, \quad (8)$$

де L_d – статична індуктивність за віссю d ; a – коефіцієнт апроксимуючого поліному при 2-му ступені.

Підставивши (8) у 3-тє рівняння системи (3), отримаємо

$$M = \mu_1 (\Delta L i_d - a i_d^2) i_q, \quad (9)$$

де $\Delta L = L_d - L_q$.

Розв'язок задачі оптимізації для апроксимації (8) має вигляд

$$i_q = (\text{sign } M^*) i_d \sqrt{\frac{\Delta L - a i_d}{\Delta L - 2 a i_d}}, \quad i_d > 0, \quad \Delta L - 2 a i_d > 0. \quad (10)$$

Струм за віссю d має обмеження $i_d < \Delta L / 2a$. Зауважимо, що за умови відсутності насичення ($a = 0$) рішенням (10) є відоме співвідношення $i_d = i_q$.

Після підстановки (10) в (3) отримаємо залежність $M(i_d)$

$$M = \mu_1 (\text{sign } M^*) (\Delta L - a i_d) i_d^2 \sqrt{\frac{\Delta L - a i_d}{\Delta L - 2 a i_d}}. \quad (11)$$

Задля застосування даної оптимізації в алгоритмі керування необхідно чисельним методом знайти залежності $i_d(M^*)$, $i_q(M^*)$ з використанням виразів (10), (11). Отримані залежності можуть бути апроксимовані поліномом або збережені у вигляді одновимірних таблиць. Аналогічна процедура використовується для апроксимацій функцій потокозчеплень поліномами будь-якого порядку. Для цього випадку рішення має загальний вигляд

$$i_q = (\text{sign } M^*) i_d \sqrt{\Delta L - \sum_{i=1}^n a_i i_d^i} \left(\sqrt{\Delta L - \sum_{i=1}^n (i+1) a_i i_d^i} \right)^{-1}, \quad (12)$$

де $a_i, i=1, 2, \dots, n$ – коефіцієнти апроксимуючого поліному кривої намагнічування $\psi_d(i_d)$ n -го порядку.

Структурну схему системи керування моментом СРД зображено на рис. 1.

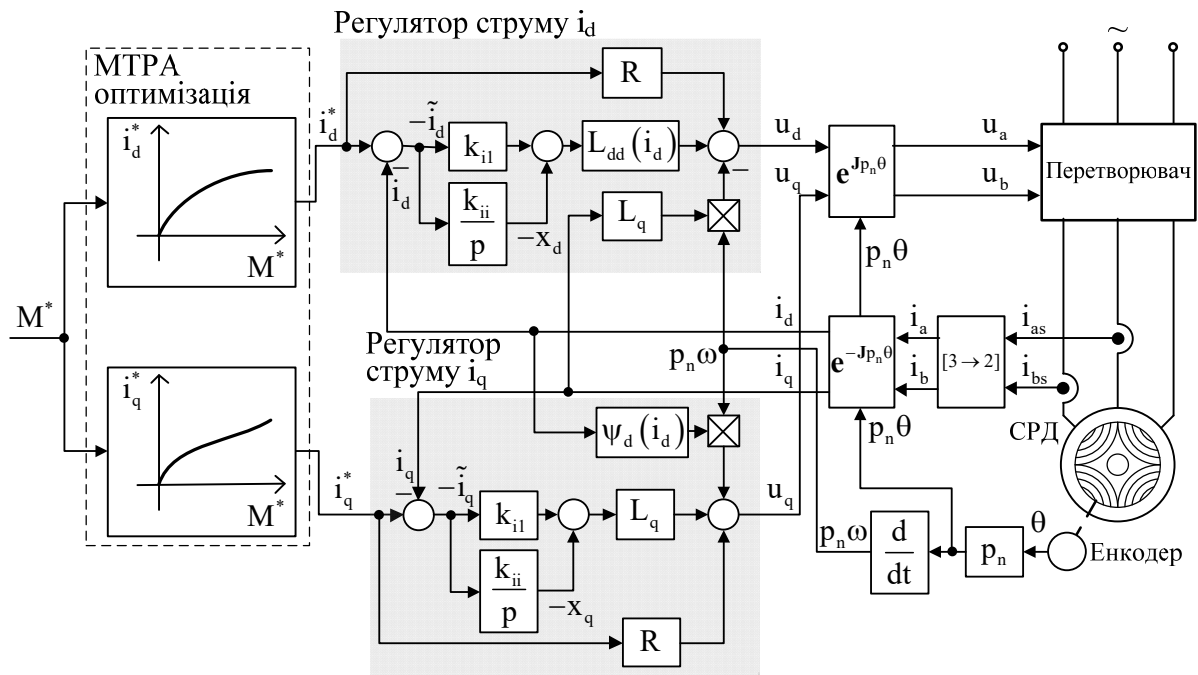


Рис. 1

Експериментальне визначення функцій потокозчеплень здійснюється аналогічно розглянутому для синхронного двигуна в [13]. Використання методу кінцевих елементів для ідентифікації магнітної системи СРД представлено в [14, 15].

На рис. 2, а показано графік апроксимації експериментально отриманої кривої намагнічування 2-го порядку для двигуна потужністю 2.2 кВт фірми АВВ типу М3АL 90LА 4, а на рис. 2, б – апроксимовану криву намагнічування 7-го порядку для двигуна потужністю 15 кВт, номінальні дані яких наведено в таблиці [10], [16]. Додатково відмічено номінальні точки потокозчеплень та мінімальні – на рівні 5 % від номінального значення.

Параметр	СРД 15 кВт	СРД 2.2 кВт
Номинальна потужність, кВт	15	2.2
Номинальний струм (діюче значення), А	34.5	5.6
Номинальний струм i_d , А	20.4	4
Номинальний струм i_q , А	38	6.2
Номинальна частота обертання ротора, об/хв	1500	3000 (100 Гц)
Номинальний момент, Нм	95.5	7
Число пар полюсів p_n	2	2
Момент інерції ротора двигуна J , кгм ²	0.0277	0.00202
Активний опір статора R , Ом	0.134	2
Індуктивність за віссю q L_q , Гн	0.0045	0.03

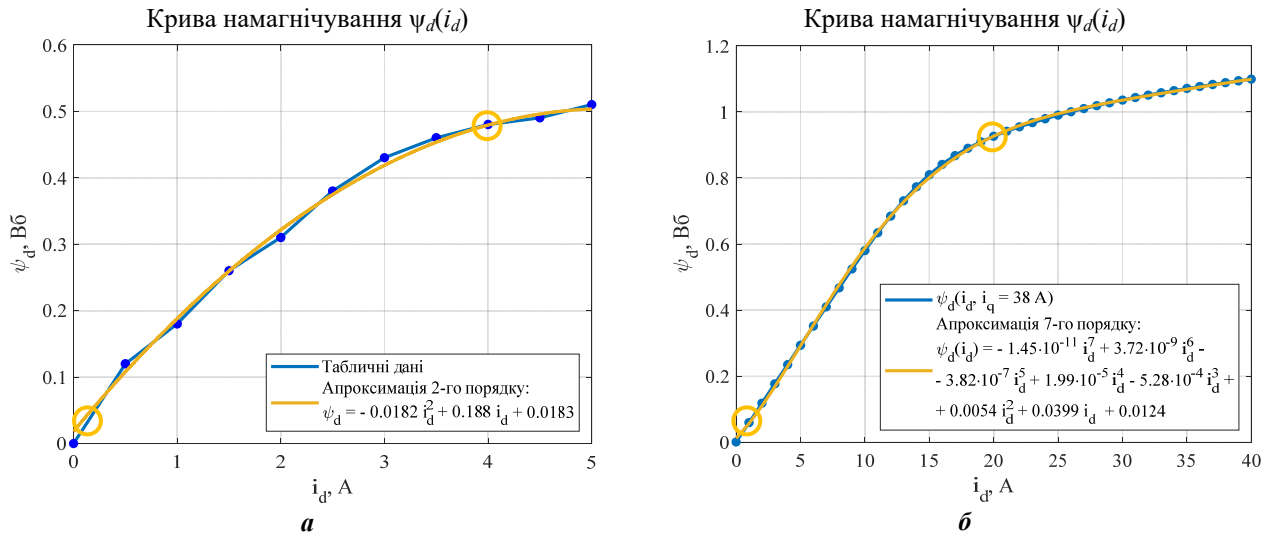


Рис. 2

Для апроксимації кривої намагнічування 7-го порядку, зображеної на рис. 2, б, чисельним методом знайдено залежності $i_d(M^*)$, $I(M^*)$ (з постійним i_d та для МТРА оптимізації) для СРД потужністю 15 кВт, які представлено на рис. 3.

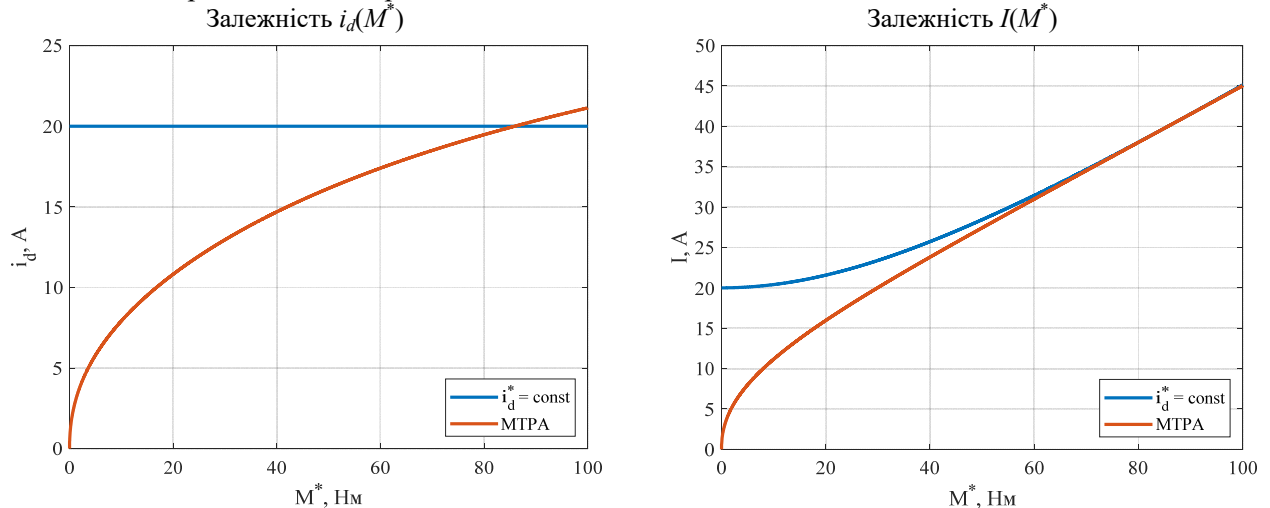


Рис. 3

Результати дослідження динамічних режимів і енергетичних показників. Методика дослідження системи векторного керування моментом двигуна потужністю 15 кВт є такою.

Для алгоритму векторного керування із МТРА оптимізацією проведено наступний тест: у $t = 0.5$ с починається формування траєкторії моменту, яка має п'ять ступенів з кроком 20 % від номінального (19.1 Нм). Перехід на кожний ступінь відбувається лінійно за час 0.01 с. Інтервал часу, протягом якого момент двигуна є сталим на кожному ступені, дорівнює 0.05 с. На інтервалі часу від $t = 0.8$ с до $t = 0.85$ с відбувається зменшення моменту до нуля, з $t = 1$ с починається відпрацювання

синусоїдній функції заданого моменту з амплітудою 50 % від номінального значення і частотою коливань 5 Гц. Для алгоритму керування з постійним струмом збудження, з яким проводиться порівняння, струм i_d^* досягає номінального значення 20 А за час 0.4 с.

Графіки перехідних процесів систем керування з оптимізацією МТРА і з постійним струмом збудження показано на рис. 4 червоними і чорними лініями відповідно. Відмітимо, що похибки відпрацювання струмів і моменту в умовах даного тесту нехтувано малі. З аналізу рис. 4 слідує, що в умовах МТРА керування досягається зменшення модуля вектора струму статора для моментів, які не перевищують 50-70% від номінального значення, що слідує з графіків активних втрат потужності у статорі для СРД потужністю 15 кВт і 2.2 кВт, представлених на рис. 5 і рис. 6 відповідно. Відмітимо, що графіки також підтверджують відомий факт, що оптимізація процесів керування є більш ефективною для електричних машин меншої потужності.

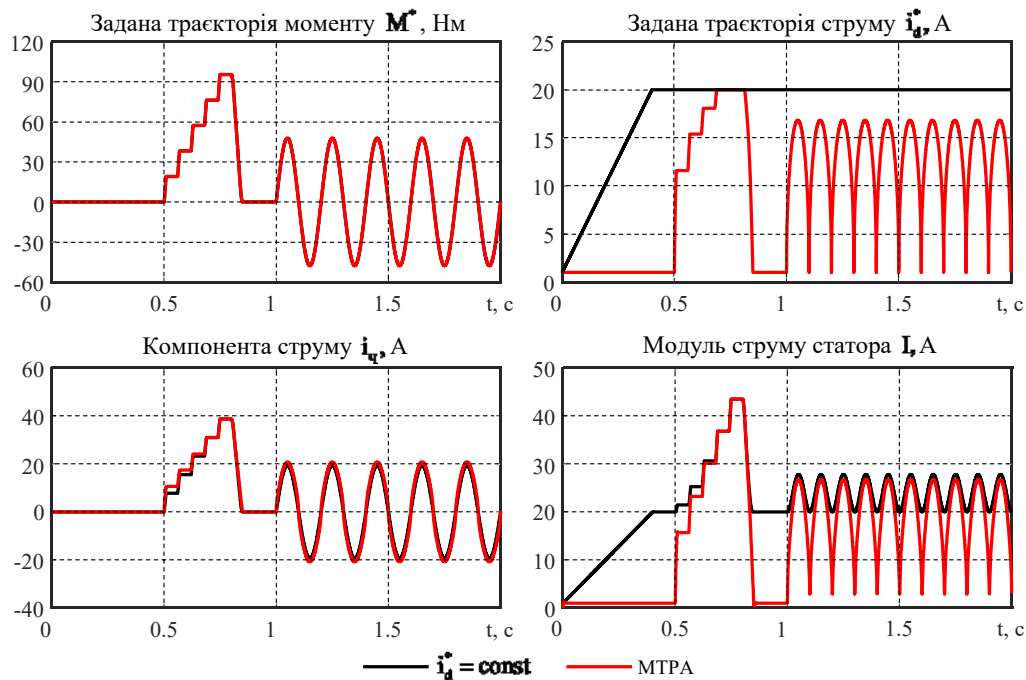


Рис. 4

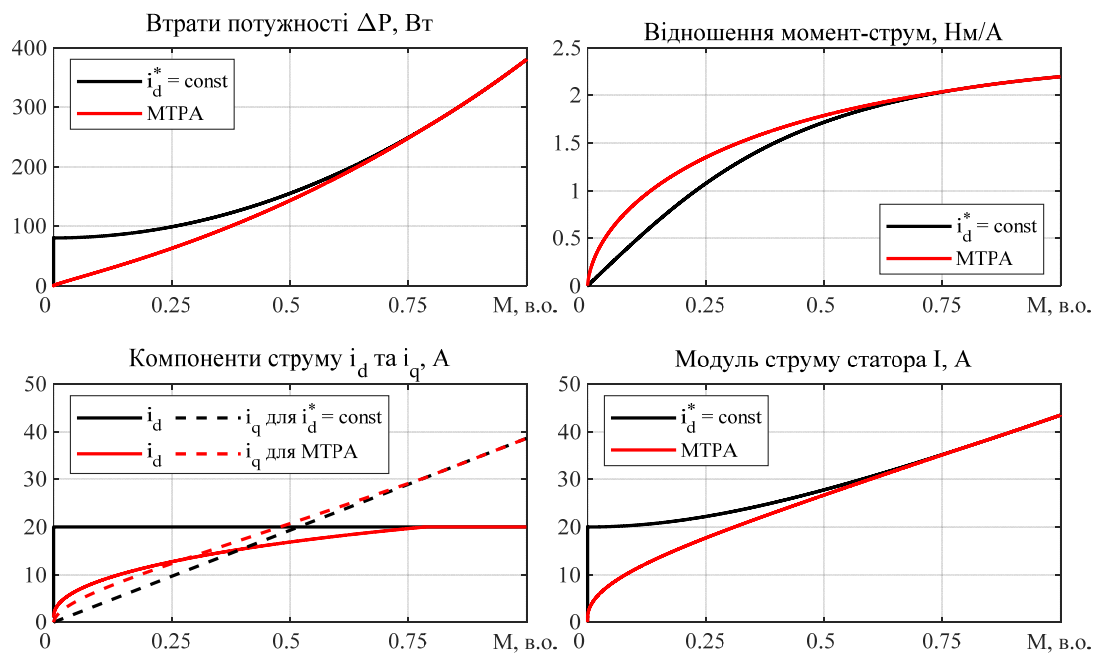


Рис. 5

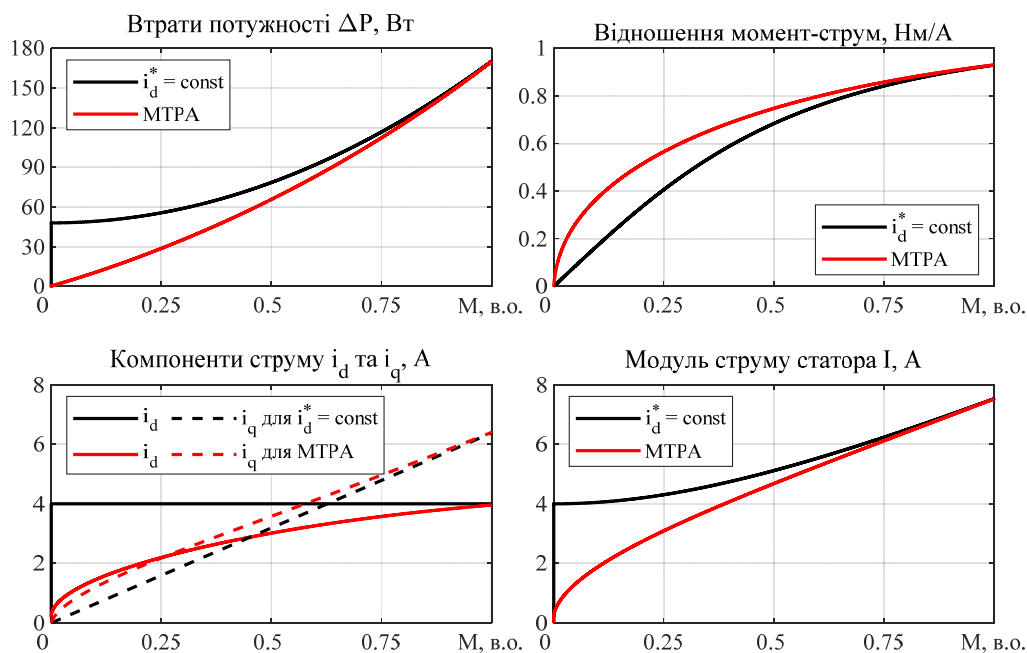


Рис. 6

Висновки. Розроблена математична модель СРД, яка базується на поліноміальних апроксимаціях функцій потокозчеплення, не використовує тригонометричні функції або багатовимірні таблиці, що дало можливість синтезувати алгоритм векторного керування моментом з оптимізацією за критерієм «момент-струм», який має простішу за існуючі аналоги структуру і не вимагає довготривалих експериментальних тестів. Надано процедуру отримання аналітичних залежностей потокової і моментної компонент вектора струму статора від заданого моменту для МТПА оптимізації, яка може бути автоматизована. З порівняльного тестування засобами математичного моделювання випливає, що в межах заданого моменту від нуля до 50-70 % від номінального досягається зменшення активних втрат порівняно із системою керування з постійним потокозчепленням. Для двигунів потужністю 15 кВт і 2.2 кВт, які було досліджено, активні втрати статора зменшуються з 100 Вт до 60 Вт та з 55 Вт до 30 Вт відповідно, для значень моменту 25% від номінального, а відношення момент-струм збільшується з 1.1 Нм/А до 1.35 Нм/А та з 0.4 Нм/А до 0.56 Нм/А відповідно.

1. Lipo T.A. Synchronous reluctance machines – A viable alternative for AC drives? *Electric Machines & Power Systems*. 1991. Vol. 19. No 6. Pp. 659-671. DOI: <https://doi.org/10.1080/07313569108909556>.
2. Boglietti A., Cavagnino A., Pastorelli M., Staton D., Vagati A. Thermal analysis of induction and synchronous reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006. Vol. 42. No 3. DOI: <https://doi.org/10.1109/tia.2006.873668>.
3. Consoli A., Russo F., Scarcella G., Testa A. Low- and zero-speed sensorless control of synchronous reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1999. Vol. 35. No 5. Pp. 1050-1057. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.793365>.
4. Lee H.D., Kang S.J., Sul S.K. Efficiency-optimized direct torque control of synchronous reluctance motor using feedback linearization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1999. Vol. 46. No 1. Pp. 192-198. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.744411>.
5. Yang Z., Shang F., Brown I.P., Krishnamurthy M. Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for EV and HEV applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2015. Vol. 1. No 3. Pp. 245-254. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2470092>.
6. Xu L., Xu X., Lipo T.A., Novotny D.W. Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1991. Vol. 27. No 5. Pp. 977-985. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.90356>.
7. Lubin T., Razik H., Rezzoug A. Magnetic saturation effects on the control of a synchronous reluctance machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2002. Vol. 17. No 3. Pp. 356-362. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2002.801731>.

8. Accetta A., Cirrincione M., Piazza M.C.D., Tona G.L., Luna M., Pucci M. Analytical formulation of a maximum torque per Ampere (MTPA) technique for SynRMs considering the magnetic saturation. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2020. Vol. 56. No 4. Pp. 3846-3854. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2020.2993525>.
9. Bedetti N., Calligaro S., Petrella R. Self-adaptation of MTPA tracking controller for IPMSM and SynRM drives based on on-line estimation of loop gain. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, USA, 01-05 October 2017. Pp. 1917-1924. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8096029>.
10. Wang S., Varvolik V., Bao Y., Aboelhassan A., Degano M., Buticchi G., Zhang H. Automated maximum torque per Ampere identification for synchronous reluctance machines with limited flux linkage information. *Machines*. 2024. Vol. 12(2). Pp. 1-19. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines12020096>.
11. Rashad E.M., Radwan T.S., Rahman M.A. A maximum torque per ampere vector control strategy for synchronous reluctance motors considering saturation and iron losses. *Record of the IEEE Industry Applications Conference*, Seattle, WA, USA, 03-07 October 2004. Pp. 2411-2417. DOI: <https://doi.org/10.1109/IAS.2004.1348813>.
12. Bozhko S., Dymko S., Kovbasa S., Peresada S.M., Maximum torque-per-Amp control for traction IM drives: Theory and experimental results. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2017. Vol. 53. No 1. Pp. 181-193. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2608789>.
13. Peresada S., Nikonenko Y., Reshetnyk V. Identification of the interior permanent magnet synchronous motor electrical parameters for self-commissioning. *IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 22-24 April 2020. Pp. 826-831. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088867>.
14. Varvolik V., Buticchi G., Wang S., Prystupa D., Peresada S., Bozhko S., Galea M. High-fidelity model identification for synchronous reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2023. Vol. 38. Issue 4. Pp. 2623-2633. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2023.3277478>.
15. Varvolik V., Wang S., Prystupa D., Buticchi G., Peresada S., Galea M., Bozhko S. Fast experimental magnetic model identification for synchronous reluctance motor drives. *Energies*. 2022. No 15. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15062207>.
16. Synchronous reluctance motor-drive package for machine builders. ABB. URL: <https://search-ext.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=3AUA0000120962&LanguageCode=en&DocumentPartId=1&Action=Launch/> (accessed at 12.06.2024).

TORQUE CONTROL OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTORS WITH MAXIMUM TORQUE PER AMPERE OPTIMIZATION

S.M. Peresada¹, S.M. Kovbasa¹, V.V. Shcherbachenko¹, Ye.O. Nikonenko¹, P.P. Podeiko²

¹National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Beresteiskiy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: sergei.peresada@gmail.com.

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

The vector torque control algorithm of synchronous reluctance motors (SynRM), which are deeply saturated electrical machines, is presented. The control algorithm design is based on a motor mathematical model with polynomial approximations of the flux-coupling functions that do not use trigonometric functions or multidimensional tables. The structure of the SynRM control system allows for the analytical and numerical formalization of the maximum torque per Ampere optimization. The resulting optimization procedure is much simpler than the existing ones and does not require long-term experimental tests, and is easily automated. The results of the vector control system testing with the proposed optimization algorithm confirm that it reduces power consumption in the torque zone by up to 50-70 % of the nominal value compared to the control system with constant flux coupling. At the same time, asymptotic tracking of the reference torque and flux-forming component of the stator current is achieved. The study results show that optimization has a greater effect for motors of lower power. References 16, figures 6, table 1.

Keywords: synchronous reluctance motor, vector control, MTPA optimization, tracking of reference trajectories, power losses.

Надійшла 25.06.2024
Остаточний варіант 22.07.2024

КОМПЛЕКСНА МУЛЬТИФІЗИЧНА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ФІЗИЧНИХ ПРОЦЕСІВ В ПОТУЖНИХ ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИНАХ

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

Розроблено комплексну коло-польову мультифізичну математичну модель фізичних процесів в тяговому асинхронному двигуні. Модель враховує взаємний вплив електромагнітних, теплових і вентиляційних процесів під час розрахунку характеристик двигуна, що забезпечує високу достовірність результатів моделювання та відрізняє її від існуючих підходів і математичних моделей. Модель реалізовано на прикладі серійного двигуна типу СТА-1200 потужністю 1200 кВт, який призначений для використання в локомотивах потягів і характеризується високими електромагнітними та тепловими навантаженнями. Вважається, що конструкція серійного СТА-1200 є оптимальною. Але моделювання зазначеного двигуна з використанням розробленої мультифізичної моделі показало, що за рахунок урахування взаємного впливу фізичних процесів різної природи, які відбуваються під час його роботи, шляхом оптимального вибору певної кількості його конструктивних параметрів можливо суттєво покращити показники серійного СТА-1200. Як результат моделювання удосконалений двигун в номінальному режимі має кращі питомі масо-габаритні показники і менший нагрів обмотки статора. Бібл. 8, табл. 1, рис. 2.

Ключові слова: тяговий асинхронний двигун, мультифізична математична модель, температура обмотки статора, питомі масо-габаритні показники.

Вступ. Під час проектування електричних машин (ЕМ) з помірним рівнем електромагнітних навантажень електромагнітні, теплові та вентиляційні процеси, що відбуваються під час роботи машин, розраховуються послідовно і окремо без урахування взаємного впливу цих процесів. Такий підхід використовується під час розробки ЕМ, коли взаємним впливом фізичних процесів різної природи можна нехтувати або врахувати у наближений спосіб. Практика створення серій ЕМ різного типу підтвердила допустимість і ефективність такого підходу.

В ЕМ зі значним рівнем використання активних матеріалів і високими масо-габаритними показниками взаємний вплив процесів різної фізичної природи на характеристики машини проявляється в значній мірі. Наприклад, температура електропровідних елементів обмоток ЕМ впливає на величину їхньої електропровідності, а значить і на величину струму обмоток. Це, в свою чергу, змінює величину електричних (теплових) втрат, а значить і температуру обмоток тощо. Створення ЕМ з високим і надвисоким рівнем електромагнітних і теплових навантажень є особливо актуальним сьогодні у зв'язку з суворими вимогами до зменшення маси та габаритів ЕМ під час розробки ефективних електродвигунів для транспортних засобів різного типу і призначення, літальних апаратів, малогабаритних, але потужних електричних генераторів тощо.

Задля розрахункового урахування взаємного впливу електромагнітних і теплових процесів різними дослідниками розроблялися *мультифізичні* математичні моделі на основі спільного використання теорій електромагнітного і теплового полів [1, 4 і інш.]. Такий підхід дав змогу підвищити достовірність розрахункових результатів, але у ряді випадків залишався недостатнім. Це обумовлено тим, що температурне поле ЕМ визначається не тільки величиною теплових втрат і теплофізичними характеристиками активних матеріалів, а і в значній мірі конструкцією системи охолодження ЕМ та характеристиками нагнітальних пристроїв (вентилятори тощо). Тому під час створення форсованих ЕМ з великим рівнем використання активних матеріалів необхідним є підхід, що передбачає спільний комплексний аналіз взаємопов'язаних електромагнітних, електромеханічних, теплових і вентиляцій-

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

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

© Видавець Інститут електродинаміки 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>

них процесів з урахуванням усього спектру конструктивних особливостей і режимів роботи ЕМ. Урахування *взаємного впливу* робочих процесів різної фізичної природи є обов'язковим у прагненні до отримання максимально високих питомих масо-габаритних і енергетичних показників нових типів ЕМ. Реалізація такого підходу потребує розробки *комплексних мультифізичних математичних моделей* електромагнітних і тепловентиляційних процесів в ЕМ.

Метою роботи є розробка *комплексної мультифізичної математичної моделі* (КМММ) електромагнітних і тепловентиляційних процесів в потужному тяговому асинхронному двигуні та оптимізація його технічних характеристик за результатами комплексного математичного моделювання.

Об'єкт дослідження. У роботі розроблену КМММ реалізовано на прикладі тягового частотнокерованого асинхронного двигуна (АД) потужністю 1200 кВт. Цей сучасний АД призначений для приводу електровоза ДС-3 із частотною системою керування, розробленою фірмою Siemens. У даний час виготовляється серійно [7] і має такі характеристики: номінальна потужність $P = 1200$ кВт; номінальна фазна напруга $U_{\text{нф}} = 1080$ В; номінальний фазний струм $I_{\text{нф}} = 452$ А; кількість полюсів $2p=6$; повітряний проміжок $\delta = 2$ мм; довжина осердя статора $l_1=0,46$ м; зовнішній діаметр осердя статора $D_j = 0,85$ м; кількість пазів статора і ротора $Z_1 = 72$, $Z_2 = 62$; номінальне ковзання $s = 0,01$; матеріал стрижнів ротора – мідь. В осердях статора і ротора виконано аксіальні вентиляційні канали, кількість, розміри і розташування яких обрано за результатами оціночних тепло-вентиляційних розрахунків. Загальна кількість вентиляційних каналів становить 124, а діаметр кожного каналу дорівнює 0,02 м. Для охолодження ярма статора навколо його зовнішньої поверхні ярма статора виконано кільцевий вентиляційний канал висотою 0,007 м. Охолодження СТА-1200 – повітряне примусове за допомогою потужного вентилятора, який в режимі холостого ходу (за нескінченно великого аеродинамічного опору вентиляційної системи) утворює тиск 1300 кПа, а в режимі короткого замикання (за нульового опору системи) спроможний видати обсяг повітря $1,8 \text{ м}^3/\text{с}$. Слід підкреслити, що зазначений серійний СТА-1200 спроектований з використанням традиційних підходів і методик без строгого урахування взаємного впливу фізичних процесів різної природи (електромагнітних і тепловентиляційних).

З огляду на умови функціонування двигуна – розташування в обмеженому підвагонному просторі на колісній парі локомотиву, наявність бруду, пилу і вологи, робота в різних швидкісних режимах – до нього висуваються жорсткі вимоги щодо мінімальних габаритних розмірів, захищеності від негативного впливу навколишнього середовища тощо. СТА-1200 відноситься до форсованих ЕМ з високим рівнем використання активних матеріалів. Надалі за результатами дослідження показано, що використання результатів моделювання, отриманих у процесі застосування КМММ, дає змогу суттєво покращити масо-габаритні і енергетичні показники серійного СТА-1200.

Математична модель. Сформулюємо КМММ для *усталених* електромагнітного, теплового і вентиляційного процесів, які відповідають номінальному режиму роботи зазначеного АД згідно з його паспортних даних та безпосередньо обумовлюють вибір його конструктивних параметрів.

З метою отримання найбільш достовірних результатів електромагнітні та теплові процеси докладно досліджувати в рамках теорії поля. Щодо просторової розмірності, то аналіз поля можна виконати як у двовимірному (2D), так і тривимірному (3D) наближенні. Очевидно, що 2D-аналіз є більш простим і має помірні вимоги щодо необхідних обчислювальних ресурсів. Тому з урахуванням особливостей конструкції СТА-1200 за умови, що достовірність результатів 2D-аналізу залишається достатньою, застосування двовимірних моделей є пріоритетним підходом до моделювання. 3D-аналіз необхідно застосовувати у разі суттєвого прогнозованого зниження достовірності результатів моделювання у разі використання 2D-моделей.

Будемо вважати, що усі електромагнітні величини (струми, функції поля) змінюються у часі за синусоїдним законом, що уможливило використання під час аналізу методу комплексних амплітуд. У разі необхідності вплив вищих гармонік розглядається окремо.

Електромагнітне і температурне поле аналізуються у 2D наближенні у поперечному перерізі активної зони АД. Аналіз поля ведеться для сталого асинхронного режиму роботи за номінального ковзання s . 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 $\underline{A_z}$ описується в декартових координатах наступним рівнянням:

$$\frac{\partial^2 \underline{A_z}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{A_z}}{\partial y^2} - j\omega_1 \mu(T) \gamma(T) \underline{A_z} = -\mu(T) \underline{J_{zcm}}, \quad (1)$$

де $\omega_1 = 2\pi f_1$ – кутова частота струму статора; s – ковзання ротора; $\mu(T)$ – магнітна проникність; $\gamma(T)$ – електропровідність, J_{zcm} – густина сторонніх струмів. Величини $\mu(T)$ і $\gamma(T)$ в загальному випадку залежать від температури T . Температурна залежність електропровідності для більшості металів близька до лінійної та описується формулою

$$\gamma(T) = \gamma_0 / (1 + \alpha \Delta T), \quad (2)$$

де γ_0 – електропровідність за початкової температури T_0 ; α – температурний коефіцієнт електричного опору; $\nabla T = T - T_0$ – зміна температури. Зміна величини $\mu(T)$ від температури є менш суттєвою. Магнітна проникність різко зменшується у разі нагрівання до температури $600 \dots 700$ °C, коли руйнується доменна структура феромагнітної сталі (точка Кюрі), але в ЕМ такі температури не спостерігаються. Разом з тим у ряді експериментальних робіт, наприклад [5], показано, що в межах діапазону помірних температур, які характерні для ЕМ, магнітна проникність може змінюватися на $10 \dots 15\%$, що робить доцільним урахування температурної залежності $\mu(T)$. Для урахування нелінійної залежності магнітної проникності від магнітної індукції величина магнітної проникності в кожній точці розрахункової області, де знаходяться феромагнітні магнітопроводи, визначається у процесі розв'язання рівняння (1) ітераційним методом за заданими кривими намагнічування. Електропровідність задається в пазах обмотки ротора, в яких розташовані електропровідні стрижні. Електропровідність в пазах статора приймається рівною нулю, але при цьому в пазах у відповідності до схеми обмотки задається стороння густина струмів, яка для різних фаз визначається за формулами

$$\begin{aligned} J_{Acm} &= I_m u_\Pi / S_\Pi, \\ J_{Bcm} &= I_m u_\Pi [\cos(-2\pi/3) - j \sin(-2\pi/3)] / S_\Pi, \\ J_{Ccm} &= I_m u_\Pi [\cos(-4\pi/3) - j \sin(-4\pi/3)] / S_\Pi, \end{aligned} \quad (3)$$

де I_m – амплітуда струму в фазі обмотки статора; u_Π – число послідовно з'єднаних провідників в пазу статора; S_Π – площа перерізу паза статора.

Рівняння (1) доповнюється граничною умовою – значенням векторного магнітного потенціалу на границі розрахункової області. На зовнішній границі осердя статора задається однорідна гранична умова першого роду, що означає відсутність магнітних потоків розсіювання через ярмо статора

$$A|_{G_1} = 0. \quad (4)$$

Індукована в електропровідних елементах ротора густина струму визначається на підставі першого рівняння Максвелла наступним виразом:

$$\underline{J}_z = (\partial \underline{B}_y / \partial x - \partial \underline{B}_x / \partial y) / \mu_0, \quad (5)$$

де складові магнітної індукції знаходяться після розрахунку векторного магнітного потенціалу

$$\underline{B}_x = \partial \underline{A}_z / \partial y, \quad \underline{B}_y = \partial \underline{A}_z / \partial x. \quad (6)$$

Питомі (об'ємні, Вт/м³) втрати потужності в стрижнях обмотки ротора визначаються так

$$Q_2(x, y) = |\underline{J}_z(x, y)|^2 / \gamma(T). \quad (7)$$

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

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

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; $\nabla T = T - T_0$ – зміна температури. Знаючи об'єм провідників обмотки статора V_1 , знаходять питомі втрати потужності в обмотці статора

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

Втрати в шихтованих ярмі і зубцях статора знаходяться за емпіричними формулами [2, 6]

$$q_a = p_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} k_a B_a^2 m_a, \quad q_z = p_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} k_z B_z^2 m_z, \quad (11)$$

де k_a, k_z – коефіцієнти, що враховують нерівномірності розподілу магнітного потоку в ярмі і зубцях статора та технологічні фактори: $k_a=1,6\dots1,7$; $k_z=1,8\dots1,9$; B_a, B_z – усереднені значення магнітної індукції в ярмі і зубцях статора; m_a, m_z – маса ярма і зубців статора; $p_{1/50}$ – питоме значення втрат за індукції 1 Тл і частоті 50 Гц, яке наведено у довідковій літературі. Знаючи об'єм ярма V_a і зубців V_z статора, знаходять усереднені питомі (Вт/м³) втрати потужності

$$Q_{a1} = q_a / V_a, \quad Q_{z1} = q_z / V_z. \quad (10)$$

У разі необхідності можуть бути враховані інші види втрат: в осерді ротора, додаткові (поверхневі, пульсаційні тощо). Таким чином задаються повні питомі втрати в АД

$$Q(x, y) = Q_1 + Q_2 + Q_{a1} + Q_{z1}. \quad (12)$$

Кожна складова втрат локалізована в межах підобласті, яку займає відповідний елемент конструкції.

Теплове поле АД описується стаціонарним диференціальним рівнянням теплопровідності. В декартових координатах у двовимірній постановці рівняння записується у наступному вигляді:

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

де $\lambda(T)$ – коефіцієнт теплопровідності (Вт/м · град). Для більшості матеріалів залежність коефіцієнта теплопровідності від температури наближено можна вважати лінійною

$$\lambda(T) = \lambda_0 (1 + \beta \Delta T), \quad (14)$$

де β – стала, яка визначається дослідним шляхом.

Рівняння (13) є справедливим для суцільних середовищ. Як показали подальші розрахунки, з огляду на малу величину повітряного проміжку між статором і ротором, тепловіддача з поверхонь осердь статора і ротора у повітряний проміжок до охолоджуючого повітря є незначною і тому повітряний проміжок можливо представити суцільним шаром з еквівалентним малим значенням коефіцієнта теплопровідності і розглядати розрахункову зону СТА-1200 таку ж, як і під час аналізу електромагнітного поля.

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

$$\lambda(T) \frac{\partial T}{\partial n} = -\alpha(v)(T - T_{0x}), \quad (15)$$

де $\alpha(v)$ – коефіцієнт тепловіддачі з поверхонь в охолоджуюче повітря (Вт/м²град); T_{0x} – усереднена температура охолоджуючого холодоагенту, задана з урахуванням його підігріву в процесі руху уздовж охолоджуваного каналу. Коефіцієнт тепловіддачі суттєво залежить від швидкості руху v холодоагенту відносно поверхні. Його числове значення отримують експериментальними методами [3, 6, 8]. Надалі використовується приведена в роботі [2] формула для визначення коефіцієнту тепловіддачі від стінки круглого каналу до повітря, яка справедлива для конструкцій більшості ЕМ

$$\alpha(v) = 0,027\lambda \cdot a^{-0,78} \cdot d_k^{-0,22} \cdot v^{0,78}, \quad (16)$$

де $a = \lambda / C_p = 2,4 \cdot 10^{-5}$ (м² с) – температуропровідність повітря за 40⁰С; $\lambda = 0,0267$ (Вт/м град) – теплопровідність повітря за температури 40⁰С; питома теплоємність $C = 1020$ Дж/кг·Град; d_k – діаметр каналу. Для кожної охолоджуваної поверхні необхідно мати значення швидкості повітря.

Температура охолоджуваної поверхні залежить від загального об'єму (витрат) охолоджуючого повітря, яке рухається уздовж поверхні. Нагрів залежить як від швидкості руху холодоагенту, так і від розмірів (геометрії) поверхні. В загальному випадку швидкість руху v_i в i -му вентиляційному каналі виражається через витрати холодоагенту P_i у каналі і площу поперечного перерізу каналу s_i

$$v_i = P_i / s_i. \quad (17)$$

Підставляючи (17) в (16), отримаємо залежність коефіцієнтів тепловіддачі від витрат холодоагенту.

Головною задачею вентиляційного розрахунку є вибір конструкції системи вентиляції та параметрів нагнітальних елементів, які забезпечують обсяг витрат охолоджуючого холодоагенту, по-

трібний для підтримання допустимої температури усіх елементів ЕМ. Для переміщення по вентиляційній мережі необхідної кількості холодоагенту вентилятори здійснюють певну роботу, підтримуючи тиск H , необхідний для подолання опору мережі. Зазвичай вентиляційна мережа складається з послідовно та паралельно з'єднаних між собою вентиляційних каналів і порожнин різної площі перерізу. Тому характер руху холодоагенту в елементах мережі здебільшого є турбулентним. Для таких випадків справедливою є квадратична залежність тиску від витрат холодоагенту

$$H = zP^2, \quad (18)$$

де z – повний гідродинамічний (аеродинамічний) опір вентиляційній мережі.

Розрахунок вентиляційного процесу на основі рівнянь аеродинаміки (гідродинаміки) необхідний за наявності у вентиляційній системі значних за об'ємом порожнин, коли відмінність швидкості руху окремих частинок холодоагенту (поле швидкостей) суттєво впливає на процес охолодження. Але в більшості конструкцій ЕМ таких умов немає і рух холодоагенту відбувається в обмежених просторах. Наприклад, в аксіальному вентиляційному каналі у його поперечному перерізі розподіл швидкості руху холодоагенту має параболічний характер: найбільшу швидкість мають частинки у центрі каналу і найменшу – на границях, де відбувається тертя частинок з нерухомою твердою границею. Але в ЕМ ця та інші особливості руху можуть бути враховані наближеним способом, і тому з

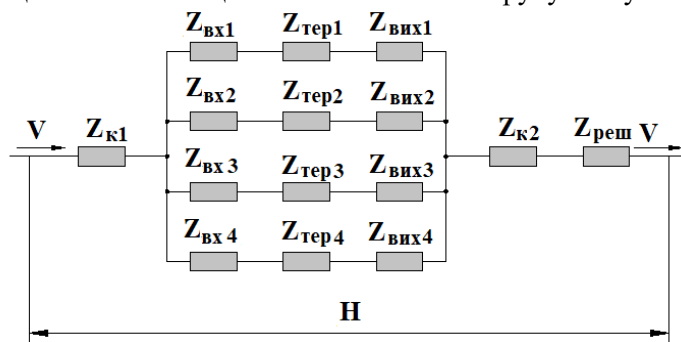


Рис. 1

урахування суттєво меншої обчислювальної складності розрахунок вентиляції ЕМ доцільно проводити на основі зосереджених схем заміщення вентиляційної системи. Для СТА-1200 схема заміщення має наступний вигляд (рис. 1). Вона містить 4 паралельні гілки, які відповідають: аксіальним каналам статора і ротора, кільцевому вентиляційному каналу навколо ярма осердя статора і повітряному проміжку між статором і ротором. На рис. 1 позначено наступні аеродинамічні опори ділянок

вентиляційної системи: $Z_{вх1} \dots Z_{вх4}$ – опори під час входу повітря в зазначені вентиляційні канали; $Z_{вих1} \dots Z_{вих4}$ – опори під час виходу повітря з зазначених вентиляційних каналів; $Z_{тер1} \dots Z_{тер4}$ – опори тертя повітря в зазначених вентиляційних каналах; $Z_{к1}$, $Z_{к2}$ – опори під час входу і виходу повітря в зону осердя статора і ротора; $Z_{реш}$ – опір вентиляційної решітки.

Для ланки мережі, яка складається з послідовно з'єднаних елементів, її сумарний опір дорівнює сумі опорів елементів

$$z_{\text{посл}} = \sum z_i. \quad (19)$$

Для ланки мережі, яка складається з паралельно з'єднаних елементів внаслідок нелінійності залежності (18), для сумарного опору ланки справедливим є наступний вираз:

$$1/\sqrt{z_{\text{парал}}} = \sum 1/\sqrt{z_i}. \quad (20)$$

Достовірний розрахунок опорів z_i з урахуванням особливостей руху холодоагенту по вентиляційній мережі являє складну задачу. На практиці в значній мірі використовуються експериментально отримані результати, формули для розрахунку опору z окремих елементів вентиляційної мережі наведено в літературних джерелах [3].

В рамках КМММ задля виконання вентиляційного розрахунку вхідними даними є: конструкція вентиляційної системи з заданими гідродинамічними опорами елементів вентиляційної мережі; режим роботи вентиляторів, що відображається заданим значенням загального тиску на вході у вентиляційну мережу. Розрахункове розподілення витрат холодоагенту надалі використовується у виразах (16) – (18) при завданні граничних умов (15) під час розв'язання теплової задачі.

Для електромагнітних розрахунків вхідними даними є: геометрія активної зони, обмотувальні дані обмоток статора і ротора, електропровідність і магнітна проникність активних матеріалів; величини струмів в обмотці статора; ковзання; втрати в обмотках і магнітопроводі тощо.

Для розрахунку теплового поля ЕМ задаються теплофізичні характеристики активних матеріалів. Система рівнянь і співвідношень (1) – (20) формує коло-польову КМММ сталих електромагнітних, теплових і вентиляційних процесів в СТА-1200. Причому математичний зв'язок між параметрами різних фізичних полів відображається виразами (2), (7), (9), (15) – (18).

Методологія розв'язання зазначеної КММ 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 КММ дає можливість отримати повністю узгоджену систему чисельних характеристик фізичних процесів різної природи, які відбуваються в ЕМ.

Результати дослідження. Практичний результат моделювання полягає в удосконаленні конструкції серійного СТА-1200. Метою удосконалення є покращення питомих масо-габаритних і енергетичних показників двигуна за його незмінних номінальних характеристиках. З цією метою проводилось моделювання двигуна за варіаціях лише зовнішнього діаметру осердя статора і діаметру вентиляційних каналів осердь статора і ротора. Діаметр ротора, величина повітряного проміжку між статором і ротором, зубцево-пазові зони статора і ротора разом з обмотками залишалися незмінними. Активна довжина двигуна, виходячи з умов його монтажу, також залишалася незмінною. Варіювання лише зазначеної обмеженої кількості конструктивних параметрів двигуна відповідає поняттю “удосконалення серійного двигуна”. Варіювання більш широкої кількості параметрів двигуна означає його перепроєктування і під час застосування КММ може вести до подальшого покращення його характеристик. Переріз активної зони серійного і оптимального удосконаленого варіантів СТА-1200 показано на рис. 2, а та 2, б, на яких також зображено картини теплових полів двигунів, а в таблиці представлено їхні основні розрахункові дані.

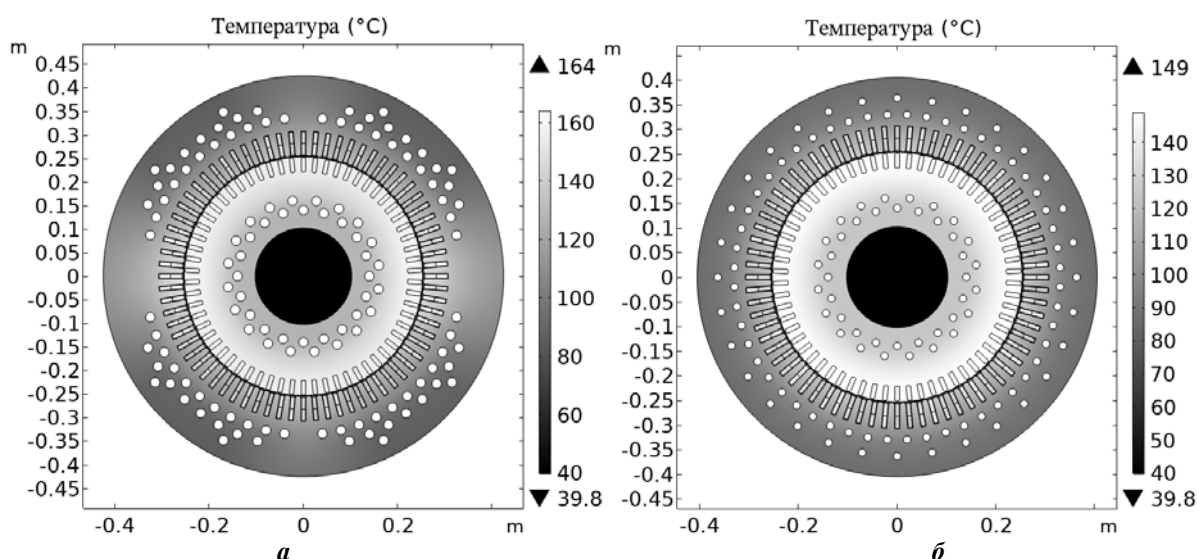


Рис. 2

Слід зазначити, на відміну від серійного СТА-1200 в удосконаленому варіанті двигуна вентиляційні канали осердя статора розташовані рівномірно по колу ярма статора. Це дало додатковий позитивний ефект, який полягає в рівномірному нагріву ярма і обмотки статора уздовж кола статора.

Порівняльний аналіз розрахункових даних в таблиці засвідчує помітні переваги удосконаленого варіанта двигуна внаслідок мультифізичного моделювання з використанням КММ. Зокрема:

1. Зменшення висоти ярма статора за рахунок зменшення діаметру статора з 850 мм до 810 мм (на 5%) за одночасного зменшення діаметру вентиляційних каналів з 20 мм до 15 мм дало можливість збільшити магнітну індукцію в ярмі статора з 1,05 Тл до більш оптимального значення 1,44 Тл. При цьому індукція в зубцях статора і ротора і загалом коефіцієнт насичення залишається без змін.

2. Помітно зменшилися температури основних вузлів двигуна: обмотки статора зі 164 °C до 139 °C; обмотки ротора зі 156 °C до 149 °C; осердя статора зі 112 °C до 89 °C. Це обумовлено, в першу чергу, зменшенням діаметру вентиляційних каналів з 20 мм до 15 мм, що на перший погляд виглядає парадоксальним результатом. Дійсно, за такого зменшення діаметру витрати повітря через канали статора зменшилися з 0,75 м³/с до 0,57 м³/с, а через канали ротора – з 0,35 м³/с до 0,27 м³/с. Але при цьому з урахуванням характеристик вентилятора швидкість руху повітря в каналах збільшилася – відповідно з 28,3 м/с до 38,75 м/с для статора і з 28,28 м/с до 38,7 м/с – для ротора. Це, згідно з виразом (16), привело до зростання коефіцієнтів тепловіддачі в каналах на 35% порівняно із серійним СТА-1200 (126 Вт/(м²·°C) і 92 Вт/(м²·°C) відповідно). Зростання коефіцієнтів тепловіддачі, які фор-

мують граничну умову (15) для теплової задачі, веде до зменшення розрахункової температури. Зменшення температури обмотки ротора веде до збільшення електропровідності стрижнів ротора, що згідно з виразом (7) сприяє зменшенню витрат в роторі. Додатковим фактором, що сприяє більш інтенсивному охолодженню обмотки статора, є наближення кільцевого вентиляційного каналу до пазів статора, оскільки через кільцевий канал проходить 34% загальних витрат повітря.

3. Маса осердя статора зменшилася на 135 кг, а питома потужність двигуна зросла з 0,5 до 0,55 кВт/кг (на 11 %).

	Серійний СТА-1200	Удосконалений СТА-1200
Потужність, кВт	1200	1200
Струм обмотки статора, А	452	452
Зовнішній діаметр осердя статора, мм	850	810
Кількість вентиляційних каналів осердя статора	84	84
Кількість вентиляційних каналів осердя ротора	40	40
Діаметр вентиляційних каналів, мм	20	15
Магнітна індукція в ярмі осердя статора, Тл	1,05	1,44
Магнітна індукція в зубцях статора, Тл	2,13	2,13
Магнітна індукція в зубцях ротора, Тл	1,9	1,9
Витрата повітря через повітряний проміжок, м ³ /с	0,088	0,12
Витрата повітря через кільцевий вентиляційний канал між ярмом і станиною, м ³ /с	0,6	0,82
Витрата повітря через канали статора, м ³ /с	0,75	0,57
Витрата повітря через канали ротора, м ³ /с	0,35	0,27
Швидкість повітря в повітряному проміжку, м/с	27,4	39
Швидкість повітря в кільцевому вентиляційному каналі між ярмом і станиною, м/с	33,85	48,15
Швидкість повітря в каналах статора, м/с	28,3	38,75
Швидкість повітря в каналах ротора, м/с	28,28	38,7
Коефіцієнт тепловіддачі в кільцевому вентиляційному каналі між ярмом і станиною, Вт/(м ² ·°С)	68,4	90,5
Коефіцієнт тепловіддачі в аксіальних каналах статора, Вт/(м ² ·°С)	92,89	126,4
Коефіцієнт тепловіддачі в аксіальних каналах ротора, Вт/(м ² ·°С)	92,8	126,2
Температура обмотки статора, °С	164	139
Максимальна температура осердя статора, °С	112	89
Температура обмотки ротора, °С	156	149
Маса осердя статора, кг	1065	930
Питома потужність двигуна, кВт/кг	0,5	0,55

Висновки. 1. Розроблено комплексну мультифізичну математичну модель фізичних процесів в форсованих тягових електричних машинах, яка враховує взаємний вплив електромагнітних, теплових та вентиляційних процесів в машині та забезпечує високу достовірність результатів розрахунку.

2. Реалізація КМММ на прикладі серійного тягового асинхронного двигуна СТА-1200, який характеризується високим електромагнітним та тепловим навантаженням, дала можливість сформулювати прості, але ефективні технічні рішення щодо покращення його характеристик. Зокрема, зменшення на 5% зовнішнього діаметру осердя статора і зменшення діаметру аксіальних вентиляційних каналів з 20 мм до 15 мм дало змогу не тільки покращити питомі характеристики двигуна – його питома потужність зросла на 11%, – але й зменшити на 15 % температуру обмотки статора та покращити використання магнітопроводу статора. Досліджений приклад СТА-1200 наочно демонструє необхідність і перспективність комплексного мультифізичного моделювання форсованих електричних машин, яке забезпечує узгодженість характеристик фізичних процесів різної природи, що відбуваються в ЕМ.

1. Васьковський Ю.М. Польовий аналіз електричних машин. К.: НТУ України «КПІ», 2007. 191с.
2. Гольдберг О.Д., Гурин Я.С., Свириденко И.С. Проектирование электрических машин. М.: Высшая школа, 2001. 430 с.

3. Кутателадзе С.С. Теплопередача и гидродинамическое сопротивление. М.: Энергоатомиздат, 1990. 366 с.
4. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. К.: Наш формат, 2015. 306 с.
5. Себко В.В. Воздействие температуры на магнитную проницаемость и удельное электрическое сопротивление цилиндрического изделия. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2003. № 3. С. 44-47.
6. Циценков Д.В., Иванов О.Б., Бобров О.В., Кузнецов В.В., Артемчук В.В., Баб'як М.О. Проектування електричних машин. Дніпро: НТУ ДП, 2020. 408 с.
7. Асинхронний тяговий електродвигун СТА-1200. URL: <https://prom-ocean.com.ua/elektrodvigateli/tyagovye-elektrodvigateli/asinhronnyy-tyagovyy-dvigatel-sta-1200> (дата звернення 15.01.2024).
8. Mariusz Baranski, Andrzej Demenko, Wojciech Szlag, Wieslaw Lyskawinski. Experimental verification of temperature effects on functional parameters in a line start permanent magnet synchronous motor. *IET Science, Measurement & Technology*. 2024. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1049/smt2.12206>.

COMPLEX MULTIPHYSICS MATHEMATICAL MODEL PHYSICAL PROCESSES IN POWERFUL ELECTRIC TRACTION MACHINES

Yu.M. Vaskovskiy, D.S. Nesterenko

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

E-mail: yun157@gmail.com; denia1112222@gmail.com.

A complex coupled-field multiphysics mathematical model to describe the electromagnetic, thermal, and ventilation processes in a traction induction motor has been developed. This model takes into account the mutual influence of these processes on the characteristics of the motor, ensuring high accuracy of the simulation results, that distinguish it from existing approaches and mathematical models. The model is implemented on the example of a serially-produced motor STA-1200, with a capacity of 1200 kW, characterized by high level of electromagnetic and thermal loads, used in train locomotives. Although the design of the series-production STA-1200 was considered optimal, the application of the developed multiphysics model has allowed for additional recommendations to improve its performance by accurate considering the mutual influence of different physical processes occurring during its operation. Specifically, when operating in the same nominal operation mode, the improved motor has better specific mass-dimensional and energy characteristics compared to the serially-produced STA-1200. References 8, table 1, figures 2.

Key words: traction asynchronous motor, multiphysics mathematical model, stator winding temperature, specific weight and dimensions.

1. Vaskovskiy Y.M. Field analysis of electric machines. Kyiv: Natsionalnyi tekhnichnyi universytet Ukrainy KPI, 2007. 191 p. (Ukr)
2. Goldberg O.D., Gurin Ya.S., Sviridenko I.S. Design of electrical machines. Moskva: Vysshaia shkola, 2001. 430 p. (Rus)
3. Kutateladze S.S. Heat transfer and hydrodynamic resistance. Moskva: Energoatomizdat, 1990. 366 p. (Rus)
4. Podoltsev A.D., Kucheriavaia I.N. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kyiv: Nash format, 2015. 306 p. (Rus)
5. Sebko V.V. The effect of temperature on magnetic permeability and specific electrical resistance of a cylindrical products. *Elektrotekhnika i Elektromekhanika*. 2003. No 3. Pp. 44-47. (Rus)
6. Tsyplenkov D.V., Ivanov O.B., Bobrov O.V., Kuznetsov V.V., Artemchuk V.V., Babiak M.O. Design of electrical machines. Dnipro: NTU DP, 2020. 408 p. (Ukr)
7. Asynchronous traction motor STA-1200. URL: <https://prom-ocean.com.ua/elektrodvigateli/tyagovye-elektrodvigateli/asinhronnyy-tyagovyy-dvigatel-sta-1200> (accessed at 15.01.2024). (Ukr)
8. Mariusz Baranski, Andrzej Demenko, Wojciech Szlag, Wieslaw Lyskawinski. Experimental verification of temperature effects on functional parameters in a line start permanent magnet synchronous motor. *IET Science, Measurement & Technology*. 2024. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1049/smt2.12206>.

Надійшла 27.08.2024

Остаточний варіант 24.10.2024

УДК 519.8:621.313

DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.02.057>**МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНОЇ СИСТЕМИ УКРАЇНИ ТА ОЦІНЮВАННЯ ЇЇ РЕЗИЛЬЄНТНОСТІ В УМОВАХ СИСТЕМАТИЧНИХ ТЕРОРИСТИЧНИХ АТАК****С.Є. Саух¹**, чл.-кор. НАН України, **А.В. Борисенко²**, докт. техн. наук,¹ Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України,

вул. Генерала Наумова, 15, Київ, 03164, Україна,

e-mail: ssaukh@gmail.com² НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,

пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: andborys@ukr.net

Проаналізовано руйнівний вплив періодичних масованих ракетно-дронових атак на електроенергетичну систему України. Наслідки атак представлено характеристиками руйнувань типових енергетичних об'єктів. Кожна така характеристика відображає розподіл кількості зруйнованих об'єктів за масштабом їх руйнування – малий, середній та великий. Ремонтні роботи на зруйнованих об'єктах певного типу представлено залежністю тривалості їх виконання від масштабу руйнування. Введені характеристики руйнувань енергетичних об'єктів та тривалості робіт з їх ремонту дають змогу записати рівняння динаміки множин генеруючих енергоблоків різного типу, доступних для використання на поточний період часу. До зруйнованих енергоблоків АЕС, ТЕС, ГЕС, пошкоджених систем зберігання енергії таких типових для електроенергетичної системи України як ГАЕС, а також пошкоджених генеруючих установок, що використовують відновлювані джерела енергії, відносяться як ті, що були уражені безпосередньо, так і ті, що втратили можливість підключення до енергосистеми через руйнування трансформаторних підстанцій та/або інших критично важливих мережесов'язаних об'єктів. Задля дослідження резильєнтності електроенергетичної системи України до масованих ракетно-дронових атак запропоновано кластерну математичну модель режимів навантаження такої системи у складі типових енергетичних об'єктів, доповнену рівняннями динаміки підмножин цих об'єктів, доступних для використання в поточний період часу. Така модель забезпечує вирішення задач прогнозування стану готовності електроенергетичної системи України до виконання свого основного функціонального призначення – задоволення попиту на електроенергію. Сформульовано задачі дослідження резильєнтності електроенергетичної системи України до систематичних масштабних ракетно-дронових атак. Бібл. 32, рис. 8, табл. 3.

Ключові слова: електроенергетична система, резильєнтність, модель, ракетно-дронові атаки.

Вступ. Зазвичай під стійкістю електроенергетичної системи (ЕЕС) розуміють її спроможність адаптуватися до різного роду внутрішніх і зовнішніх збурень, повертатися до усталеного режиму функціонування, не втрачаючи при цьому синхронний режим роботи.

Здійснюючи поточне управління режимами навантаження ЕЕС, її оператор залучає наявні резерви енергетичного обладнання задля підтримки усталеного режиму функціонування системи та задоволення потреб споживачів електроенергії. Через обмеженість резервів у своєму розпорядженні оператор не може забезпечувати усталений режим функціонування ЕЕС в умовах виникнення масштабних аварій. За таких обставин застосовуються особливі механізми управління та спеціальні ресурси для відновлення функціональності ЕЕС: залучаються штатні та додаткові ремонтні підрозділи та резервне обладнання для виконання відновлюваних робіт, тимчасово застосовуються механізми розвантаження споживачів.

Отже, стійкість ЕЕС підтримується шляхом управління її резервними механізмами та ресурсами, які використовуються для відповідного впливу на структурну організацію системи та процеси, що в ній відбуваються. На рис. 1 показано основні складові електроенергетичної системи. За умов недостатності резервних механізмів і ресурсів для управління структурою і процесами в ЕЕС поступово або повністю втрачається її здатність до відновлення властивих їй функцій, тобто така

© Саух С.Є., Борисенко А.В., 2025

ORCID: ¹ <https://orcid.org/0000-0001-7658-0839>, ² <https://orcid.org/0000-0003-2377-8475>

© Видавець Інститут електродинаміки 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>

система поступово деградує до стану колапсу [1]. Отже, стає зрозумілою важлива роль управління резервними механізмами та ресурсами. Обмежена дія резервних механізмів і недостатній обсяг резервних ресурсів, а також суттєві затримки у їх залученні задля локалізації та усунення негативних зовнішніх і внутрішніх впливів на ЕЕС призводять до часткової або повної втрати її функціональних властивостей.

Достатність резервних механізмів і ресурсів для швидкого відновлення функціональних властивостей ЕЕС свідчить про її резильєнтність. Зазначимо, що важливою характеристикою резильєнтності є тривалість процесів відновлення. Якщо тривалість таких процесів більша періодичності негативних впливів на систему, які порушують її функціональні властивості, то така система втрачає свою резильєнтність. Задля ілюстрації на рис. 2 та 3 наведено графіки готовності ЕЕС до виконання своїх функцій у мирний та воєнний час відповідно. Впроваджені у мирний час резервні механізми і ресурси виявляються недостатніми для підтримки готовності ЕЕС до виконання своїх функцій в умовах воєнної загрози. За умов, коли періоди ракетно-дронових атак менші тривалості процесів адаптації та відновлення ЕЕС, система втрачає свою резильєнтність.

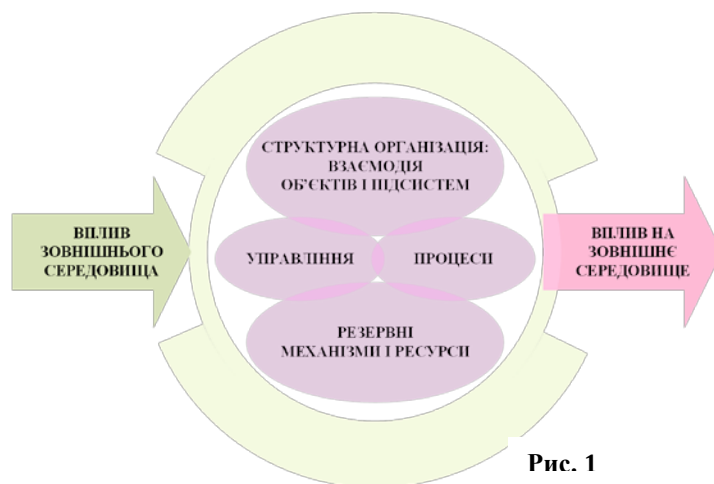


Рис. 1

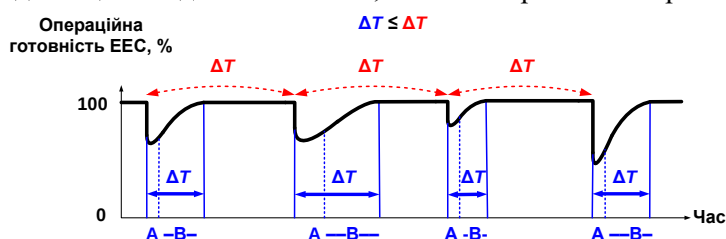


Рис. 2. Наявні в ЕЕС резервні механізми і ресурси достатні для швидкого реагування на негативні зовнішні чи внутрішні деструктивні впливи. Тривалість процесів (А) адаптації та (В)

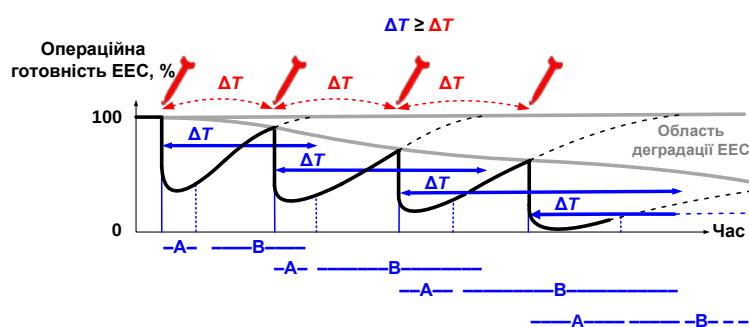


Рис. 3. Наявні в ЕЕС резервні механізми і ресурси недостатні для швидкого реагування на руйнівні наслідки ракетно-дронових атак. Тривалість процесів (А) адаптації та (В) відновлення системи

дослідників, які періодично оприлюднюють аналітичні звіти з оцінками поточного стану енергосистеми [13, 14-22]. Такі дослідження не дають можливості сформулювати уявлення про перспективи функціонування ОЕС України та оцінити її резильєнтність на майбутніх періодах тривалістю рік та більше.

Вагомим чинником підвищення резильєнтності ОЕС України став перехід на паралельну роботу з ENTSO-E [23]. Це дало змогу залучати аварійну допомогу від сусідніх енергосистем для подолання кризових ситуацій та здійснювати імпорт електроенергії.

Забезпечення надійного та безпечного постачання електроенергії має важливе значення для економічного зростання та розвитку країни. Для розробників енергетичної політики надзвичайно важливою є проблема забезпечення резильєнтності ЕЕС.

Комплексне планування сталого розвитку енергетичного сектору передбачає визначення майбутніх загроз і критичних режимів навантаження ЕЕС, а також можливостей підготовки та адаптації до них. Планування сталого розвитку електроенергетики передбачає розробку стратегії пом'якшення наслідків реалізації таких загроз, тобто стратегії забезпечення резильєнтності ЕЕС [2, 3, 4, 5]. Під час планування розвитку ЕЕС враховуються різноманітні фактори негативного впливу на її функціонування, зазвичай властиві лише умовам мирного часу, такі як техногенні аварії, стихійні лиха, антропогенний вплив та інші [1, 7, 8, 9, 10, 11, 12].

Майже трирічне функціонування Об'єднаної енергосистеми (ОЕС) України в умовах російських масованих ракетно-дронових атак є предметом постійної уваги

Мета представленої дослідження полягає у розробці кластерної математичної моделі ЕЕС, придатної для короткострокового прогнозування її розвитку в умовах систематичних масованих ракетно-дронових атак. Модель призначена для оцінювання резильєнтності вітчизняної ЕЕС за різних сценарних умов її захисту, руйнування та відновлення з урахуванням наявних резервних механізмів та ресурсів.

Наслідки російських ракетно-дронових ударів по енергетичній інфраструктурі України.

Одним з основних елементів стратегії російської агресії проти України стали спроби перешкодити роботі ОЕС України, спричинити таким чином зупинку промисловості та підірвати готовність народу України до спротиву. У табл. 1 в хронологічній послідовності наведено стислий опис наслідків російських систематичних масштабних ракетно-дронових ударів по ОЕС України впродовж 2024 року із зазначенням основних уражених об'єктів та наслідків їх руйнування для системи.

Таблиця 1

Стан ОЕС України напередодні масованих атак [14,15]	Наприкінці лютого у виробництві електроенергії використовувалися: - 9 блоків АЕС; - 21 одиниця обладнання ТЕС та ТЕЦ перебувала у резерві; - потужності ГЕС - 1,7 ГВт, що перевищило прогнозовану величину 1,1 ГВт через паводок; - потужності СЕС та ВЕС зросли до 0,6 ГВт. Перед атаками, наприкінці березня: - у резерві знаходилося до 20 одиниць обладнання ТЕС та ТЕЦ; - комерційний експорт вночі 4 березня досяг максимуму – 726 МВт; - потужність імпорту у пікові години досягала максимумів в межах 0,1-1,0 ГВт; - обсяги експорту перевищували обсяги імпорту електроенергії.
Дата атаки	22-31 березня
Пошкодження [15]	Виведені з ладу Харківська ТЕЦ-5 і Зміївська ТЕС, серйозно пошкоджені Дніпровська ГЕС, Бурштинська та Ладизинська ТЕС, а також близько 20 підстанцій. Втрачено 5 ГВт установленої потужності (4 ГВт – теплової, 1 ГВт – ГЕС). Залучалася аварійна допомога з-за кордону потужністю до 1,5 ГВт (26-27 березня) До атаки генеруюча потужність складала 13,7 ГВт, після – 11,5-13,7 ГВт.
Стан ОЕС України на кінець березня [15]	Працювали: - 7 блоків АЕС (1 знаходився у плановому ремонті). Упродовж декількох днів один з блоків Хмельницької АЕС перебував в стані аварійного ремонту; - 15 блоків ТЕС і ТЕЦ, три з яких використовували природний газ; - потужності ГЕС (після пошкодження ДніпроГЕС) склали 1,3 ГВт, тобто більше за прогнозовану величину 1,1 ГВт через паводок; - потужності СЕС і ВЕС наприкінці місяця зросли до 1,3 ГВт. Нестача генерації, навіть після атаки, не прогнозувалася. У пікові години потужність імпорту досягала максимуму – до 1,5 ГВт (після 22 березня).
Дата атаки	11 і 27 квітня
Пошкодження [16]	Сукупні втрати ОЕС України перевищили 7 ГВт установленої потужності. 14 разів залучалася аварійна допомога потужністю до 1,7 ГВт (25, 30 квітня). Локації уражених ТЕС: Бурштин, Ладизин, Добротвір, Київська область, Харків, Кривий Ріг, Дніпро.
Стан ОЕС України на кінець квітня [16]	Наприкінці квітня в ОЕС України працювали: - 6 блоків АЕС (3 - в плановому ремонті), - до 9 блоків ТЕС і ТЕЦ.
Дата атаки	4, 5, 6, 17, 18, 22 травня
Пошкодження [17]	Сукупні втрати ОЕС України досягли 8 ГВт установленої потужності. ДТЕК заявив, що 80% його потужностей пошкоджено або знищено. Серйозна шкода нанесена всім великим ТЕС. Порушені режими навантаження ГЕС Дніпровського каскаду та Дністровської ГЕС. Аварійна допомога залучалася 15 разів; максимальна спроможність перетинів по навантаженню - 1,7 ГВт, - використовувалася 17, 27, 28, 29 і 30 травня. 01.06.2024 постраждала Кременчуцька ГЕС та 2 ТЕС ДТЕК. 20, 22.06.2024 постраждали Трипільська, Зміївська, Криворізька ТЕС та ДніпроГЕС.
Стан ОЕС України на кінець травня [17]	Наприкінці травня працювали 7 блоків АЕС, один із них відновив роботу після 28 травня. Небаланс потужності був навіть у нічні години, через виведення з ладу більшості ТЕС. Щогодини генерувалося 9,0-9,3 ГВт електроенергії. Збалансувати систему вдалося лише 29 липня завдяки: - достроковому завершенню регламентних робіт на 2-х енергоблоках АЕС; - сезонно високому рівню генерації СЕС; - скороченню обсягів споживання електроенергії внаслідок зниження денної температури повітря з 35-37 °С до 25-27 °С.

Дата атаки	26 серпня
Пошкодження [18,19]	Ціллю атак стала інфраструктура видачі потужності АЕС. На відміну від попередніх атак, використані крилаті ракети були споряджені касетними бойовими частинами. Вимкнені блоки 1, 3 та 4 Рівненської АЕС, вимушено зменшена потужність Південноукраїнської АЕС. Увечері було вимкнено блок № 3 Південноукраїнської АЕС. Завдана російськими ударами шкода була б у рази більшою, якби не вжиття заходів із прикриття об'єктів ОЕС України, а також наявність на об'єктах передачі й розподілу електроенергії захисних споруд першого і другого рівнів захисту. Тимчасова втрата 1,5 ГВт потужності відбувалась за умов аномально високих температур повітря, що збільшувало обсяги споживання електроенергії на 1,0-1,3 ГВт. Пошкоджено: Київську ГЕС. Заявлено про: облаштування фізичного захисту енергетичних об'єктів з урахуванням того, що ворог почав використовувати крилаті ракети повітряного базування з касетними бойовими частинами; формування на об'єктах передачі й розподілу електроенергії розосереджених резервів уразливих компонентів.
Стан ОЕС України на кінець серпня [19, 20, 21]	Збалансувати систему вдалося за 11 діб, тобто на початку вересня. У вересні вже працювали: - 8 блоків АЕС, що генерували 5,4 ГВт. 1 блок залишався на технічному обслуговуванні; - від 4-х до 6-и блоків ТЕС і ТЕЦ, а також ГЕС і ГАЕС, які спільно виробляли 2,7 ГВт. Погіршення погодних умов зменшило ефективність СЕС, обсяги генерації електроенергії на цих станціях за місяць скоротилися майже вдвічі. У жовтні: - введено останній з 9-и відремонтованих енергоблоків АЕС; - введено 0,6 ГВт розподіленої генерації; - відновлено третину пошкодженої теплової потужності. Працювали: - 9 блоків АЕС, що генерували до 7,1 ГВт енергії; - 6-8 блоків ТЕС і ТЕЦ, а також ГЕС і ГАЕС, які спільно виробляли 3,8 ГВт. Потужність генерації ГЕС у жовтні зросла, але не перевищувала 0,7 ГВт. - Потужність генерації ВДЕ скоротилася до 0,7-0,9 ГВт. До атаки 17 листопада 2024 року у складі ОЕС України працювали: - 9 блоків АЕС, що загалом генерували до 7,5 ГВт. - 6-9 блоків ТЕС і ТЕЦ, та ГЕС і ГАЕС, які спільно виробляли 4,2-4,5 ГВт. - Генерація ГЕС зросла до 1,0 ГВт. - Потужність ВДЕ скоротилася до 0,5-0,7 ГВт. В першій половині листопада загальна потужність генерації складала від 12 до 14 ГВт.
Дата атаки	17 і 28 листопада
Пошкодження [21]	Пошкоджені: Бурштин, Добротвір, Кременчуцька ГЕС. Шкода була б у рази більшою, якби не ефективна робота ППО, та наявність на об'єктах передачі й розподілу електричної енергії захисту другого рівня. Потужність генерації АЕС і ТЕС скоротилася, що призвело до виникнення сталого дефіциту потужності до 3 ГВт. Після атак потужність імпорту в окремі години досягала 0,1-1,1 ГВт із доступних 2,1 ГВт. Використано до 23% пропускної спроможності міждержавних перетинів.
Дата атаки	13, 25 грудня
Пошкодження [22]	2 атаки на ОЕС України, під час яких було збільшено кількість засобів ураження. 13 грудня основними цілями крилатих ракет були високовольтні підстанції, що забезпечують функціонування міждержавних перетинів. Негативні наслідки 1-ї з атак вдалося мінімізувати завдяки ППО та наявності на об'єктах мережі захисних споруд 2-го рівня захисту. 25 грудня ворог атакував ТЕС і ГЕС, передусім на Лівобережній Україні. Нестача ППО призвела до виведення з ладу декількох об'єктів ТЕС і ГЕС, які через велику площу неможливо було захистити інженерними спорудами. Впродовж більшої частини грудня спостерігався небаланс потужності до 2 ГВт. Спостерігалось швидке скорочення дефіциту електроенергії через підвищення температури повітря.
Стан ОЕС України на кінець грудня [22]	У грудні працювали: - 9 блоків АЕС, що генерували до 7,8 ГВт; - до 10 енергоблоків ТЕС і ТЕЦ, а також ГЕС і ГАЕС, які спільно виробляли близько 5,2 ГВт; Потужність генерації ГЕС скоротилася, після 25 грудня вона не перевищувала 0,6 ГВт. Потужність генерації ВДЕ через погодні умови зросла до 1,0-1,2 ГВт. Загальні обсяги виробництва електроенергії становили 12-14 ГВт щогодини. Пропускна спроможність міждержавних перетинів використовувалася менше, аніж на половину.

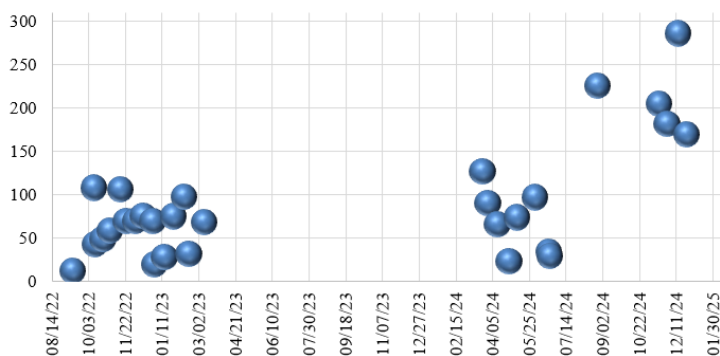


Рис. 4. Кількість ракет та дронів, застосованих росіянами для ударів по об'єктах критичної інфраструктури України впродовж 2022 – 2025 рр. [24].

- згодом удари почали наноситися по об'єктах гідроенергетики, які протягом весни, завдяки паводку, забезпечували стабільність роботи енергосистеми та значні обсяги виробництва електроенергії;
- напередодні опалювального сезону ціллю атак стало мережеве устаткування, яке забезпечувало видачу потужності АЕС. Тоді енергоблоки АЕС були вже відремонтовані та забезпечували більше половини виробництва електроенергії в країні;
- 13 грудня основними цілями атак стали високовольтні підстанції, які забезпечували імпорту електроенергії.

Тривалість планових стабілізаційних відключень електроенергії для побутових споживачів як наслідки російських систематичних масованих ракетно-дронових ударів по енергетичним об'єктам ОЕС України наведено на рис. 5.

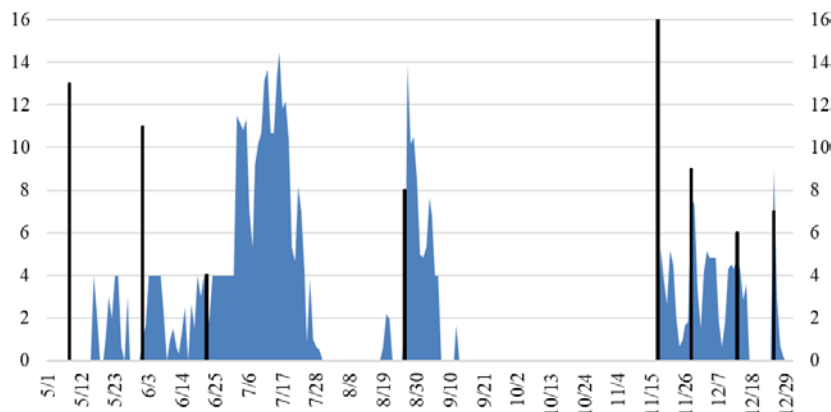


Рис. 5. Планові стабілізаційні відключення електроенергії для побутових споживачів в годинах за добу (графік синього кольору, вісь ординат ліворуч) та кількість крилатих ракет, які досягли цілей під час масованих ударів по об'єктах критичної інфраструктури України у 2024 році (графік чорного кольору, вісь ординат праворуч) [24,25, 26].

- стратегія ударів, кількість та склад застосованих засобів ураження;
- стан готовності устаткування, наявність резервів;
- погодні умови, які визначали попит на електроенергію, обсяги її виробництва ГЕС, СЕС та ВЕС;
- ступінь пошкодження енергетичного обладнання, який, в свою чергу, визначався ступенем захисту об'єктів енергетики системами ППО та захисними будівельними конструкціями;
- превентивне тимчасове відключення енергетичного обладнання та зупинка його роботи для мінімізації пошкоджень у разі влучання;
- введення чималих обсягів розподіленої генерації;
- постачання необхідних обсягів електроенергії з сусідніх країн.

Періоди нанесення ударів по критичній інфраструктурі України та кількість застосованих для цього ударних засобів представлені на рис. 4.

Удари наносилися у періоди найбільш складні для забезпечення балансу ОЕС України:

- весняний період, коли в ремонт були виведені енергоблоки АЕС;
- осінній період, коли почало стрімко зростати споживання електроенергії.

Цілі ударів змінювалися:

- на початку цілями атак, переважно, були обладнання теплової генерації та підстанції оператора енергосистеми;

Аналіз даних на рис. 5

дає змогу зробити висновки:

- атаки на енергосистему протягом кожного з періодів, що розглядаються, мали повторюваний характер, що можна пояснити обмеженою кількістю носіїв ударних засобів та спробами їх зекономити застосовуючи до розвідку невражених об'єктів;
- незважаючи на більшу кількість застосованих засобів та вищу щільність ударів осіння атака мала менший вплив на енергосистему ніж весняна.

Основними факторами, які визначали стійкість енергосистеми були:

Дію механізмів впливу зазначених факторів відобразимо в математичній моделі режимів навантаження електроенергетичної системи.

Рівняння динаміки енергетичних об'єктів, доступних для використання в умовах систематичних терористичних атак.

Множина F_t генеруючих енергоблоків доступних для використання на поточний період часу t визначається множиною F_{t-1} генеруючих енергоблоків, які були доступними для використання в попередній період часу $t - 1$, а також множинами раніше пошкоджених генеруючих енергоблоків $dF_{t-TL,LD}$, $dF_{t-TM,MD}$ та $dF_{t-TS,SD}$, довготривалий, середній та короткотривалий ремонти яких тривалістю TL , TM , TS , відповідно, були завершені на початок поточного періоду t , за винятком множин генеруючих енергоблоків $dF_{t,LD}$, $dF_{t,MD}$, $dF_{t,SD}$, які були уражені в період часу t та отримали, відповідно, великі, середні та дрібні пошкодження, тобто маємо динамічне рівняння

$$F_t = (F_{t-1} \cup dF_{t-TL,LD} \cup dF_{t-TM,MD} \cup dF_{t-TS,SD}) \setminus (dF_{t,LD} \cup dF_{t,MD} \cup dF_{t,SD}). \quad (1)$$

Для систем зберігання енергії та генеруючих установок, що використовують відновлювані джерела енергії, маємо рівняння, відповідно,

$$S_t = (S_{t-1} \cup dS_{t-TL,LD} \cup dS_{t-TM,MD} \cup dS_{t-TS,SD}) \setminus (dS_{t,LD} \cup dS_{t,MD} \cup dS_{t,SD}), \quad (2)$$

$$R_t = (R_{t-1} \cup dR_{t-TL,LD} \cup dR_{t-TM,MD} \cup dR_{t-TS,SD}) \setminus (dR_{t,LD} \cup dR_{t,MD} \cup dR_{t,SD}).$$

До пошкоджених енергоблоків АЕС, ТЕС, ГЕС, систем зберігання енергії таких типових для ОЕС України, як ГАЕС, а також генеруючих установок, що використовують відновлювані джерела енергії, будемо відносити як ті, що були уражені безпосередньо, так і ті, що втратили можливість підключення до енергосистеми через руйнування трансформаторних підстанцій та/або інших критично важливих мережевих об'єктів.

Множини $dX_{t,LD}$, $dX_{t,MD}$, $dX_{t,SD}$ енергетичних об'єктів типу $X \in \{F, S, R\}$, уражених в період

Таблиця 2	
Перший рівень - пасивний захист. Біг-беги та габїони.	21 область, 73 об'єкти енергетичної інфраструктури.
Другий рівень - захист від дронів та шахедів	14 областей, 22 підстанції, 63 елементи підстанцій для захисту.
Третій рівень - захист від ракет	14 областей, 22 станції.

часу t , визначаються відповідно до:

- 1) стратегічних цілей, обраних агресором при плануванні ударів разом з типом застосованої зброї та її кількості;
- 2) ефективності роботи системи проти повітряної оборони;
- 3) наявності захисних споруд та рівня захисту, який вони здатні забезпечувати (табл. 2 – рівні захисту енергетичних об'єктів ОЕС України [27]).

Для енергетичних об'єктів однакового типу $\forall X \in \{F, S, R\}$ результат дії перерахованих вище

факторів впливу можна представити у вигляді характеристики наслідків ураження цих об'єктів (рис. 6). Така характеристика відображає кількість уражених об'єктів $|dX_{t,LD}|$, $|dX_{t,MD}|$, $|dX_{t,SD}|$, кластеризованих за масштабністю їх руйнувань у три групи, відповідно: великі, середні та дрібні руйнування.

Енергетичні об'єкти типу $\forall X \in \{F, S, R\}$, які зазнали різних за масштабами руйнувань, для свого відновлення потребують виконання ремонтних робіт різної тривалості, відповідно, TL , TM , TS . Характеристика середньої тривалості таких робіт може бути представлена у вигляді діаграми (рис. 7).

За наявності необхідних запасів устаткування та матеріалів вважаємо прийнятними терміни відновлення енергогенеруючих та енергопередавальних об'єктів, в залежності від ступеня їх пошкодження, представлені у табл. 3.

Отже, користуючись такими характеристиками, а також рівняннями (2) (3), можна визначити множини F_t , R_t , S_t , різного типу генеруючих енергоблоків, систем зберігання енергії та генеруючих установок, що використовують відновлювані джерела енергії, доступні для навантаження в ЕЕС на поточний період часу t .

Важливо зазначити, що специфіка технологій розподіленої генерації, зокрема СЕС та ВЕС, передбачає:

- неможливість виведення з ладу великих потужностей одним ударом внаслідок розосередження обладнання;

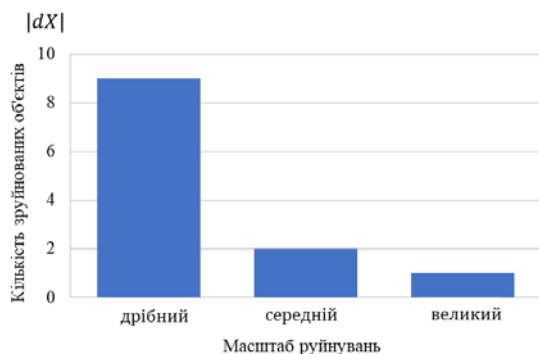


Рис. 6. Характеристика наслідків ушкодження енергетичних об'єктів типу X

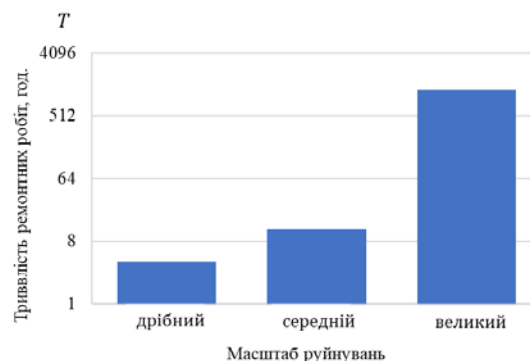


Рис. 7. Характеристика тривалості ремонтних робіт на пошкоджених енергетичних об'єктах типу X.

- зниження ефективності використання складних та, відповідно, дорогих засобів ураження внаслідок відносно низької одиничної вартості обладнання розподіленої генерації;
- короткі терміни відновлення працездатності обладнання.

Зазначимо, що введення в роботу понад 900 МВт потужностей розподіленої генерації [28] стало одним з основних чинників зниження ефективності терористичних атак на ОЕС України восени 2024 року.

Таблиця 3		
Об'єкт/характер пошкоджень	ТЕС та ТЕЦ	Підстанції
Легкі пошкодження (без необхідності заміни обладнання)	1 тиждень	1-1,5 тижні
Середні пошкодження (заміна обладнання, запаси наявні)	1 місяць	1 місяць
Важкі пошкодження (за наявності обладнання та матеріалів)	6 місяців	1 місяць

Особливості імпорту електроенергії в умовах значних обсягів її тривалого дефіциту. Фактором, який дає можливість об'єктивно оцінити рівень дефіциту генеруючих потужностей в енергосистемі є обсяги імпорту електроенергії, графік зміни яких в ОЕС України представлено на рис. 8.

З графіка видно, що, за підсумками весняної масованої атаки, обсяги імпорту електроенергії зросли до 1800 МВт. В той же час, після здійснення осінньої масованої атаки обсяги імпорту досягли рівня 1500 МВт, що значно менше пропускної здатності міждержавних перетинів (2100 МВт) та демонструє відсутність значного рівня критичного дефіциту електроенергії, яку споживачі були б згодні покривати за високими цінами на зовнішніх енергоринках.

Необхідно зазначити, що для побутових споживачів електроенергії в Україні застосовується пільговий тариф 4,32 грн/кВт*год, який не покриває навіть ціни продажу електроенергії виробниками на оптовому ринку. Цей чинник суттєво обмежує залучення дорогої імпортової енергії для покриття дефіциту. В той же час, для комерційних споживачів було введено правило, згідно з яким споживачі, які покривають за рахунок імпорту більше 60% власного споживання електроенергії, не відключаються від електропостачання. В результаті здебільшого підприємства з безперервним циклом виробництва, а також некритичною часткою енергоносіїв у собівартості виробництва перейшли до імпорту електроенергії.

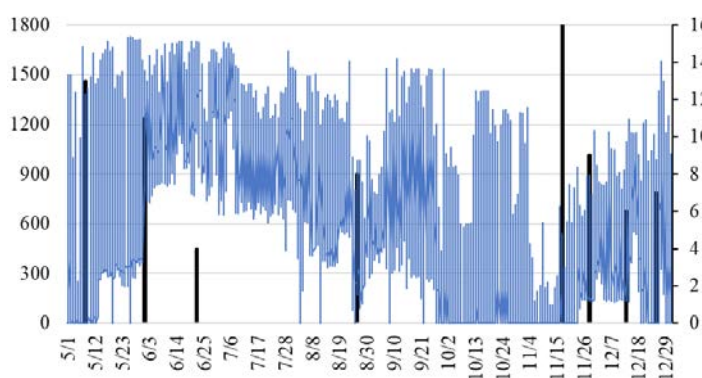


Рис. 8. Погодинні обсяги українського імпорту електроенергії протягом 2024 року в МВт*год (графік синього кольору, вісь ординат ліворуч) та кількість крилатих ракет, які досягли цілей під час масованих ударів по об'єктах критичної інфраструктури України протягом того ж 2024 року (графік чорного кольору, вісь ординат праворуч) [24, 29].

Кластерна математична модель навантаження електроенергетичної системи в умовах систематичних терористичних атак. Мінливість складу придатних до експлуатації енергетичних об'єктів є характерною ознакою ЕЕС, що знаходиться під руйнівним впливом систематичних масштабних терористичних атак та функціонує завдяки проведенню ремонтно-відновлювальних робіт та будівництва захисних споруд. Для дослідження резильєнтності такої ЕЕС автори розробили кластерну модель режимів її навантаження. Від відомих моделей режимів навантаження ЕЕС розроблена модель відрізняється наявністю рівнянь динаміки кількісного складу придатних до експлуатації енергетичних об'єктів, а також описом режимів навантаження не окремих енергетичних об'єктів, а їх однотипових множин (кластерів), що суттєво зменшує розмірність задач короткострокового прогнозування режимів з погодинною деталізацією. Задачі прогнозування режимів навантаження ЕЕС формуються у вигляді задач змішаного цілочисельного лінійного програмування з цільовою функцією витрат на енергозабезпечення споживачів, які мінімізуються. Для розв'язування задач прогнозування застосовуються солвери CPLEX та SCIP.

Математичне формулювання задач прогнозування режимів навантаження ЕЕС має вигляд оптимізаційної задачі з цільовою функцією виду

$$\sum_{t \in T} \left(C_t^{imp} - C_t^{exp} + C_t^{Al} + \sum_{j \in J_F \cup J_R \cup J_S} C_{j,t} + \sum_{j \in J_F} (C_{j,t}^{SU} + C_{j,t}^{SD}) \right) \rightarrow \min. \quad (3)$$

Позначення, використані у співвідношенні (3), є такими:

- $t \in T$ поточний період часу t на прогнозованому періоді T ;
- J_F множина типів генеруючих установок, в яких використовуються традиційні технології виробництва електроенергії;
- J_S множина типів енергетичних об'єктів, в яких використовуються технології зберігання електроенергії;
- J_R множина типів генеруючих установок, в яких використовуються відновлювані джерела енергії для виробництва електроенергії;
- C_j^{SU} витрати на пуск множини енергоблоків типу $j \in J_F$;
- C_j^{SD} витрати на зупинку множини енергоблоків типу $j \in J_F$.

Рівняння динаміки кількості однотипових енергетичних об'єктів ЕЕС.

Для поточного періоду часу t маємо рівняння динаміки множини генеруючих установок, які готові виробляти електроенергію за традиційною технологією типу $j \in J_F$, виду

$$F_{j,t} = (F_{j,t-1} \cup dF_{j,t-TL,LD} \cup dF_{j,t-TM,MD} \cup dF_{j,t-TS,SD}) \setminus (dF_{j,t,LD} \cup dF_{j,t,MD} \cup dF_{j,t,SD}), \quad (4)$$

рівняння динаміки множини енергетичних об'єктів, які готові забезпечувати зберігання електроенергії за технологією типу $j \in J_S$, виду

$$S_{j,t} = (S_{j,t-1} \cup dS_{j,t-TL,LD} \cup dS_{j,t-TM,MD} \cup dS_{j,t-TS,SD}) \setminus (dS_{j,t,LD} \cup dS_{j,t,MD} \cup dS_{j,t,SD}), \quad (5)$$

а також рівняння динаміки множини генеруючих установок, які готові виробляти електроенергію з відновлюваних джерел енергії за технологією типу $j \in J_R$

$$R_{j,t} = (R_{j,t-1} \cup dR_{j,t-TL,LD} \cup dR_{j,t-TM,MD} \cup dR_{j,t-TS,SD}) \setminus (dR_{j,t,LD} \cup dR_{j,t,MD} \cup dR_{j,t,SD}). \quad (6)$$

Генеруючі енергоблоки, в яких використовується викопне паливо. Для множини $F_{j,t}$ генеруючих енергоблоків типу j , в яких використовується викопне паливо для виробництва електроенергії, маємо:

- експлуатаційні витрати на ті енергоблоки, які перебувають в режимі навантаження

$$C_{j,t} = \bar{C}_j u_{j,t} + \tilde{C}_j \tilde{p}_{j,t}; \quad (7)$$

- обмеження зверху величини маневру потужністю енергоблоків в режимі навантаження

$$\tilde{p}_{j,t} - (\bar{P}_j - \underline{P}_j) u_{j,t} \leq 0; \quad (8)$$

- вираз для потужності енергоблоків в режимі навантаження

$$p_{j,t} = \underline{P}_j u_{j,t} + \tilde{p}_{j,t}; \quad (9)$$

- обмеження зверху потужності енергоблоків в режимі навантаження

$$p_{j,t} \leq \bar{P}_j u_{j,t}; \quad (10)$$

- обмеження знизу потужності енергоблоків в режимі навантаження

$$p_{j,t} \geq \underline{P}_j u_{j,t}; \quad (11)$$

- балансове рівняння між кількостями енергоблоків, які перебувають в режимах пуску, навантаження та зупинки

$$y_{j,t} - x_{j,t} - u_{j,t} + u_{j,t-1} = 0, \quad t > 1; \quad (12)$$

- обмеження зверху сумарної кількості енергоблоків, які перебувають в режимах пуску та зупинки

$$y_{j,t} + x_{j,t} \leq |F_{j,t}|; \quad (13)$$

- обмеження зверху кількості енергоблоків, які перебувають в режимі навантаження

$$u_{j,t} \leq |F_{j,t}|; \quad (14)$$

- обмеження знизу тривалості перебування енергоблоків в режимі їх пуску

$$\sum_{i=t-UT_j+1}^t y_{j,i} \leq u_{j,t}, \quad t \geq UT_j; \quad (15)$$

- обмеження знизу тривалості перебування енергоблоків в режимі їх зупинки

$$\sum_{i=t-DT_j+1}^t x_{j,i} \leq u_{j,t-DT_j}, \quad t \geq DT_j; \quad (16)$$

- обмеження зверху швидкості збільшення потужності енергоблоків

$$p_{j,t} - p_{j,t-1} \leq \Delta P_j^{up} u_{j,t-1} + P_j^{SU} y_{j,t}, \quad t > 1; \quad (17)$$

- обмеження знизу швидкості зменшення потужності енергоблоків

$$p_{j,t} - p_{j,t-1} \geq -\Delta P_j^{down} u_{j,t} - P_j^{SD} x_{j,t}, \quad t > 1; \quad (18)$$

- експлуатаційні витрати на енергоблоки, які перебувають в режимі пуску

$$C_{j,t}^{SU} = \bar{C}_j^{SU} y_{j,t}; \quad (19)$$

- експлуатаційні витрати на енергоблоки, які перебувають в режимі зупинки

$$C_{j,t}^{SD} = \bar{C}_j^{SD} x_{j,t}. \quad (20)$$

Позначення, використані у співвідношенні (7)-(20), є такими:

DT_j	мінімальна тривалість перебування енергоблоків типу $j \in J_F$ в режимі їх зупинки;
UT_j	мінімальна тривалість перебування енергоблоків типу $j \in J_F$ в режимі їх пуску;
$\bar{C}_j^{SU}$	витрати на пуск енергоблока типу $j \in J_F$;
$\bar{C}_j^{SD}$	витрати на зупинку енергоблока типу $j \in J_F$;
$\bar{C}_j$	експлуатаційні витрати на енергоблок типу $j \in J_F$ при мінімальному навантаженні;
$\tilde{C}_j$	коефіцієнт еластичності експлуатаційних витрат на енергоблок типу $j \in J_F$;
$\bar{P}_j, \underline{P}_j$	максимальне та мінімальне навантаження енергоблоків типу $j \in J_F$;
P_j^{SU}	мінімально допустиме навантаження енергоблоку типу $j \in J_F$ після пуску;
P_j^{SD}	максимально допустиме навантаження енергоблоку типу $j \in J_F$ перед зупинкою;
ΔP_j^{up}	максимально допустимий приріст навантаження енергоблоку типу $j \in J_F$;
ΔP_j^{down}	максимально допустиме розвантаження енергоблоку типу $j \in J_F$;
$C_{j,t}$	витрати на виробництво електроенергії енергоблоками типу $j \in J_F$ за період часу t ;
$p_{j,t}$	навантаження енергоблоків типу $j \in J_F$ на періоді часу t ;
$\tilde{p}_{j,t}$	змінна величина потужності енергоблоків типу $j \in J_F$ на періоді часу t ;
u, y, x	цілочисельні функції, які для множини $F_{j,t}$ енергоблоків типу $j \in J_F$ на періоді часу t приймають значення кількості працюючих енергоблоків в режимах навантаження, зупинки та пуску, відповідно.

Генеруючі енергоблоки ГЕС. Для множини $F_{j,t}$ генеруючих енергоблоків типу $j \in J_F$, в яких використовується водна енергія річок для виробництва електроенергії, маємо

- маржинальні витрати на енергоблоки

$$C_{j,t} = \bar{C}_j + \tilde{C}_j p_{j,t}; \quad (21)$$

- відповідність суми поточних навантажень енергоблоків добовому обсягу виробництва електроенергії, що відповідає погодним умовам та встановленим екологічним обмеженням

$$\sum_{t \in T_d} p_{j,t} = P_{j,d}^{sum}; \quad (22)$$

- обмеження зверху потужності енергоблоків в режимі навантаження

$$p_{j,t} \leq \bar{P}_j; \quad (23)$$

- обмеження знизу потужності енергоблоків в режимі навантаження

$$p_{j,t} \geq \underline{P}_j; \quad (24)$$

- обмеження зверху та знизу дольової участі енергоблоків множини ГЕС J_H , які функціонують в каскадному режимі,

$$\underline{part}_j \leq p_{j,t} / \sum_{j \in J_H} p_{j,t} \leq \overline{part}_j. \quad (25)$$

Позначення, використані у співвідношеннях (21)-(25), є такими:

$\bar{C}_j$	експлуатаційні витрати на енергоблоки типу $j \in J_F$ при мінімальному навантаженні;
$\tilde{C}_j$	коефіцієнт еластичності експлуатаційних витрат на енергоблоки типу $j \in J_F$;
$C_{j,t}$	витрати на виробництво електроенергії енергоблоками типу $j \in J_F$ за період часу t ;
$\bar{P}_j, \underline{P}_j$	максимальне та мінімальне навантаження енергоблоків типу $j \in J_F$;
$p_{j,t}$	навантаження енергоблоків типу $j \in J_F$ на періоді часу t ;
$\overline{part}$	максимальна частка дольової участі енергоблоків ГЕС, яка працює в каскадному режимі;
$\underline{part}$	мінімальна частка дольової участі енергоблоків ГЕС, яка працює в каскадному режимі;
$P_{j,d}^{sum}$	добовий обсяг виробництва електроенергії енергоблоками ГЕС типу $j \in J_F$, що відповідає погодним умовам та встановленим екологічним обмеженням;
T_d	множина періодів часу t загальною тривалістю одна доба.

Системи зберігання енергії. Для множини $S_{j,t}$ систем зберігання енергії типу $j \in J_S$ маємо:

- експлуатаційні витрати на ті системи зберігання енергії, які перебувають в режимі навантаження

$$C_{j,t} = c_j^A (1 - \eta_j^A) p_{j,t}^A - c_j^G (1 - \eta_j^G) p_{j,t}^G; \quad (26)$$

- балансові рівняння систем зберігання енергії

$$q_{j,t} - q_{j,t-1} - \eta_j^A p_{j,t}^A + \frac{p_{j,t}^G}{\eta_j^G} = 0, \quad t > 1; \quad (27)$$

- обмеження знизу обсягу зберігання енергії

$$|S_{j,t}| \underline{q}_j - q_{j,t} \leq 0; \quad (28)$$

- обмеження зверху обсягу зберігання енергії

$$q_{j,t} - |S_{j,t}| \bar{q}_j \leq 0; \quad (29)$$

- обмеження зверху потужності прямого перетворення накопиченої енергії в електричну

$$p_{j,t}^G - u_{j,t}^{AG} |S_{j,t}| \bar{p}_j^G \leq 0; \quad (30)$$

- обмеження знизу потужності зворотного перетворення енергії

$$p_{j,t}^A - (1 - u_{j,t}^{AG}) |S_{j,t}| \bar{p}_j^A \leq 0. \quad (31)$$

Позначення, використані у співвідношеннях (26)-(31), є такими:

$C_{j,t}$	витрати на функціонування акумуляторів типу $j \in J_S$ за період часу t ;
η_j^A, η_j^G	ефективність акумулятора в режимах заряджання та розряджання;
c_j^A, c_j^G	питомі витрати на акумулятор в режимах заряджання та розряджання;
$\bar{q}, \underline{q}$	максимальний та мінімальний обсяг енергії, яку може зберігати акумулятор;
$\bar{p}^A, \bar{p}^G$	максимальні потужності навантаження акумулятора в режимах заряджання та розряджання;
p^A, p^G	навантаження акумуляторів в режимах заряджання та розряджання;
q	кількість електроенергії, накопиченої в акумуляторах;
u^{AG}	бінарна функція, яка приймає значення 0, якщо акумулятори працюють в режимі заряджання та 1 – в режимі розряджання.

Генеруючі установки з відновлюваними джерелами енергії. Для множини $R_{j,t}$ генеруючих установок типу j , в яких використовуються відновлювані джерела енергії, маємо:

- експлуатаційні витрати

$$C_{j,t} = 0; \quad (32)$$

- поточні обсяги виробництва електроенергії

$$p_{j,t} - \bar{P}_j^{tech} E_{j,t} |R_{j,t}| = 0. \quad (33)$$

Позначення, використані у співвідношеннях (32)-(33), є такими:

- $\bar{P}_j^{tech}$ максимальна потужність відновлюваних джерел типу $j \in J_R$;
- $E_{j,t}$ коефіцієнт ефективності використання встановленої потужності установки з ВДЕ типу $j \in J_R$ на періоді часу t ;
- $p_{j,t}$ навантаження установки з ВДЕ типу $j \in J_R$ на періоді часу t .

Імпорт та експорт електроенергії. Для обсягів імпорту та експорту електроенергії маємо:

- витрати на купівлю електроенергії на зовнішніх ринках

$$C_t^{imp} = (Pr_t^{TL} + Pr_t^{TSO}) p_t^{imp}; \quad (34)$$

- обмеження обсягів імпорту пропускною здатністю міждержавних перетинів

$$p_t^{imp} \leq h_t H; \quad (35)$$

- дохід від продажу електроенергії на зовнішніх ринках

$$C_t^{exp} = (Pr_t^{TL} - Pr_t^{TSO}) p_t^{exp}; \quad (36)$$

- обмеження обсягів експорту пропускною здатністю міждержавних перетинів

$$p_t^{exp} \leq (1 - h_t) H. \quad (37)$$

Позначення, використані у співвідношеннях (34)-(37), є такими:

- p_t^{imp} навантаження міждержавного перетину в режимі імпорту електроенергії;
- p_t^{exp} навантаження міждержавного перетину в режимі експорту електроенергії;
- h бінарна функція, яка приймає значення 0, при імпорті електроенергії та 1 – при експорті;
- H максимальна потужність міждержавних перетинів;
- C_t^{exp} дохід від обсягів експорту електроенергії;
- C_t^{imp} витрати на купівлю електроенергії по імпорту.
- Pr_t^{TL} ціна електроенергії на закордонних ринках;
- Pr_t^{TSO} тариф на передачу електроенергії.

Баланс обсягів виробництва та споживання електроенергії. Математичний опис навантаження електроенергетичної системи завершують рівняння балансу обсягів виробленої та спожитої потужності

$$p_t^{imp} + \sum_{i \in F_t \cup R_t} p_{i,t} + \sum_{i \in S_t} p_{i,t}^G - l_t + \Delta l_t - p_t^{exp} - \sum_{i \in S_t} p_{i,t}^A = 0. \quad (38)$$

У рівнянні (38) використані наступні умовні позначення:

- l обсяг попиту на електроенергію;
- Δl обсяг розвантаження споживачів електроенергії.

Розвантаження споживачів електроенергії. У разі застосування графіків розвантаження споживачів задля балансування обсягів виробництва та споживання електроенергії, виникають додаткові витрати на компенсацію збитків, нанесених споживачам. Такі витрати визначаються співвідношенням

$$C_t^{\Delta l} = c^{\Delta l} \Delta l_t. \quad (39)$$

Позначення, використані у співвідношенні (39), є такими:

- $c^{\Delta l}$ питомі втрати споживачів внаслідок обмеження споживання;
- $C_t^{\Delta l}$ загальні витрати на компенсацію збитків розвантаженим споживачам.

Очевидно, обсяги розвантаження споживачів не перевищують їх попит на електроенергію, тобто

$$0 \leq \Delta l_t \leq l_t. \quad (40)$$

Коефіцієнт резильєнтності ЕЕС. Рівень задоволення попиту на електроенергію будемо оцінювати динамічним коефіцієнтом

$$\mathbb{R}_{t,\Delta T} = \sum_{t-\Delta T}^t (l_t - \Delta l_t) / \sum_{t-\Delta T}^t l_t, \quad t > \Delta T, \quad (41)$$

значення якого для будь-якого t на відрізку часу $[t, t - \Delta T]$ тривалістю ΔT характеризує резильєнтність ЕЕС, тобто її готовність виконувати свою функцію.

Для проведення обчислювальних експериментів запропоновану модель ЕЕС у вигляді задачі змішаного цілочисельного лінійного програмування реалізовано у додатку IBM ILOG CPLEX Optimization Studio Version 20.1 з використанням мови програмування OPL.

Задачі моделювання електроенергетичної системи та оцінювання її резильєнтності в умовах систематичних терористичних атак. Кластерна математична модель навантаження ЕЕС (3)-(41) забезпечує короткострокове, на період до одного року, прогнозування режимів її роботи та розвантаження споживачів в умовах систематичних масштабних ракетно-дронових атак. Модель призначена для оцінювання резильєнтності ЕЕС за наступних сценарних умов:

- очікуваних стратегій атак – їхньої періодичності, масштабності та цілеспрямованості;
- динаміки ефективності роботи систем ППО щодо захисту енергетичних об'єктів;
- запланованих графіків введення в експлуатацію захисних споруд різного рівня захисту;
- динаміки ефективності застосування резервних механізмів та достатності ресурсів для виконання ремонтних робіт.

Для кожного типу енергетичних об'єктів зазначені сценарні умови відображаються у вигляді характеристик наслідків їх ушкодження (рис. 6) та тривалості ремонтних робіт (рис. 7).

Крім того, запропонована модель ЕЕС є інструментом аналізу її резильєнтності в умовах:

- руйнівного впливу ракетно-дронових атак на транскордонні з'єднання України;
- реалізації планів з будівництва нових транскордонних з'єднань;
- ризиків прийняття окремими країнами-сусідами політичних рішень щодо обмежень обсягів експорту-імпорту електроенергії.

Висновки.

Російська війна проти України наразі відбувається одночасно на трьох фронтах – військовому, енергетичному та інформаційному.

За трирічний період війни російський тиск на ОЕС України як на об'єкт своєї військової стратегії суттєво еволюціонував: від початкових зусиль із захоплення важливих об'єктів та підсистем через пізніші спроби знищити енергетичні об'єкти, які підтримують військову оборону України, до нинішньої кампанії систематичного і широкомасштабного руйнування системи з метою тероризування всього населення [30].

Енергетичний фронт є предметом особливої уваги провідних вітчизняних та закордонних аналітичних центрів. Незважаючи на суттєві обмеження на оприлюднення даних щодо функціонування ОЕС України, дослідники аналізують її поточний стан та, особливо, резильєнтність, яка постійно змінюється.

Традиційно резильєнтність ЕЕС як спроможність системи відновлювати власну функціональність аналізується лише за умов впливу природних явищ, технологічних збоїв, помилок та навмисних руйнівних атак. Навмисна атака, зазвичай, моделюється як засіб руйнівного впливу терористичних організацій на окремі об'єкти електроенергетики з метою завдати великої шкоди атакованій країні [7,8,9]. Таким чином, основна увага дослідників досі була зосереджена на загрозах тероризму, а не на насильстві між державами [30, 31]. Саме тому український досвід, отриманий на енергетичному фронті є унікальним для всього світу.

Запропонована кластерна математична модель режимів навантаження ЕЕС дає змогу оцінювати її резильєнтність в умовах руйнівного впливу ракетно-дронових атак, дії засобів системи протиповітряної оборони та зусиль з відновлення зруйнованих енергетичних об'єктів. Така модель надає можливість вперше вирішувати задачі короткострокового прогнозування режимів навантаження ЕЕС в умовах терористичних атак, які здійснює держава-агресор.

Надалі на основі запропонованої моделі будуть проведені дослідження різних сценаріїв розвитку ОЕС України, особливо, розбудови структурно мінливої децентралізованої електроенергетики [10] з встановленням систем збереження енергії, генеруючих установок, в яких використовуються відновлювані джерела енергії, газотурбінних та газопоршневих електростанцій [32].

Фінансування роботи. Статтю підготовлено за матеріалами досліджень, що фінансуються Міністерством освіти і науки України (за програмою спільних українсько-німецьких наукових проєктів для реалізації у 2024-2025 роках: проєкт «Паралельне моделююче середовище для планування розвитку електроенергетичних систем з відновлюваними та ядерними джерелами енергії», номер державної реєстрації: 0124U002691) та Центром інженерних досліджень і розвитку армії США (грант W911NF-22-2-0153 «AI Methods and Tools for Integrating Resilience Analytics and Edge Computing for Energy Systems»).

MODELING THE ELECTRIC POWER SYSTEM OF UKRAINE AND ASSESSING ITS RESILIENCE UNDER CONDITIONS OF SYSTEMATIC TERRORIST ATTACKS

S.Ye. Saukh¹, A.V. Borysenko²

¹ Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering of the NAS of Ukraine,
General Naumov Str., 15, Kyiv, 03164, Ukraine,
e-mail: ssaukh@gmail.com

² National Technical University of Ukraine "I. Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
pr. Beresteyskyi, 37, Kyiv, 03056, Ukraine.
e-mail: andborys@ukr.net

Abstract. The analysis of the destructive impact of the periodic massive missile and drone attacks on the electric power system of Ukraine is carried out. The consequences of the attacks are represented in terms of the characteristics of the destruction of typical power industry facilities. Each of these characteristics reflects the distribution of the number of destroyed facilities according to the scale of the destruction: small, medium, and large-scale. The dependence of the duration of repair works on the scale of destruction represents the repair works of destroyed facilities of a certain type. The dynamics equations of sets of power units of different types available for the current period of time could be written on the basis of the introduced characteristics of destruction of power units and the duration of their repair. The damaged NPPs, TPPs, HPPs, damaged PSPPs, and damaged renewable energy facilities comprise the units which have been directly damaged and the units which have lost the ability to work in parallel with the power grid due to the destruction of substations and/or other critical network equipment. In order to study the resilience of the Ukrainian power system to large-scale missile and drone strikes, we have proposed a cluster mathematical model of the load modes of such a system, consisting of typical power equipment, supplemented with the dynamics equations of subsets of this equipment that can be used in current period. This model provides a solution to the problem of predicting the readiness of the electric power system of Ukraine to fulfill its main functional purpose - to satisfy the demand for electricity. Our task was to study Ukrainian power system resistance to systematic large scale missile and drone strikes. References 32, figures 8, tables 3.

Keywords: power system, resilience, model, missile and drone attacks.

1. Saukh S. Degradation and Collapse of Dynamic Systems (Version 1). Resilience of Dynamic Systems, Kyiv. 2024. Zenodo. DOI: <https://doi.org/10.5281/zenodo.14549595>.
2. Chong Wang, et. al. A systematic review on power system resilience from the perspective of generation, network, and load. 2022. Renewable and Sustainable Energy Reviews 167(3): 112567. 21 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2022.112567>.
3. Daeli A., Mohagheghi S. Power Grid Infrastructural Resilience against Extreme Events. Energies 2023, 16, 64. DOI: <https://doi.org/10.3390/en16010064>.
4. Erenoğlu A. K., Sengor I., Erdinç O. Power System Resiliency: A Comprehensive Overview from Implementation Aspects and Innovative Concepts. -Energy Nexus, vol.15, 2024. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nexus.2024.100311>.
5. Zhou S., Li Y., Jiang C., Xiong Z., Zhang J. and Wang L. Enhancing the resilience of the power system to accommodate the construction of the new power system: key technologies and challenges. Frontiers Energy Research. 2023. DOI: <https://doi.org/10.3389/fenrg.2023.1256850>.
6. Bhusal N., Gautam M., Abdelmalak M. and Benidris M., "Modeling of Natural Disasters and Extreme Events for Power System Resilience Enhancement and Evaluation Methods," 2020 International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems (PMAPS), Liege, Belgium, 2020, pp. 1-6.
7. Bhusal,N., Abdelmalak M., Kamruzzaman M. and Benidris M., "Power System Resilience: Current Practices, Challenges, and Future Directions," in IEEE Access, vol. 8, 2020, pp. 18064-18086.
8. Lei S., Wang C. and Hou Y., "Power Grid Resilience against Natural Disasters: Preparedness, Response, and Recovery," Wiley-IEEE Press, 2023.

9. Narayanan A., Welburn J. W., Miller B. M., Li S. T., Clark-Ginsberg A. Deterring Attacks Against the Power Grid. Two Approaches for the U.S. Department of Defense. RAND Corporation, Santa Monica, Calif., 2020.
10. Saukh S. A Structurally Variable Electric Power System Resistant to Terrorist and Military Threats. IEEE 13th International Conference on *Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT)*, Athens, Greece, 13-15 October 2023. DOI: <https://doi.org/10.1109/DESSERT61349.2023.10416549>.
11. Stout S., Lee N., Cox S., Elsworth J. and Leisch J. Power sector resilience planning guidebook. U.S. Department of Energy's NREL and USAID. 2019.
12. Yao X., Wei H. H., Shohet I. M. and Skibniewski M. J. Assessment of Terrorism Risk to Critical Infrastructures: The Case of a Power-Supply Substation. *Applied Sciences*, vol. 10 (20), 2020, 7162.
13. Passing of the Autumn-Winter Periods 2022-2024: State of the Energy System. DiXi Group. Kyiv. 2024/. URL: https://dixigroup.org/wp-content/uploads/2024/04/2024_winterseasons_analysis_dixi_group_final.pdf (accessed at 03.02.2025)
14. Ukraine: From War To Peace and Recovery. Analytical Assessments. February 2024. (Ukr). URL: <https://razumkov.org.ua/images/2024/03/20/2024-PAKT-February-2.pdf> (accessed at 13.01.2025)
15. Ukraine: From War To Peace and Recovery. Analytical Assessments. March 2024. (Ukr). URL: <https://razumkov.org.ua/images/2024/04/08/2024-PAKT-March-3.pdf> (accessed at 15.12.2024)
16. Ukraine: From War To Peace and Recovery. Analytical Assessments. April 2024. (Ukr). URL: <https://razumkov.org.ua/images/2024/05/14/2024-PAKT-APRIL-6.pdf> (accessed at 15.12.2024)
17. Ukraine: From War To Peace and Recovery. Analytical Assessments. May 2024. (Ukr). URL: <https://razumkov.org.ua/images/2024/06/06/2024-PAKT-MAY.pdf> (accessed at 15.12.2024)
18. Ukraine: From War To Peace and Recovery. Analytical Assessments. August 2024. (Ukr). URL: <https://razumkov.org.ua/images/2024/09/11/2024-PAKT-AUGUST.pdf> (accessed at 17.12.2024)
19. Ukraine: From War To Peace and Recovery. Analytical Assessments. September 2024. (Ukr). URL: <https://razumkov.org.ua/images/2024/10/10/2024-PAKT-SEPTEMBER-1.pdf> (accessed at 17.12.2024)
20. Ukraine: From War To Peace and Recovery. Analytical Assessments. October 2024. (Ukr). URL: <https://razumkov.org.ua/images/2024/11/07/2024-PAKT-OCTOBER-RC.pdf> (accessed at 17.12.2024)
21. Ukraine: From War To Peace and Recovery. Analytical Assessments. November 2024. (Ukr). URL: <https://razumkov.org.ua/images/2024/12/10/2024-PAKT-November-RC.pdf> (accessed at 17.12.2024)
22. Ukraine: From War To Peace and Recovery. Analytical Assessments. December 2024. (Ukr). URL: <https://razumkov.org.ua/images/2025/01/16/2024-PAKT-December-RC.pdf> (accessed at 13.01.2025)
23. Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Blinov I.V. Scientific and technical support for organizing the work of the IPS of Ukraine in synchronous mode with the Continental European power system ENTSO-E. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 5. Pp. 59–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.059>. (Ukr)
24. Information on massive attacks on Ukraine's critical infrastructure. (Ukr). URL: <https://map.ua-energy.org/uk/resources/12f3148d-841a-478d-b9ed-72bf0764b286/> (accessed at 13.01.2025)
25. Information on the application of measures to limit electricity consumption. (Ukr). URL: <https://map.ua-energy.org/uk/resources/0f8f9882-1fb2-47c6-81dc-31fbad914f16/> (accessed at 13.01.2025)
26. Power outage 2024: what are queues and how do they work – explanation from Ukrenergo. New Voice. November 11th, 2024. URL: <https://nv.ua/ukr/ukraine/events/vidklyuchennya-svitla-shcho-take-chergi-i-yak-pracyuyut-poyasnennya-ukrenergo-50433788.html> (accessed at 10.02.2025)
27. Ukraine plans to install defense from missiles at 22 energy facilities by the end of the year. State Agency for the Restoration and Development of Infrastructure of Ukraine. 30.01.2024. (Ukr). URL: <https://www.ukrinform.ua/rubric-economy/3820285-v-ukraini-planuut-do-kinca-roku-vstanoviti-zahist-vid-raket-na-22-obektah-energetiki.html> (accessed at 10.02.2025)
28. Ignatiev S. How business is changing the energy landscape of Ukraine. *Balance of Energy of Ukraine*. 2025. No 1(81). (Ukr). URL: <https://enerhodzherela.com.ua/novyny> (accessed at 10.02.2025)
29. Information on hourly volumes of exported and imported electricity. (Ukr). URL: <https://map.ua-energy.org/uk/resources/56df70b0-6bc1-4c7d-a82f-284cf723438d/> (accessed at 10.02.2025)
30. Jermalavičius Tomas (editor), et. al. War and Energy Security: Lessons for The Future. Tallinn: International Center for Defence and Security, May 2023. 85 p. URL: <https://icds.ee/en/war-and-energy-security-lessons-for-the-future/> (accessed at 10.02.2025)
31. Good Practices Guide on Non-Nuclear Critical Energy Infrastructure Protection (NNCEIP) from Terrorist Attacks Focusing on Threats Emanating from Cyberspace. Vienna, Organization for Security and Co-operation in Europe (OSCE), 2013, 100 p.
32. Saukh S. and Borysenko A. Modeling of Local Power Systems Development under Conditions of Military Operations. IEEE 13th International Conference on *Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT)*, Athens, Greece, 13-15 October 2023. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/DESSERT61349.2023.10416523>.

Надійшла 17.02.2025

ПРОГНОЗУВАННЯ ОБСЯГІВ ТА ЦІН НА БАЛАНСУЮЧУ ПОСЛУГУ В ОЕС УКРАЇНИ

В.В. Сичова^{*}, В.О. Мірошник^{}**, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: shorl@ukr.net; miroshnyk.volodymyr@gmail.com.

Нова модель ринку електроенергії в Україні має на меті підвищення конкретності, зокрема шляхом переходу від моделі "єдиного покупця" до децентралізованих торгів. Одним з основних сегментів оптового ринку є балансуєчий ринок, який працює в режимі, близькому до реального часу, задля підвищення стабільності та ефективності електроенергетичної системи. Метою роботи є аналіз доцільності використання ймовірнісних нейронних мереж (ІНН), зокрема Баєсових мереж, задля прогнозування обсягів балансуєчої послуги, яку купує оператор системи передачі, та дослідження класичних моделей задля прогнозування ціни на балансуєчу послугу. Дослідження включало аналіз вибірок обсягів попиту на послуги балансування в напрямках вгору (завантаження) і вниз (розвантаження) за періоди 01.03.2022 – 20.06.2023. Загалом результати прогнозування обсягу попиту на послугу балансування вказують на перспективність застосування ймовірнісних нейронних мереж, але необхідним є подальше вдосконалення моделі. Для прогнозування цін використовувалися моделі ARIMA та VARMA. Результати показали, що моделі ARIMA переважають, хоча обидві моделі демонструють високу похибку, особливо для даних вниз (розвантаження). Прогнозування цін на послуги балансування показало, що модель ARIMA краще відтворює фактичні дані, однак точність прогнозів залишається низькою, особливо для часового ряду цін послуги на розвантаження. Бібл. 7, табл. 1, рис. 4.

Ключові слова: ОЕС України, штучна нейронна мережа, короткострокове прогнозування, балансуєчий ринок.

Вступ. Введена з 2019 року нова модель оптового ринку електричної енергії передбачає можливість купувати і продавати електричну енергію на конкурентних засадах. Оптовий ринок розбивається на чотири сегменти: ринок двосторонніх договорів (ДД), ринок «на добу наперед» (РДН), внутрішньодобовий ринок (ВДР) та балансуєчий ринок (БР). У порівнянні з попередньою моделлю "єдиного покупця" її перевагою є можливість укладання прямих договорів між учасниками ринку, що розвиває конкурентне середовище, перехід до децентралізованої системи складання та подання графіків, впровадження балансуєчого ринку, що ставиться на протидію економічній диспетчеризації тощо.

Балансуєчий ринок електроенергії (БР) [1] є системою відносин між оператором системи передачі та учасниками цього ринку, що функціонує в режимі, близькому до реального часу, з метою забезпечення балансу обсягів виробництва/споживання електроенергії, фізичного та фінансового урегулювання небалансів електроенергії.

Балансуєчий ринок є фундаментальною особливістю нової моделі ринку, його характерними функціями є:

- операції в часі близькому до реального, що дає змогу учасникам ринку коригувати свої плани виробництва або споживання електроенергії в залежності від актуальних умов;
- врегулювання небалансів відповідно до системних обмежень на виробництво, передачу та розподіл електроенергії, що є важливим задля забезпечення стабільності системи та уникнення перебоїв у постачанні;
- контроль балансу між виробництвом та споживанням електроенергії з урахуванням уточненого короткострокового прогнозу попиту у сегменті балансуєчого ринку;
- фінансове регулювання небалансів [2].

Важливою задачею, що вирішується за результатами роботи БР, є задача врегулювання небалансів електричної енергії за рахунок їхнього покриття постачальниками послуг з балансування. За результатами роботи БР на підставі даних оператора системи передачі та адміністратора

© Сичова В.В., Мірошник В.О., 2025

ORCID: ^{*} <https://orcid.org/0000-0001-7385-1680>; ^{**} <https://orcid.org/0000-0001-9036-7268>

© Видавець Інститут електродинаміки 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>

комерційного обліку адміністратор розрахунків розраховує платежі оператора системи передачі та постачальників послуг з балансування за електричну енергію, ціни небалансу електричної енергії, а також обсяги небалансів електричної енергії учасників ринку і відповідні платежі за них та виставляє відповідні рахунки у порядку, визначеному правилами ринку.

Розрізняють позитивні (профіцит) та негативні (дефіцит) небаланси електричної енергії. У разі допущення позитивного небалансу електроенергії, сторона, відповідальна за нього, мусить умовно продати його за ціною балансуючого ринку під час розвантаження. У випадку виникнення негативного небалансу сторона, відповідальна за нього, мусить докупити цей додатковий обсяг електроенергії за ціною балансуючого ринку на завантаженні. Продаж надлишкового та купівля додаткового обсягу електроенергії здійснюється за ціною РДН, та формується штрафний платіж на цей обсяг за ціною, розрахованою як різниця цін БР і РДН. Балансуючий ринок електроенергії став важливою особливістю нової моделі ринку електроенергії в Україні після його реформи, відіграючи вагомий роль у забезпеченні стабільності та ефективності електроенергетичної системи, процесах подальшого об'єднання ринку електричної енергії України з ринками країн Європи [3, 4].

Метою даного дослідження є аналіз ефективності використання ймовірнісних нейронних мереж та традиційних моделей ARIMA і VARMA для прогнозування обсягів попиту та цін на послуги балансування на балансуєчому ринку електроенергії України. Дослідження спрямоване на вивчення можливостей моделювання невизначеності прогнозів та оцінку якості різних методів прогнозування.

Ймовірнісні нейронні мережі для прогнозування на балансуєчому ринку електричної енергії. Враховуючи значну варіативність часових рядів обсягів балансуєчої послуги [5] та цін для їхнього прогнозування, запропоновано використовувати різновид ймовірнісних нейронних мереж (ЙНН), а саме Баєсові мережі [6]. Головною особливістю ЙНН є здатність кількісно визначити невизначеність у прогнозах [7]. Це досягається шляхом оцінки розподілу ймовірностей за виходами мережі. Замість єдиного прогнозу ЙНН моделює розподіл ймовірностей прогнозової величини, умовна ширина якого відображає невизначеність.

Фундаментальним підходом до моделювання невизначеності в переважній більшості ЙНН є використання баєсівських методів. Розподіли ймовірностей визначаються за допомогою ваг і параметрів невизначеності нейронної мережі. Ці розподіли називаються апіорними і є відправною точкою для обчислення апостеріорних розподілів, тобто оновлених розподілів після врахування фактичних даних.

Задля оцінювання якості побудови прогнозних інтервалів використовують різні метрики.

1. Ширина інтервалу прогнозування (PIW)

Першим індексом для оцінки інтервалів прогнозування (ПІ ($Q^a(x_i)$)) є ширина інтервалу прогнозування (PIW). Він оцінюється за допомогою різниці значень нижньої ($L^a(x_i)$) та верхньої ($U^a(x_i)$) межі

$$PIW_i = U^a(x_i) - L^a(x_i),$$

де a – рівень довіри; x – середнє значення прогнозного інтервалу; $i = \{1..m\}$, де m – обсяг вибірки прогнозування.

2. Імовірність охоплення інтервалу прогнозу (PICP)

PICP є важливим індексом, який оцінює надійність сформульованих ПІ. Його можна виразити у вигляді рівняння

$$PICP = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^m q_i,$$

де q – бінарний показник, який визначається з умови

$$q_i = \begin{cases} 1, & \text{якщо } y_i \in Q^a(x_i), \\ 0, & \text{якщо } y_i \notin Q^a(x_i). \end{cases}$$

Цільове значення цього показника є близьким до заданого рівня надійності.

3. Нормована середня ширина інтервалів прогнозу (PINAW)

PINAW представляє середню ширину інтервалу передбачення, нормалізовану до загальної кількості інтервалів. Він дає уявлення про середню точність передбачень

$$PINAW = \frac{1}{mR} \sum_{i=1}^m PIW_i,$$

де R – розмах фактичних значень прогнозованого діапазону, $R = y_{max} - y_{min}$.

Менше значення $PINAW$ вказує на більшу точність передбачень, оскільки це означає меншу середню ширину інтервалу.

4. Нормалізоване середнє відхилення інтервалу прогнозу ($PINAD$)

$PINAD$ є індексом для кількісного опису відхилення ІП від фактичних значень. Він виражений у рівнянні

$$PINAD = \frac{1}{mR} \sum_{i=1}^m dv_i,$$

де dv визначається наступним чином

$$dv = \begin{cases} L_i^\alpha - y_i, & \text{якщо } y_i < L_i^\alpha, \\ 0, & \text{якщо } L_i^\alpha \leq y_i \leq U_i^\alpha, \\ y_i - U_i^\alpha, & \text{якщо } y_i > U_i^\alpha. \end{cases}$$

Менше значення $PINAD$ вказує на менше середнє відхилення фактичних значень від передбачених, що свідчить про більшу точність прогнозу.

5. Середня ширина інтервалу передбачення з урахуванням покриття ($PICAW$)

Індокси, описані вище, стосуються лише ІП, які охоплюють фактичні значення. Оцінка $PICAW$ включає ІП, які не покривають фактичні значення, оскільки це негативно впливає на ширину ІП. $PICAW$ обчислюється наступним чином:

$$PICAW = \frac{1}{R} \left(\frac{1}{m_{p+}} \sum_{i=1}^{m_{p+}} PIW_i + \lambda \frac{1}{m_{p-}} \sum_{i=1}^{m_{p-}} PIW_i \right),$$

де m_{p+} , m_{p-} , відповідно, представляють кількість фактичних значень, які ІП покриває або не покриває відповідно. Контрольний параметр, який збільшує різницю між ІП та фактичними значеннями, становить $\lambda > 1$. $PICAW$ дає більш точну оцінку конструкції ІП, коли фактичні значення знаходяться далі від ІП. Менше значення $PICAW$ вказує на меншу середню ширину інтервалу для тих, в які фактично входять значення, що також вказує на більшу точність для цих конкретних інтервалів.

Дані для прогнозування. Проведено дослідження вибірок обсягів попиту Укренерго на послуги балансування (ПБ) у напрямку вгору (завантаження) й вниз (розвантаження) для періодів 01.03.2022 – 20.06.2023 (11448 точок, 477 діб); 21.06.2022 – 20.06.2023 (8760 точок, 365 діб); 20.12.2022 – 20.06.2023 (4392 точки, 183 доби). В таблиці наведено описову статистику кожної вибірки.

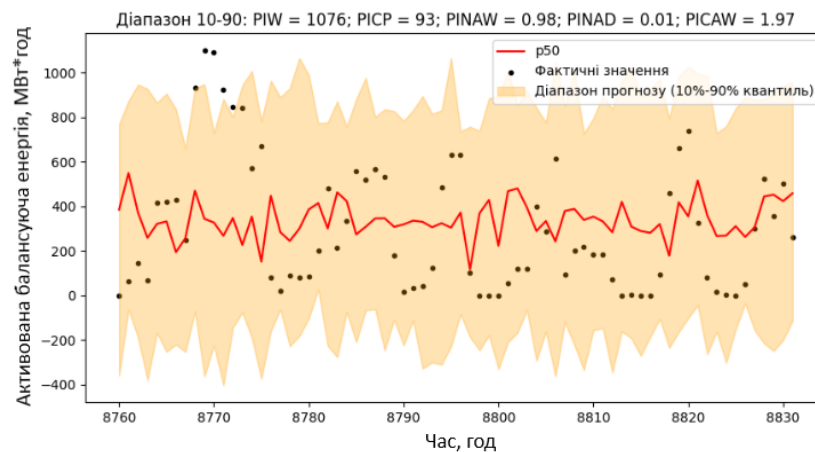
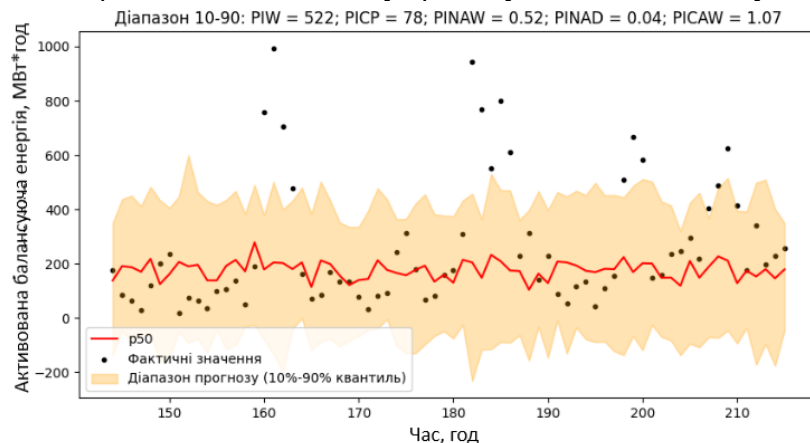
Показник	Період 1		Період 2		Період 3	
	Вгору	Вниз	Вгору	Вниз	Вгору	Вниз
Середнє, МВт·год	524,42	582,96	510,78	471,5	431,84	386,49
Медіана, МВт·год	449,4	451	427,09	332,29	360,1	242,49
Мінімум, МВт·год	0	0	0	0	0	0
Максимум, МВт·год	2647,2	4376,6	2647,2	4376,6	2213,5	3391,2
Середньоквадратичне відхилення, МВт·год	398	561,46	419,29	506,72	349,77	431,09
Коефіцієнт варіації, в.о.	0,76	0,96	0,82	1,07	0,81	1,11
Асиметрія	1,2	1,5	1,2	2	1	1,6
Експес	1,9	3,3	1,9	6,85	0,9	4,0117

Кожна вибірка має широкий розкид значень від середнього. Значення коефіцієнтів автокореляції 85,98÷92,5%. Аналіз періодограм показує наявність періодів у 8, 12 та 24 години. Кореляційний зв'язок між вибірками даних «вгору» та «вниз» відсутній, на що вказують низькі значеннями коефіцієнтів кореляції.

Результати прогнозування. Проведено ретельне дослідження моделі на основі *BNN*, яка має один прихований шар із функцією активації – гіперболічний тангенс *Tanh*. Навчання здійснюється за допомогою методу *MCMC*. Ядром *MCMC* є *HMC* (*Hamiltonian Monte Carlo*). Величина шуму моделі (*sigma*) визначається з гамма-розподілу *Gamma*(0.5,1).

Визначення квантилів для неоднорідності розподілу може відбуватися на основі апостеріорних семплів, отриманих під час *MCMC*. Квантилі використовуються для оцінювання розмаху можливих значень в майбутньому, враховуючи неоднорідність розподілу. Можна обчислити різні перцентелі, такі як медіана (p50), нижні (p10, p20, p30, p40) та верхні (p90, p80, p70, p60) перцентилі.

На рис. 1 та 2 наведено фактичні та прогнозні значення активованої балансуєчої потужності для заданого діапазону прогнозного інтервалу між 10 та 90 перцентелем. За точкову оцінку використано значення медіани прогнозного інтервалу (перцентиль 50%). На рисунках можна помітити широкий розкид фактичних значень прогнозованої величини навколо прогнозованої кривої, що свідчить про високий рівень невизначеності у прогнозуванні та потенційну нестабільність моделі.



Середні значення *PIW* для прогнозованих значень за даними «вгору» є вищими, тобто межі цих інтервалів є ширшими. Значення показника *PINAW* за даними «вниз» для кожного горизонту прогнозування збільшуються пропорційно зі збільшенням передісторії, що є цілком виправданим та корелює з вищими значеннями похибок. Для вибірки даних «вгору» натомість присутнє суттєве зниження *PINAW* за горизонту прогнозування 504 точки. Оскільки цільове значення *PINAW* прямує до нуля, слід зауважити потребу цієї моделі у великому обсязі передісторії. Показник *PINAD* збільшується для кожної моделі зі звуженням інтервалу прогнозування. Значення показника *PICAW* вищі за 1 вказують на перевернення прогнозованим діапазоном фактичного розмаху. Загалом результати прогнозування обсягу попиту на послугу балансування вказують на перспективність застосування ймовірнісних нейронних мереж, але необхідним є подальше вдосконалення моделі.

Враховуючи, що з точки зору статистичних показників часові ряди цін є більш стабільними, задля їхнього прогнозування використано моделі *ARIMA* та *VARMA*.

Проведено дослідження для різної довжини передісторії (30, 90, 180). Коефіцієнти моделей ARIMA(1,1,1), VARMA(0,1). За даними «вгору» перевагу має ARIMA, довжина передісторії має незначний вплив. У випадку даних «вниз», ARIMA переважає над VARMA, але згідно з MAE, похибки обох моделей є доволі високими, адже обидві моделі не в змозі передбачити значення рівні чи близькі до 0. Прогнозовані графіки відтворюють форму фактичних. На рис. 3 4 наведено графіки випадкових діб (передісторія 30) для часових рядів цін за напрямки вгору (завантаження) та вниз (розвантаження) відповідно. Задля оцінки похибки використовувалося значення середньоквадратичної похибки, поділене на середнє фактичне значення часового ряду у відсотках. Найнижче значення похибки для цін на завантаження становить 27,7% для моделі ARIMA, для часового ряду цін на розвантаження похибка складає 79,6%.

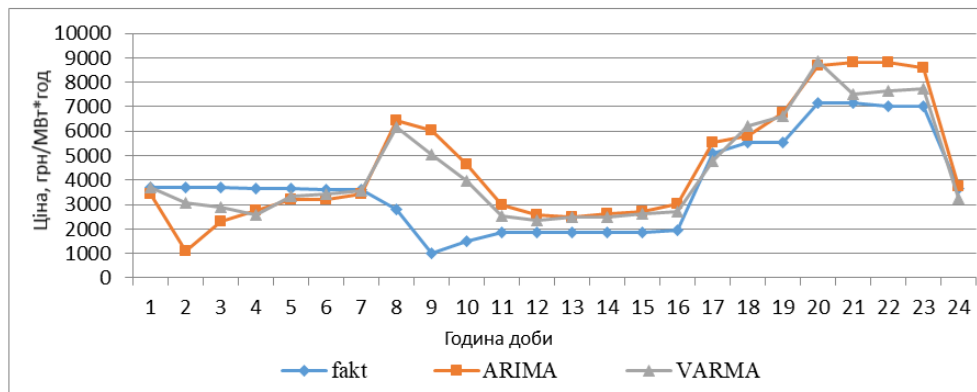


Рис. 3

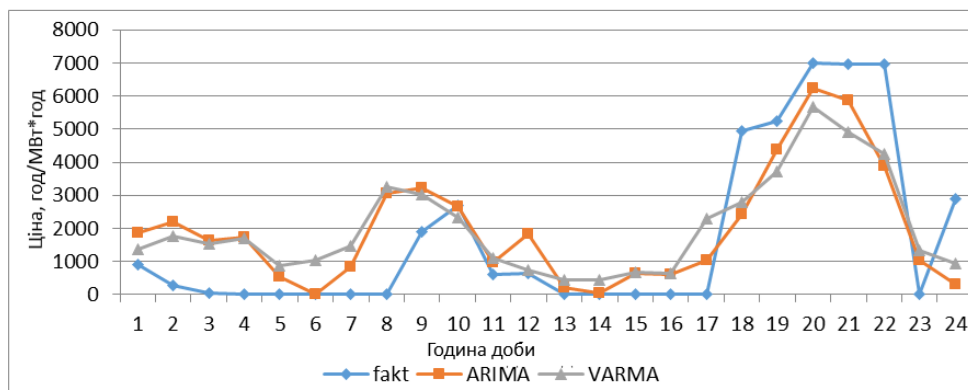


Рис. 4

Висновки. Зважаючи на високу стохастичність часових рядів обсягу попиту на послугу балансування, їхнє прогнозування доцільно здійснювати ймовірнісними нейронними мережами, які дають змогу оцінити невизначеність прогнозу у вигляді прогнозу значень певних квантилів розподілу фактичної величини. Під час прогнозування за допомогою *BNN* проведено кілька дослідів із різними горизонтами прогнозування та обсягами передісторії. Модель, яка досягла мінімального значення похибки *RMSE* для часового ряду обсягу послуги на розвантаження (266,87 МВт*год), «навчалася» на передісторії розміром 2520 точок. Для часового ряду послуги завантаження мінімальне значення *RSME* склало 230,22 МВт*год за обсягу передісторії 360 точок.

У дослідженні прогнозування цін на балансуєчі послуги енергосистеми України було використано моделі ARIMA та VARMA. Моделі ARIMA продемонстрували перевагу над VARMA за точністю відтворення фактичних даних. Проте, обидві моделі показують високу похибку прогнозу, що унеможливає їхнє практичне використання без додаткового доопрацювання, особливо у випадку прогнозування цін на послуги розвантаження.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Науково-технічні засади відновлення та керованості електроенергетичної системи України в повоєнний період за синхронної роботи з енергооб'єднанням країн континентальної Європи (ENTSO-E)», КПКБК 6541030.

1. Про затвердження Правил ринку: постанова Національна комісія, що здійснює державне регулювання у сферах енергетики та комунальних послуг від 14.03.2018 р. № 307. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18#Text> (дата звернення 23.03.2024).

2. Блінов І.В., Парус Є.В., Іванов Г.А. Імітаційне моделювання функціонування балансуєчого ринку електроенергії з урахування системних обмежень на параметри ОЕС України. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 6. С. 72–79. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.072>.
3. Кириленко О.В., Павловський В.В., Блінов І.В. Науково-технічне забезпечення організації роботи ОЕС України в синхронному режимі з європейською континентальною енергетичною системою ENTSO-E. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 5. С. 59–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.059>.
4. Blinov I., Kyrylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account Power Systems Transmission Network Constraints. Part of book: *Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control*. Vol. 388. Springer, Cham, 2022. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1.
5. Blinov I., Miroshnyk V., Sychova V. Comparison of models for short-term forecasting of electricity imbalances. 2022 IEEE 8th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 12-14 October 2022. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969288>.
6. Liang F. Bayesian neural networks for nonlinear time series forecasting. *Stat Comput.* 2005. No 15. Pp. 13–29. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11222-005-4786-8>.
7. Al-Gabalawy M., Hosny N.S., Adly A.R. Probabilistic forecasting for energy time series considering uncertainties based on deep learning algorithms. *Electric Power Systems Research*. 2021. Vol. 196. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2021.107216>.

FORECASTING VOLUMES AND PRICES OF BALANCING SERVICES OF IPS OF UKRAINE

V.V. Sychova, V.O. Miroshnyk

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

E-mail: shorl@ukr.net; miroshnyk.volodymyr@gmail.com.

The new electricity market model in Ukraine aims to enhance and optimize market dynamics, particularly through the transition from a "single buyer" model to a decentralized system. One of the main segments of the wholesale market is the balancing market, which operates in near real-time to improve the stability and efficiency of the power system. This paper aims to analyze the use of probabilistic neural networks (PNNs), specifically Bayesian networks, for forecasting the volumes of balancing services purchased by the transmission system operator, and to investigate classical models for forecasting the price of balancing services. The study included an analysis of demand volumes for balancing services in the upward (loading) and downward (unloading) directions for the periods from March 1, 2022, to June 20, 2023. Overall, the forecasting results for the demand volumes of balancing services are satisfactory but require further improvement. ARIMA and VARMA models were used for price forecasting. Price forecasting for balancing services indicated that the ARIMA model better replicates actual data; however, the accuracy of the forecasts remains low, particularly for the price series of unloading services. To improve forecasting results, it is necessary to optimize the models and use longer data histories. References 7, table 1, figures 4.

Keywords: IPS of Ukraine, artificial neural network, short-term forecasting, balancing market.

1. About the statement of Rules of the market. Resolution of National energy and regulatory commission, Ukraine 14.03.2018 No 307. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18#Text> (accessed at 14.03.2024). (Ukr)
2. Blinov I.V., Parus Ye.V., Ivanov H.A. Imitation modeling of the balancing electricity market functioning taking into account system constraints on the parameters of the IPS of Ukraine mode. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 6. Pp. 72–79. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.072>. (Ukr)
3. Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Blinov I.V. Scientific and technical support for organizing the work of the ips of ukraine in synchronous mode with the continental european power system ENTSO-E. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 5. Pp. 59–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.059>. (Ukr)
4. Blinov I., Kyrylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account Power Systems Transmission Network Constraints. Part of book: *Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control*. Vol. 388. Springer, Cham, 2022. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1.
5. Blinov I., Miroshnyk V., Sychova V. Comparison of models for short-term forecasting of electricity imbalances. 2022 IEEE 8th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 12-14 October 2022. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969288>.
6. Liang F. Bayesian neural networks for nonlinear time series forecasting. *Stat Comput.* 2005. No 15. Pp. 13–29. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11222-005-4786-8>.
7. Al-Gabalawy M., Hosny N.S., Adly A.R. Probabilistic forecasting for energy time series considering uncertainties based on deep learning algorithms. *Electric Power Systems Research*. 2021. Vol. 196. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2021.107216>.

Надійшла 03.06.2024
Остаточний варіант 17.10.2024

ВИКОРИСТАННЯ МЕХАНІЗМІВ САМОРЕГУЛЮВАННЯ ПІД ЧАС ЕЛЕКТРОШЛАКОВОГО НАПЛАВЛЕННЯ У СТАЦІОНАРНОМУ СТРУМОПІДВІДНОМУ КРИСТАЛІЗАТОРІ

В.Г. Соловйов *, канд. техн. наук, **І.Ю. Романова** **, канд. техн. наук
Інститут електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України,
вул. Казимира Малевича, 11, Київ, 03150, Україна.
E-mail: hhsova@gmail.com; romanova@paton.kiev.ua.

В умовах, коли відсутня система автоматичного управління для електрошлакового наплавлення у стаціонарному струмопідвідному кристалізаторі з використанням плавкого електрода, запропоновано метод механізованого наплавлення із заданими технологічними характеристиками виробу з використанням механізмів саморегулювання. Метод базується на механізованому напавленні, яке передбачає використання спеціалізованого обладнання для автоматизації контролю процесу наплавлення, у той час як низка підготовчих технологічних операцій виконується в ручному режимі. Цей метод поєднує переваги автоматизації контролю з гнучкістю ручного наплавлення, що сприяє підвищенню продуктивності та якості напавленого шару. Часткова автоматизація передбачає обов'язковий автоматичний контроль основних технологічних параметрів наплавлення, таких як струм, потужність, електропровідність і напруга, яка подається до стаціонарного струмопідвідного кристалізатора. Бібл. 12, рис. 6.

Ключові слова: стаціонарний струмопідвідний кристалізатор, механізм саморегулювання, параметри металеві ванни, мультифізичне моделювання, електрошлакове наплавлення.

Вступ. Процеси, що відбуваються в стаціонарному струмопідвідному кристалізаторі (СПК) під час електрошлакового наплавлення з використанням плавкого електрода, залежать від багатьох факторів, які не завжди контролюються оператором за допомогою апаратури та часто оцінюються ним інтуїтивно. При цьому точність такої оцінки залежить від досвіду оператора. У разі відсутності системи автоматичного регулювання завдання зі зміни напруги та швидкості подачі електрода виконуються вручну. Це збільшує ймовірність помилок у процесі наплавлення або перепаву. На сьогодні широко застосовується метод механізованого наплавлення [1–5], який базується на використанні спеціалізованого обладнання для автоматизації процесу наплавлення, тоді як ряд операцій виконується в ручному режимі. Цей метод поєднує переваги часткової автоматизації з гнучкістю ручного наплавлення, що сприяє підвищенню продуктивності та у деяких випадках якості напавленого шару. Часткова автоматизація передбачає обов'язковий автоматичний контроль основних технологічних параметрів наплавлення, таких як струм, потужність, електропровідність і напруга, яка подається до СПК. Електрошлаковий процес відрізняється високою енергоємністю, через що струм у з'єднувальних кабелях може досягати 3 кА, а довжина кабелів іноді перевищує 10 м. Тому вибір топології прокладання кабелів, схеми підключення джерел живлення до СПК, а також урахування втрат потужності у коротких мережах [6–8] стає важливим фактором для підготовки та правильного проведення процесу наплавлення, забезпечуючи повторюваність умов і сприяючи підвищенню професійного рівня напавника.

Враховуючи, що стаціонарні СПК застосовуються для наплавлення відносно тонких шарів, регулювання рівня металеві ванни не передбачене. Відсутність можливості прямого вимірювання глибини занурення плавкого електрода (ПЕ) за умов наявності кільцевого електрода (КЕ) робить неможливим якісне автоматичне керування швидкістю подачі ПЕ. Крім того, через малий об'єм напавних робіт у СПК із зовнішнім діаметром до 300 мм використання складних автоматизованих

© Соловйов В.Г., Романова І.Ю., 2025
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-1454-7520>; ** <https://orcid.org/0000-0001-7154-1830>

© Видавець Інститут електродинаміки 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>

систем управління вважається невиправданим. Тому регулювання швидкості подачі плавкого електрода та перемикання напруги на джерелі живлення здійснюються вручну.

У стаціонарних СПК зростання наплавленого шару призводить до зміни міжелектродних відстаней як між піддоном і кільцевим електродом, так і між піддоном і плавким електродом. Ця зміна призводить до підвищення рівня шлакової ванни (ШВ) відносно нижнього краю графітової футеровки (ГФ), збільшуючи площу футеровки, омивану рідким шлаком. Таке підвищення рівня ШВ викликає переміщення вгору нижнього краю плавкого електрода відносно КЕ, що додатково впливає на його тепловий стан. Тому для ефективного управління процесом наплавлення недостатньо стабілізувати лише напругу на СПК або струм джерела живлення. Необхідно регулювати процес відповідно до певного закону, що враховує динамічну зміну напруги, струму та швидкості подачі плавкого електрода.

У зв'язку зі складністю створення систем автоматичного керування напругою на клемах стаціонарних СПК і швидкістю подачі плавкого електрода у шлакову ванну під час наплавлення виникає необхідність глибшого вивчення та використання процесів саморегулювання, характерних для електрошлакового наплавлення (ЕШН). Застосування процесу саморегулювання для заданої швидкості подачі електрода, який забезпечує стабільність швидкості його плавлення, а також процесу саморегулювання напруги на клемах СПК у разі контрольованої електропровідності кристалізатора, дасть змогу мінімізувати помилки, що виникають за ручного керування процесом наплавлення.

Мета роботи полягає у розробці методу використання механізмів саморегулювання під час ЕШН у стаціонарному СПК, що дасть можливість скоротити кількість ручних операцій. Це може значно покращити ефективність процесу наплавлення, особливо під час роботи зі стаціонарними СПК, де точність і повторюваність умов є ключовими факторами.

Виходячи з відсутності автоматичної системи управління, на самому початку процесу наплавлення необхідно створити три умови підготовки до проведення процесу.

1. Вибрати та встановити певний ступінь напруги джерела живлення та не змінювати його до кінця процесу.
2. Визначити та встановити швидкість подачі плавкого електрода та не змінювати її.
3. Встановити затравку на певному початковому значенні її рівня відносно нижньої кромки графітової футеровки.

Експериментальні дослідження. Якщо активна складова електропровідності короткої мережі, яка є частиною електричного ланцюга, що подає струм від джерела живлення до електродів стаціонарного СПК і шлакової ванни, становить приблизно $< 200 \text{ См}$, то з'являється можливість використання механізму саморегулювання напруги на СПК. Це означає, що у разі збільшення струму джерела, викликаному скороченням міжелектродного проміжку між піддоном і кільцевим електродом, а також піддоном і плавким електродом, напруга на електродах СПК зменшується за рахунок збільшення падіння напруги в короткій мережі. Це частково запобігає можливому збільшенню виділеної потужності та ризику перегріву ШВ за стабілізованої напруги.

Отриманий авторами досвід під час проведення експериментів показав наступне: на кабелі живлення довжиною $\sim 10 \text{ м}$ зафіксовано спад напруги на рівні $15...25 \text{ В}$. Перемичка між плавким і неплавким електродами кристалізатора повинна мати мінімальний опір і під'єднуватися безпосередньо до клем кристалізатора. З'єднання перемички з клемою джерела живлення слід здійснювати з використанням кабелю мінімально можливої довжини. Навіть на мідній перемичці, що з'єднує клеми кристалізатора, було помічено спад напруги на рівні $20...25 \text{ мВ}$, що створювало труднощі у разі використання струмових вимірювальних шунтів з вихідним сигналом $0...75 \text{ мВ}$. Вимірювання напруги на кристалізаторі необхідно проводити безпосередньо на його клемах. Для передачі сигналів змінного струму в обчислювальний пристрій використовувалися, залежно від ситуації, вимірювальні трансформатори струму та шунти, що дають змогу вимірювати струм до 2 кА .

Перетворення аналогових сигналів здійснювалося за допомогою АЦП з USB-виходом Е14-140. Для запису та обробки інформації використовувався ноутбук з програмним забезпеченням *PowerGraph*, за джерело живлення СПК – трансформатор ТШП-10. Показники штатного вольтметра на панелі джерела живлення не відповідали реальній напрузі на клемах кристалізатора, тому їх не застосовували для автоматизації технологічного контролю. Використання джерела змінної напруги вимагало застосування спеціальних алгоритмів фільтрації сигналів струму та напруги. Процес фільтрації значно ускладнювався через наявність вентильного ефекту в шлаковій ванні [9, 10]. Цей ефект полягає в тому, що розплавлений шлак змінює свою електропровідність у залежності від

температури, складу та напрямку протікання струму, що призводить до нелінійності та спотворення форми синусоїди. Задля коректної оцінки ступеня нагріву шлаку за виділеною в шлаковій ванні електричною потужністю необхідно враховувати ці спотворення та використовувати спеціалізовані алгоритми розрахунку активної потужності.

Для усереднення параметрів напруги та струму в часі застосовувався фільтр ковзаючого інтегрального середнього [11] на ковзному інтервалі часу 2 с. Двосекундний інтервал часу усереднення дає можливість не втратити інформацію під час перемикання ступенів джерела живлення.

Математичний опис фільтра: $Y(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=t-n+1}^t |X(i)|$, де $Y(t)$ – вихідний сигнал; n – розмір вікна

фільтра; $X(i)$ – значення вхідного сигналу на момент часу i ; t – час; i – порядковий номер окремого значення в наборі даних вхідного сигналу (дискрети). Вікно фільтра ковзаючого інтегрального середнього для двосекундного інтервалу часу усереднення за частоти дискретизації 1 кГц склало $n = 2000$.

Фільтр ковзаючого інтегрального середнього використовувався як для сигналу напруги, так і для сумарного для КЕ і ПЕ струму. Таким чином, було обчислено ефективні значення струму та напруги, добуток яких визначав потужність, споживану ШВ. Відношення сумарного для КЕ та ПЕ струму до напруги визначало інтегральну активну складову електропровідності ШВ.

Аналіз експериментальних даних, представлених у [12], дав змогу отримати залежності

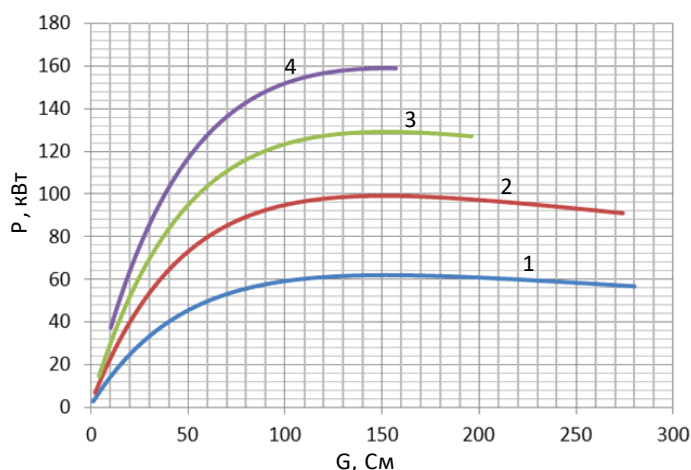


Рис. 1

потужності (P), споживаної стаціонарним СПК, від електропровідності ШВ (G) для чотирьох ступенів роботи джерела живлення ТШП-10 (рис. 1) та для реальних параметрів короткої мережі в проведеному експерименті, де: P – потужність споживання СПК, кВт; G – електропровідність СПК, См; 1 – перший ступінь; 2 – другий ступінь; 3 – третій ступінь; 4 – четвертий ступінь. Ці залежності наочно демонструють вплив характеристики короткої мережі в схемі живлення на споживану потужність і тепловий стан стаціонарного СПК.

Схему під'єднання стаціонарного СПК до джерела живлення та засобів обробки інформації наведено на рис. 2, де: 1

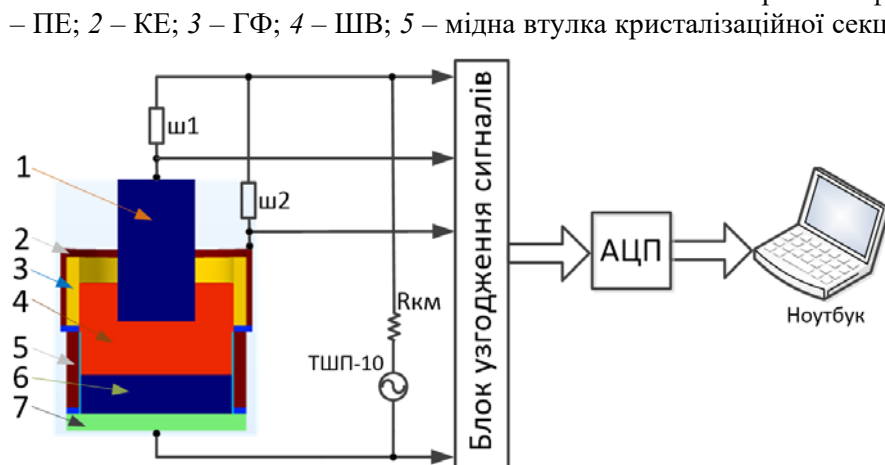


Рис. 2

– ПЕ; 2 – КЕ; 3 – ГФ; 4 – ШВ; 5 – мідна втулка кристалізаційної секції; 6 – затравка; 7 – піддон; $R_{км}$ – опір короткої мережі; ТШП-10 – джерело живлення; ш1 – вимірювальний шунт ПЕ; ш2 – вимірювальний шунт КЕ; АЦП – аналого-цифровий перетворювач.

Напруга змінного струму від трансформатора ТШП-10 із синусоїдною формою, що має чотири ступеня зміни напруги, подавалася на клемі плавкового електрода струмовідвідної секції кристалізатора (СПСК) і піддона кристалізатора. Під

час експерименту проводилися вимірювання в часі напруги, прикладеної до клем плавкового електрода, мідної втулки СПСК і піддона, а також струм у ланцюгах плавкий електрод–шлакова ванна–металева ванна–виріб–піддон та СПСК–шлакова ванна–металева ванна–виріб–піддон. Здійснювалося цифрове

перетворення зазначених параметрів за допомогою вимірювальних шунтів ш1 і ш2, блока узгодження сигналів, АЦП. Розрахунок активних складових провідності та споживаної потужності обох вимірюваних електричних ланцюгів проводився на ноутбучі.

Задля досягнення поставленої мети було проведено аналіз можливостей непрямої оцінки параметрів, що визначають електротехнічні та теплофізичні процеси в шлаковій ванні з урахуванням отриманих в експерименті характеристик короткої мережі. Серед вивчених параметрів – температура на кінці ПЕ, температура в центрі поверхні МВ, глибина МВ, напруга на КЕ та ПЕ, а також величини струмів, електропровідностей та виділеної потужності в обох каналах СПК таких, як піддон–КЕ та піддон–ПЕ. Залю аналізу використовувалися методи мультифізичного моделювання.

Мультифізичне моделювання. Отримані експериментальні дані, зокрема наведені в [10], були використані для створення та валідації мультифізичної моделі стаціонарного СПК з ПЕ. Мультифізичне моделювання проводилося на графічній тривимірній моделі з моделюванням джоулевого нагріву [12]. Приклади схеми моделі наведено на рис. 3 (ліворуч – структура СПК; праворуч – розрахункова сітка СПК). Модель містить в собі верхню СПСК, що складається з мідної водоохолоджуваної втулки без вертикального розрізу та графітової футеровки, а також нижню формуючу секцію кристалізатора (ФСК), яка є другою мідною втулкою. Крім того, модель містить плавкий електрод, ШВ ванну, затравку (виріб), піддон, гарнісаж між формуючою секцією та ШВ/виробом, а також азбестову ізоляцію між секціями кристалізатора та піддоном.

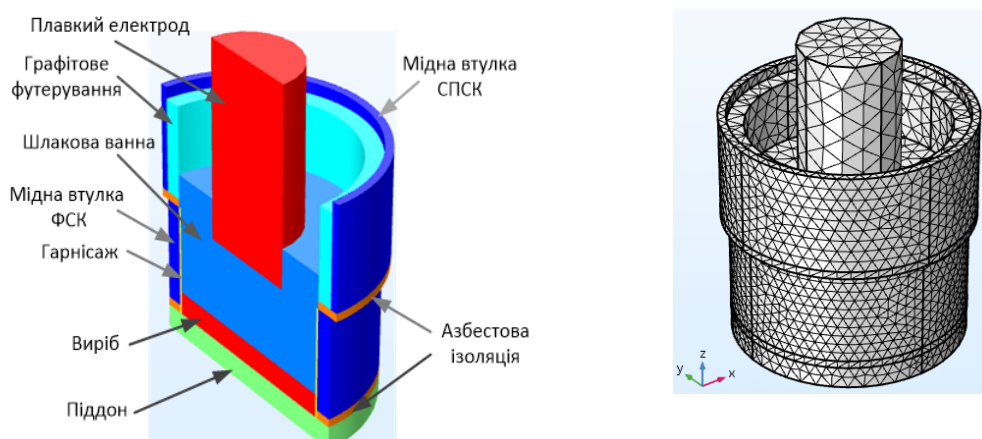


Рис. 3

Під час моделювання СПК автори не застосовували розрізну струмопідвідну секцію, що забезпечує обертання ШВ і МВ у горизонтальній площині, не розв'язували гідродинамічну задачу, а обмежилися електромагнітною і тепловою моделями. Обґрунтування такого рішення наведено в [12]. Обмеження в моделі аналогічні тим, що використовуються в [12].

У моделі використовуються наступні параметри конструкції: внутрішній діаметр кристалізатора $D_k=180$ мм; висота СПСК 90 мм; діаметр електрода $D_e=90$ мм; висота ФСК 88 мм; висота ГФ 80 мм; товщина ГФ 15 мм; висота затравки 15 мм; висота піддона 20 мм; товщина охолоджуваної водою поверхні мідної втулки СПСК 7 мм; товщина охолоджуваної водою поверхні мідної втулки ФСК 15 мм; висота азбестової ізоляційної прокладки 7 мм; відстань від затравки до нижнього краю графітової футеровки $h_{за}=87$ мм; початкова глибина ШВ 92 мм; заглиблення плавкого електрода в шлакову ванну (змінна) $h_{зе}=30\dots 80$ мм; висота виробу (наплавленого шару) $h_{нш}=0\dots 55$ мм.

Розрахункові параметри наступні: глибина металевої ванни в середині дзеркала – $h_{мв}$ (мм); температура торця електрода – $T_{те}(^{\circ}\text{C})$; загальна активна складова електропровідності СПК – G (См); потужність, споживана СПК – $P_{спк}$ (кВт). Розрахунок цих параметрів проводився для різних поєднань двох вхідних для моделі параметрів таких, як величина заглиблення електрода в шлакову ванну $h_{зе}$ і висота наплавленого шару $h_{нш}$. На рис. 4 наведено розподіл розрахункових параметрів $h_{мв}$ (а), $T_{те}$ (б), G (в) і $P_{спк}$ (г) для різних значень заглиблення електрода $h_{зе}$ і висоти наплавленого шару $h_{нш}$. Зазначені параметри задавалися з дискретністю 5 мм. Спочатку розраховувалося за заданими значеннями вхідних параметрів перше наближення значення G , за яким згодом розраховувалося перше наближення значення напруги $U_{спк}$ відповідно до функції $P(G)$ для другого ступеня джерела живлення ТШП-10. Потім, після введення в модель першого розрахованого значення G , проводилася наступна ітерація розрахунку значення $U_{спк}$. Після двох-трьох ітерацій отримували остаточні

значення, $h_{\text{мв}}$, $T_{\text{те}}$, G і $P_{\text{спк}}$, які заносилися в таблицю. Згодом розрахунок повторювався для наступної комбінації параметрів $h_{\text{зе}}$ і $h_{\text{нш}}$.

Глибина металеві ванни $h_{\text{мв}}$, мм												
$h_{\text{зе}} \backslash h_{\text{нш}}$	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55
80	15		15	14,8	14	13,5	12,5	11	10,3	9,3		
75		14	14	13	12	11,7	10	9,5	8,4	7,2	6,2	
70	12		12,5	11,7	10,9	9	8,3	7,6	6,4	5,3	4,5	
65	10,6	11	10,7	10	8,2	7,2	6,6	5,1	4,5	3,7	2,7	2,5
60	9	9,4	9,1	8,3	6,4	4,4	4,5	4,5	2,8	2,3	0	0
55	7,7	8	7,5	6,6	4,8	3,8	2,5	0		0		
50	6,3	6,6	6	5	4	1,6	0	0				
45	5	5,1	4,2	3,3	1,7	0						
40	2,6	3,7	2,7	2	0	0	0					
35	2,5	2,3	1,6	0								
30	1,2	0	0									
25												0

а

Активна складова електропровідності СПК – G , См												
$h_{\text{зе}} \backslash h_{\text{нш}}$	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55
80			68,5		70,2		72	73,2	74,9	77,1		
75				66,4	67,7	68,5	69,8	71,6	74,1	77		
70	60		61,7	62,6	63,2	64,2	65,5	66,9	69,1	71,4	74,4	
65	57,2	58,1	58,9	59,5	59,5	61,5	62,9	64,5	66,7	69,1	72,3	76,2
60	54,7	55,6	56,2	57,1	58,1	59,2	60,5	60,7	64,6	67,2		
55	52,5	53,3	54	54,9	55,9	57,1	58,9					
50	50,4	51,1	52	53	54,1	52,4						
45	48,4	49,3	50,2	51,2	52,4							
40	46,8	47,7	48,6	49,7	51,2							
35	45,2	46,2	47,2									
30	43,8		45,9									
25												

б

Потужність, споживана СПК – $P_{\text{спк}}$, кВт												
$h_{\text{зе}} \backslash h_{\text{нш}}$	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55
80					85,3		86,2	86,7	87,4	88,3		
75					83,4	83,9	84,5	85,1	86	87,1	88,2	
70	79,9		80,9	81,4	81,8	82,4	82,9	83,8	84,8	85,9	87,2	
65	78,2	78,7	79,2	79,6	80,2	80,8	81,5	82,5	83,6	84,8	86,2	87,9
60	76,5	77	77,5	78,1	78,7	79,4	80,3	80,3	82,5	83,9		
55	74,9	75,5	76	76,6	77,3	76,1	79,2					
50	73,4	73,9	74,6	75,3	76,1	74,9						
45	71,8	72,5	73,3	74	74,9							
40	70,5	71,2	72	72,9	74							
35	69,2	70	70,9									
30	68		69,8									
25												

в

г

Рис. 4

У білій зоні знаходяться припустимі комбінації значень параметрів $h_{\text{зе}}$ і $h_{\text{нш}}$, за яких розрахункові значення глибини МВ та температури кінця ПЕ відповідають заданим діапазоном: $1,2 < h_{\text{мв}} < 10$ мм і $1300 < T_{\text{те}} < 1800$ °C.

У розрахунках кінцеве значення $h_{\text{нш}} = 55$ мм відповідає відстані від затравки до нижнього краю ГФ (87 мм) за вирахуванням товщини азбестової ізоляції (7 мм) та прийнятої мінімальної відстані між металевою ванною та верхнім краєм формуючої секції ФСК (25 мм). Результати розрахунків було використано для побудови номограм, що відображають залежності кожного з розрахованих параметрів від вхідних параметрів $h_{\text{зе}}$ і $h_{\text{нш}}$. Залежності апроксимовані багаточленом:

$$z = a_1 + a_2x + a_3y + a_4x^2 + a_5xy + a_6y^2,$$

де z – розрахунковий параметр ($h_{\text{мв}}$, $T_{\text{те}}$, G або $P_{\text{спк}}$); x – вхідний параметр $h_{\text{зе}}$; y – вхідний параметр $h_{\text{нш}}$; $a_1 \dots a_6$ – коефіцієнти масштабування.

На рис. 5, а наведено номограму електропровідності G , згідно з якою електропровідність практично прямо пропорційна заглибленню електрода в ШВ $h_{\text{зе}}$ у разі відсутності наплавленого металу. Цю залежність можна використовувати задля оцінки глибини занурення електрода за значенням G , оскільки цей параметр обчислюється автоматично. На рис. 5, б наведено номограму потужності споживання СПК $P_{\text{спк}}$. За допомогою цих номограм можна оцінити значення G і $P_{\text{спк}}$ за заданих значень $h_{\text{зе}}$ і $h_{\text{нш}}$, не вдаючись до складних обчислень.

На рис. 6 наведено схему зміни заглиблення ПЕ $h_{\text{зе}}$ і глибини МВ $h_{\text{мв}}$ у залежності від збільшення висоти виробу (наплавленого шару) $h_{\text{нш}}$ за постійної заданої швидкості подачі електрода для двох варіантів: у точках А1 і Б1. Це є результатом обчислень основних параметрів змодельованого процесу наплавлення, який здійснювався в автономному режимі без участі оператора. Білим кольором позначено зону дозволених налаштувань наплавок для другого ступеня джерела живлення ТШП-10. У процесі були задіяні механізми саморегулювання: один – для контролю швидкості подачі ПЕ, а інший – для регулювання потужності, яка подається до стаціонарного СПК, що дало змогу адаптуватися до змін електропровідності у шлаковій ванні. Таким чином було візуалізовано як змінюються заглиблення ПЕ $h_{\text{зе}}$ і глибина МВ $h_{\text{мв}}$ у залежності від збільшення висоти виробу (наплавленого шару) $h_{\text{нш}}$. При цьому швидкість подачі електрода залишалася постійною та заданою заздалегідь.

Процес налаштування починається з визначення початкової точки А1, де необхідно встановити температуру кінця ПЕ $T_{\text{те}} = 1452$ °C задля забезпечення оптимальної швидкості його подачі. Ця температура вираховується моделлю та відповідає вимірюваному значенню

електропровідності $G = 43,7$ См. Задля досягнення такої електропровідності швидкість подачі електрода налаштовується вручну, з поступовим збільшенням до заданого значення G . Після досягнення цього значення швидкість подачі електрода фіксується та не змінюється аж до точки A2, де висота наплавленого шару досягає $h_{\text{нш}} = 55$ мм. На графіку чітко видно, що механізм саморегулювання ефективно підтримує температуру кінця електрода протягом всього процесу.

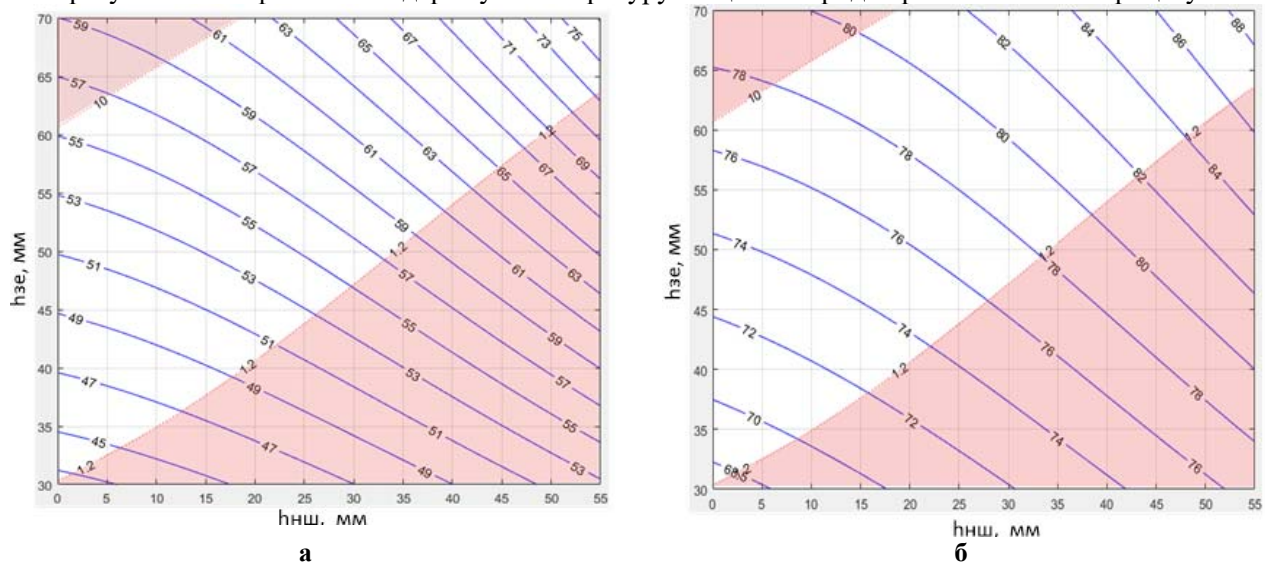


Рис. 5

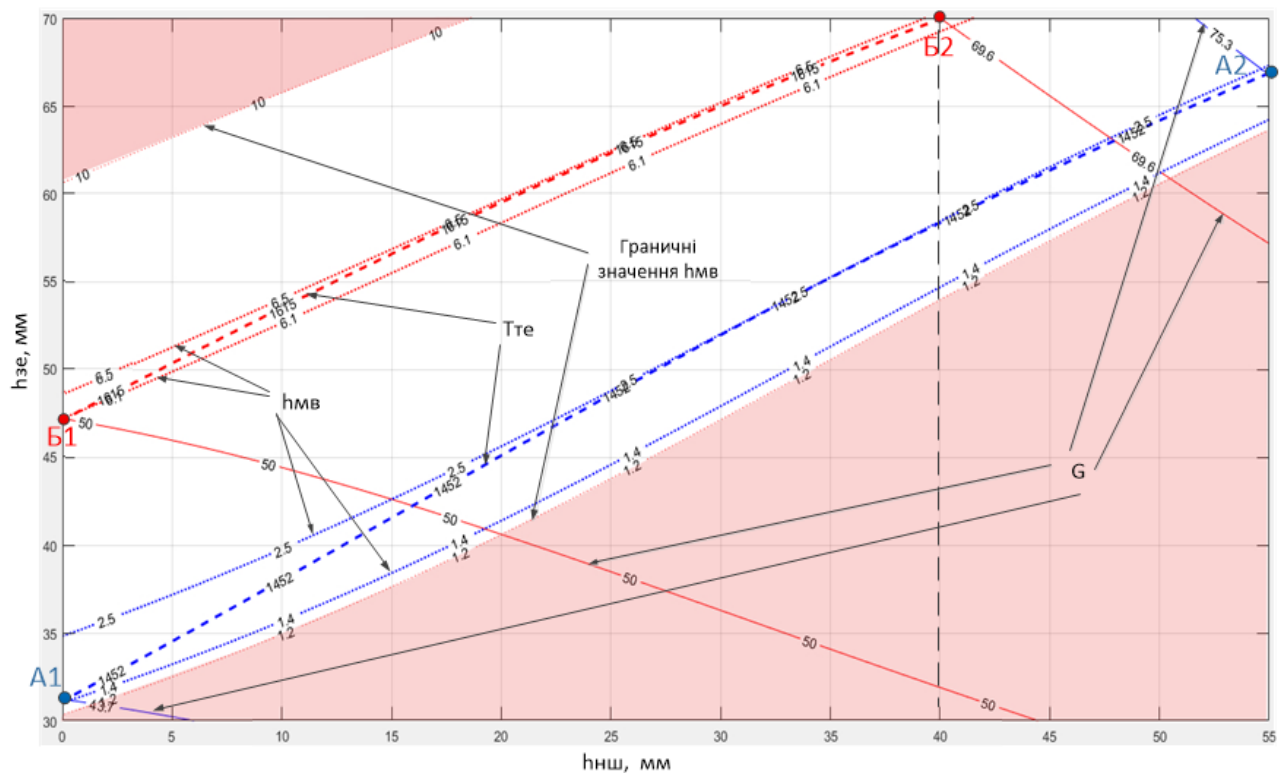


Рис. 6

Вирахуване початкове значення електропровідності $G=43,7$ См було обрано як найприйнятніше з точки зору мінімізації глибини МВ і досягнення максимальної висоти виробу, що наплавляється. У міру зростання наплавленого шару $h_{\text{мв}}$ змінюється від 1,4 мм, підвищується до 2,5 мм ($h_{\text{нш}}=30$ мм), а потім зменшується до 2,4 мм. Важливо завершити процес наплавлення у разі досягнення електропровідності $G=75,3$ См у точці A2, щоб уникнути порушення стабільності процесу.

Процес, який починається з точки B1 і доходить до точки B2, характеризується тим, що відбувається за вищої швидкості подачі електрода з температурою його кінця, яка дорівнює 1615°C , і з більшою продуктивністю. У точці B1 електропровідність $G = 50$ См. У міру зростання наплавленого шару глибина МВ $h_{\text{мв}}$ змінюється від 6,1 мм, підвищується до 6,5 мм ($h_{\text{нш}} = 20$ мм), потім

зменшується до 6,6 мм ($h_{\text{нш}} = 40$ мм). У даному випадку процес необхідно завершити у разі досягнення електропровідності $G = 69,6$ См у точці Б2, щоб уникнути порушення стабільності процесу. Висота наплавленого шару не повинна перевищувати 40 мм.

Запропонований метод наплавлення передбачає виконання наступних основних операцій.

1. Підключення СПК і джерела живлення ТШП-10 згідно зі схемою (рис. 2).
2. Вимірювання параметрів. Визначення активного опору короткого ланцюга ($R_{\text{км}}$), а також теплоелектрофізичні властивості матеріалу флюсу та ПЕ.
3. Налаштування затравки. Обчислення за допомогою моделі та встановлення положення затравки ($h_{\text{за}}$), враховуючи діаметр електрода, ступінь напруги джерела живлення, об'єм ШВ, вимоги до висоти наплавленого шару та зміну висоти ШВ під час заглиблення електрода.
4. Розрахунок електропровідності. Використання запропонованої моделі для розрахунку початкового та кінцевого значень електропровідності (G).
5. Встановлення швидкості подачі електрода відповідно до початкового значення (G) і дотримання її незмінною до завершення процесу наплавлення.
6. Завершення процесу наплавлення, коли буде досягнуто кінцеве значення електропровідності (G).

Висновки.

Мультифізичне моделювання, яке дає змогу моделювати процеси джоулевого нагріву для СПК з ПЕ, є важливим інструментом у розробці нових технологій наплавлення.

Запропонований метод механізованого наплавлення із заданими технологічними характеристиками виробу та використанням механізмів саморегулювання за відсутності системи автоматичного управління швидкістю подачі ПЕ та напруги може бути ефективним рішенням. Цей метод може забезпечити стабільність процесу наплавлення, навіть коли змінюється склад матеріалів або умови експлуатації.

Щоб визначити, чи можна реалізувати цей метод на практиці, необхідно провести ряд аналізів, включаючи експериментальну перевірку (проведення тестів на реальному обладнанні для перевірки робочих характеристик і стабільності процесу), технічний аналіз (перевірку можливості інтеграції нового методу у вже існуючі виробничі лінії), аналіз безпеки (чи не створює нова технологія додаткових ризиків для операторів або обладнання).

Роботу виконано за темою «Дослідити фізико-металургійні особливості утворення зварного з'єднання високолегованих інструментальних сталей і сплавів з вуглецевими конструкційними сталями і розробити методи підвищення ефективності технологій їх наплавлення» відомчого цільового замовлення НАН України та фінансовано з коштів державного бюджету (КПКВК 6541030).

1. ДСТУ-Н Б А.3.1-11:2008 Управління, організація і технологія. Настанова з візуального і вимірювального контролю зварних з'єднань та наплавок металевих конструкцій. URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=24844 (дата звернення 05.06.2024).

2. Медовар Б.И., Цыкуленко Л.К., Шевцов В.Л. Металлургия электрошлакового процесса. К.: Наукова думка, 1986. 248 с.

3. Казачков Е.А., Чепурной А.Д., Медовар Л.Б., Саенко В.Я. Современная электрошлаковая технология в специальной электрометаллургии. *Вісник Приазовського ДТУ: збірник наукових праць*. 2003. Вип. 13. С. 31–36.

4. Томиленко С.В., Кусков Ю.М. Регулирование и стабилизация глубины проплавления основного металла при электрошлаковой наплавке в токоподводящем кристаллизаторе. *Сварочное производство*. 2000. № 9. С. 32–35.

5. Кусков Ю.М., Грищенко Т.И. Формирование металлической ванны при электрошлаковом процессе в токоподводящем кристаллизаторе. *Автоматическая сварка*. 2019. № 4. С. 42–45. DOI: <https://doi.org/10.15407/as2019.04.07>.

6. Данцис Я.Б., Кацевич Л.С., Жилов Г.М. Короткие сети и электрические параметры дуговых электропечей: Справочник. М.: Металлургия, 1987. 320 с.

7. Ярымбаш Д.С. Применение адаптированных схемных моделей для расчета токов короткой сети мощных электротехнических комплексов. *Енергосбережение. Енергетика. Енергоаудит*. 2012. № 2(96). С. 59–65.

8. Ярымбаш Д.С., Килимник И.М., Ярымбаш С.Т. Динамическая адаптация схемных моделей короткой сети. *Електротехніка та електроенергетика*. 2015. № 2. С. 65–70. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-6761-2015-2-9>.

9. Дудко Д.А., Рублевский И.Н. К вопросу о природе вентильного эффекта при электрошлаковом процессе. *Автоматическая сварка*. 1962. № 3. С. 40–48.

10. Кусков Ю.М., Соловьев В.Г., Осечков П.П., Осин В.В. Электрошлаковая наплавка электродом большого сечения на постоянном токе в токоподводящем кристаллизаторе. *Автоматическая сварка*. 2018. № 3. С. 38–42. DOI: <https://doi.org/10.15407/as2018.03.07>.

11. Богнер Р., Константи́нидис А. Введение в цифровую фильтрацию. М.: Мир, 1976. 213 с.

12. Соловйов В.Г., Кусков Ю.М., Романова І.Ю. Оптимізація форми металеві ванни при електрошлаковому наплавленні в стаціонарному струмопідвідному кристалізаторі для отримання біметалевих виробів. *Автоматичне зварювання*. 2024. № 3. С. 49–58. DOI: <https://doi.org/10.37434/as2024.03.07>.

USE OF SELF-REGULATION MECHANISMS IN ELECTROSLAG MELTING IN A STATIONARY CURRENT-SUPPLYING MOULD

V.G. Solovyov, I.Yu. Romanova

E.O. Paton Electric Welding Institute of the NAS of Ukraine,
11, Kazymyr Malevich Str., Kyiv, 03150, Ukraine.

E-mail: hhsova@gmail.com; romanova@paton.kiev.ua.

In a situation where there is no automatic control system for electros slag melting in a stationary current-supplying mould using a consumable electrode, a method of mechanized melting with specified technological characteristics of the product has been proposed, utilizing self-regulation mechanisms. The method is based on mechanized melting, which involves the use of specialized equipment to automation control of the melting process, while a number of preparatory technological operations are performed manually. This method combines the advantages of automatic control with the flexibility of manual melting, which helps to increase the productivity and quality of the deposited layer. Partial automation involves mandatory automatic control of key technological parameters during melting, such as current, power, electrical conductivity, and voltage supplied to the stationary current-supplying mould. References 12, figures 6.

Key words: stationary current-supplying mould, self-regulation mechanisms, parameters of metal bath, multiphysics modeling, electros slag melting.

1. State Standard of Ukraine N B A.3.1-11:2008 Management, organization and technology. Manual on visual and measurement control of welded joints and surfacing of metal structures. URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=24844 (accessed at 05/06/2024). (Ukr)

2. Medovar B.Y., Tsykulenko L.K., Shevtsov V.L. Metallurgy of the electros slag process. Kiev: Naukova dumka, 1986. 248 p. (Rus)

3. Kazachkov E.A., Chepurnoy A.D., Medovar L.B., Saenko V.Ya. Modern electros slag technology in special electrometallurgy. *Visnyk Pryazovskoho derzhavnoho tekhnichnoho univetsytetu: zbirka naukovykh prats*. 2003. Vyp. 13. Pp. 31–36. (Rus)

4. Tomilenko S.V., Kuskov Yu.M. Regulation and stabilization of the depth of penetration of the base metal during electros slag surfacing in a current-supplying mould. *Svarochnoe Proizvodstvo*. 2000. No 9. Pp. 32–35. (Rus)

5. Kuskov Yu.M., Grishchenko T.I. Formation of metal pool in current-supplying mould at electros slag process. *Avtomaticheskaya svarka*. 2019. No 4. Pp. 42–45. DOI: <https://doi.org/10.15407/as2019.04.07>.

6. Dantsis Ya.B., Katsevich L.S., Zhilov G.M. Short networks and electrical parameters of electric arc furnaces: Directory. Moskva: Metallurgiya, 1987. 320 p. (Rus)

7. Yarymbash D.S. Application of adapted circuit models for calculating currents of a short network of powerful electrical complexes. *Energoberezenie. Energetika. Energoaudit*. 2012. No 2(96). Pp. 59–65. (Rus)

8. Yarymbash D.S., Kilimnik I.M., Yarymbash S.T. Dynamic adaptation of short network circuit models. *Elektrotehnika ta elektroenerhetyka*. 2015. No 2. Pp. 65–70. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-6761-2015-2-9>. (Rus)

9. Dudko D.A., Rublevsky I.N. On the question of the nature of the valve effect in the electros slag process. *Avtomaticheskaya Svarka*. 1962. No 3. Pp. 40–48. (Rus)

10. Kuskov Yu.M., Soloviov V.G., Osechkov P.P., Osin V.V. Electros slag surfacing with large-section electrode at direct current in current-supplying mould. *Avtomaticheskaya Svarka*. 2018. No 3. Pp. 38–42. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwg2018.03.07>. (Rus)

11. Bogner R., Konstantinidis A. Introduction to digital filtering. Moskva, Mir, 1976. 213 p. (Rus)

12. Solovyov V.G., Kuskov Yu.M., Romanova I.Yu. Optimization of the metal pool shape during electros slag melting in a stationary current-supplying mould for manufacturing of bimetallic products. *Avtomatichne Zvariuvannia*. 2024. No 3. Pp. 49–58. DOI: <https://doi.org/10.37434/as2024.03.07>. (Ukr)

Надійшла 13.06.2024

Остаточний варіант 15.07.2024

ПІДВИЩЕННЯ ЧУТЛИВОСТІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНО-АКУСТИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ КОНТРОЛЮ, ВИМІРЮВАННЯ І ДІАГНОСТИКИ ФЕРОМАГНІТНИХ МЕТАЛОВИРОБІВ ЗА РАХУНОК ЗБІЛЬШЕННЯ ВЕЛИЧИНИ ІНДУКЦІЇ МАГНІТНОГО ПОЛЯ (ОГЛЯД)

Г.М. Сучков¹, докт.техн.наук, Р.П. Мигущенко², докт.техн.наук, С.Ю. Плєснецов³, докт.техн.наук., Ю.О. Плєснецов⁴, канд.техн.наук., О.І. Курандо⁵, А.Г. Алексїїв⁶, О.М. Бороденко⁷, О.І. Бутенко⁸, А.О. Рибалко

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

E-mail: hpi.suchkov@gmail.com; mrp1@ukr.net; serhii.pliesnetsov@khpi.edu.ua;
yurii.pliesnetsov@khpi.edu.ua.

Виконано аналіз інформаційних джерел з питання розробки та використання електромагнітно-акустичних методів і засобів ультразвукового контролю, вимірювань та діагностики. Показано, що електромагнітно-акустичні (ЕМА) перетворювачі (ЕМАП) з постійними магнітами у порівнянні з п'єзоелектричними перетворювачами мають не тільки значні переваги, але і недоліки особливо під час діагностики феромагнітних металовиробів як в нормальному, так і гарячому стані, особливо у разі їхнього використання в портативних ультразвукових приладах. Багато фахівців пропонують виключити недоліки ЕМАП з постійними магнітами за рахунок використання імпульсного намагнічування. Такий напрямок досліджень є перспективним, особливо під час контролю гарячого металу, оскільки дає змогу створювати імпульсні магнітні поля з піковим значенням 2...3 і навіть 10 Тл, що дає можливість суттєво підвищити чутливість контролю, оскільки коефіцієнт перетворення електромагнітної енергії в ультразвукову і навпаки залежить від індукції магнітного поля квадратично. Але до цього часу даних про широке використання імпульсного намагнічування в портативних ЕМАП не встановлено. Такий стан обумовлений малим зазором між ЕМАП і металом, недостатніми розробками технологій функціонування ЕМАП, складністю апаратної реалізації, труднощами у боротьбі з завадами, що виникають під час збудження імпульсного магнітного поля тощо. Тому задля впровадження такого перспективного напрямку розвитку чутливих ЕМА перетворювачів слід виконати теоретичні і практичні розробки, що дасть можливість впровадити у виробництво високотехнологічні засоби контролю, вимірювань і діагностики. Бібл. 31, рис. 9.

Ключові слова: ультразвук, чутливість, вимірювання, контроль, діагностика, ЕМАП, імпульсний магніт, феромагнітний металовиріб.

Вступ. Для вимірювань, контролю та діагностики металовиробів використовують різні методи [1]. Найбільш поширений з них є ультразвуковий. При цьому, як правило, використовують методи, для яких обов'язкове використання контактної рідини. Для цього необхідно видалити з поверхні об'єкту контролю (ОК) бруд, іржу, зменшити шорсткість тощо, що вимагає суттєвих витрат часу та інструменту. Труднощі мають місце під час контролю ОК із значною кривизною поверхні, в нагрітому або охолодженому стані. Продуктивність автоматичної діагностики труб, листів заготовок тощо не перевищує 1 м/с, а у разі ручного контролю – не більше 100 мм/с, тобто є недостатньою.

© Сучков Г.М., Мигущенко Р.П., Плєснецов С.Ю., Плєснецов Ю.О., Курандо О.І., Алексїїв А.Г., Бороденко О.М., Бутенко О.І., Рибалко А.О., 2025

ORCID: ¹ <https://orcid.org/0000-0002-1805-0466>; ² <https://orcid.org/0000-0002-3287-9772>;

³ <https://orcid.org/0000-0001-8428-5426>; ⁴ <https://orcid.org/0000-0002-4782-263X>;

⁵ <https://orcid.org/0009-0008-6687-3126>; ⁶ <https://orcid.org/0009-0001-1878-526X>;

⁷ <https://orcid.org/0009-0007-4264-1534>; ⁸ <https://orcid.org/0009-0009-9636-8734>;

© Видавець Інститут електродинаміки 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>

Вирішити проблему можливо за рахунок використання електромагнітно-акустичного (ЕМА) способу збудження і прийому ультразвукових імпульсів [2–4]. Ультразвукові портативні прилади з електромагнітно-акустичними перетворювачами (ЕМАП) більш складні за конструкцією і технологією використання [3]. Окрім того багато фахівців вважають, що ЕМА перетворювачі мають недостатню чутливість [5] (відношення амплітуди ультразвукового імпульсу до амплітуди завад). Проте складність реалізації ЕМА методу компенсується разовими витратами на розробку, в той час як контактний метод ультразвукового контролю потребує постійних економічних витрат на зачистку поверхні кожного виробу, знос інструменту і п'єзоелектричних перетворювачів (ПЕП), а також витрат на контактну рідину [2]. Тому з економічної точки зору він значно вигідніший [2]. Проте, ЕМА перетворювачі мають не тільки переваги, але і недоліки.

Метою роботи є визначення напрямку підвищення чутливості електромагнітно-акустичних перетворювачів для портативних ультразвукових приладів під час збудження і прийому ультразвукових імпульсів за рахунок збільшення величини індукції магнітного поля.

Ультразвукові ЕМА методи і прилади, які використовують в складі ЕМАП джерела постійного магнітного поля. Переваги ЕМА методів і приладів заключаються в наступному [2–4, 6, 7]: ЕМА метод дає можливість реалізувати всі відомі методи ультразвукового контролю, вимірювань та діагностики. ЕМА способом можливо збуджувати та приймати ультразвукові коливання усіх відомих типів хвиль: об'ємні зсувні та поздовжні, горизонтально поляризовані *SH* хвилі, хвилі Релея та Лемба. Він забезпечує збудження та прийом зсувних ультразвукових імпульсів нормально до поверхні ОК незалежно від її кривизни. Поляризація таких імпульсів може бути як лінійною, так і радіальною. Збуджувані ЕМАП зсувні ультразвукові імпульси мають набагато вищу чутливість [8] щодо виявлення надтонких розшарувань, наприклад, в листах, залізничних рейках, трубах тощо; чутливість до корисного сигналу для ЕМАП вища, ніж для п'єзоелектричних перетворювачів (ПЕП) за низьких температур ОК. ЕМАП дають змогу виконувати ультразвуковий контроль в сталях з температурою до 1200⁰С, що неможливо для ПЕП. Зсувні імпульси мають приблизно вдвічі меншу швидкість розповсюдження у матеріалі у порівнянні з поздовжніми, що надає значну перевагу при товщинометрії та вимірюванні роздільної здатності щодо визначення координат дефектів [3], які розташовані поряд. ЕМАП може збуджувати та приймати зсувні ультразвукові коливання в широкому діапазоні частот, що дає можливість збільшити точність вимірювань у порівнянні з стандартними ПЕП. Одним ЕМАП можливо збуджувати і приймати одночасно кілька видів ультразвукових хвиль, що неможливо ПЕП. Змінюючи частоту імпульсів живлення одного ЕМА перетворювача можливо сканувати об'єм виробу під різними кутами введення ультразвукових променів [2]. ЕМА метод дає змогу проводити контроль через діелектричні покриття товщиною до 20 мм [9] та електропровідні прошарки товщиною кілька десятків міліметра. Іржа, невідлущена нетовста окалина, шар рідини та бруду, шорсткість поверхні ОК не впливають на результати вимірювань об'ємними зсувними хвилями, збуджених ЕМАП. ЕМАП не навантажує акустично поверхню ОК, що виключає проблеми, які пов'язані з ревербераційними процесами в шарі контактної або імерсійної рідини у випадку використання ПЕП. Економічні витрати за рахунок виключення зачистки поверхні ОК у випадку використання ЕМАП зменшуються майже у 2 рази [2]. ЕМА метод забезпечує можливість виявлення відшарування діелектричного покриття за рахунок збудження і прийому ультразвукових імпульсів ЕМАП виключно в поверхневому шарі металевго ОК. За рахунок форми високочастотної котушки індуктивності ЕМАП [4] забезпечується можливість фокусувати ультразвукове поле в заданому місці поверхневого шару або в об'ємі ОК. ЕМА метод дає можливість виконувати ультразвуковий контроль та дефектометрію зсувними ультразвуковими імпульсами без неконтрольованого поверхневого шару металу ОК [2]. За певних умов ЕМАП дають можливість проводити ультразвуковий контроль феромагнітних металовиробів за індукції магнітного поля 0,2...0,3 Тл [2]. ЕМА методом ефективно вимірюються фізико-механічні характеристики поверхні та об'єму матеріалів [10].

З іншої точки зору прилади з ЕМАП (з постійним магнітним полем), як вважається деякими фахівцями, мають свої недоліки, особливо під час контролю феромагнітних матеріалів: порівняно низька чутливість щодо корисного сигналу [5]; значний вплив зміни величини зазору між ЕМАП і металічною поверхнею ОК [2–4]. У разі контролю феромагнітних ОК зазор між ЕМАП і металовиробом заповнюється іржею, окатиною, частинками металу тощо, що приводить до зниження чутливості (екранування), а також до появи когерентних імпульсів завад зі значною амплітудою [2]. У разі ручного контролю ЕМАП з постійними магнітами складно видаляти металічні частинки з

ферромагнітного матеріалу, що налипають на перетворювач [2]. Необхідність надійно захищати перетворювач від електромагнітних завад; ЕМАП сильно притискається до ферромагнітного ОК [2]. Для ЕМАП з потужними постійними магнітами необхідно використовувати механічні системи для сканування, що ускладнює його конструкцію; можливе збудження ультразвукових когерентних завад в металічних елементах ЕМАП та в магніті [2, 11].

В той же час встановлено значний інтерес до розвитку ЕМА перетворювачів та методів контролю, оскільки, наприклад, на сьогоднішній день навіть в навчальній літературі є відповідні розділи [12]. В портативних приладах його можливості обмежені складністю реалізації, необхідністю створювати значну величину індукції магнітного поля і силу струмів в високочастотних котушках індуктивності перетворювачів. Проте потреба в таких портативних приладах значна [2, 11].

Проблема живлення високочастотних котушок індуктивності короткими пакетними імпульсами у вигляді пуга з часовою тривалістю кілька мікросекунд струмами силою в сотні ампер вирішується шляхом використання сучасних високочастотних напівпровідникових польових елементів [3, 4].

Проблеми, пов'язані з магнітним полем ЕМАП, набагато складніші. Відомі роботи, в яких йдеться про створення джерел потужних імпульсних магнітних полів на час порядку декількох мілісекунд, наприклад, [13], результати яких можливо використати під час побудови вузлів для використання в складі ЕМА перетворювачів.

Аналіз розробок ЕМАП з використанням джерел імпульсного намагнічування. Багато дослідників стверджують [14–31], що величини магнітної індукції, які створюються імпульсними електромагнітами, можуть перевищувати в кілька разів значення, що формуються магнітними системами портативних приладів з використанням постійних магнітів. Таким чином можливо суттєво збільшити чутливість ЕМАП. Проте використання імпульсних магнітів в складі ЕМА перетворювачів напевне мають особливості, оскільки є одночасна взаємодія котушки імпульсного намагнічування і високочастотної котушки індуктивності через вплив матеріалу ОК та відносного положення ЕМАП і металу.



Рис. 1. Зображення в подробицях ЕМАП ультразвукового портативного товщиноміра з джерелом імпульсного намагнічування [14 фіг.6], наведеного в огляді дисертації [15, рис. 1.9]

Так в роботі [14, фіг. 6] використано дані з роботи Alekhin S.G. за результатами розробки ЕМА товщиноміра з перетворювачем, який має імпульсне джерело поляризованого магнітного поля. Використано технологію збудження і прийому поперечних ультразвукових імпульсів. Моделювання магнітного поля ЕМАП виконав Alekhin S.G. в дисертації з використанням пакетів програм COMSOL Multiphysics. Зображення розробленого ЕМАП наведено на рис. 1.

Для виконання одного циклу зондування розробленим товщиноміром у разі конфігурації магнітної системи у вигляді розімкнутого броньового осердя (рис. 1) в площині діаметром 7 мм (акустична апертура ЕМАП) задля формування величини магнітної індукції величиною не менше 0,6 Тл витрачається близько 0,7 Дж енергії. Загальна тривалість одного зондування становить близько 0,9 мс (в іншому місці роботи говориться про 320 мкс). Імпульсна потужність складає 1 кВт. За частоти повторень 20 Гц середня потужність споживання системою імпульсного підмагнічування становитиме близько

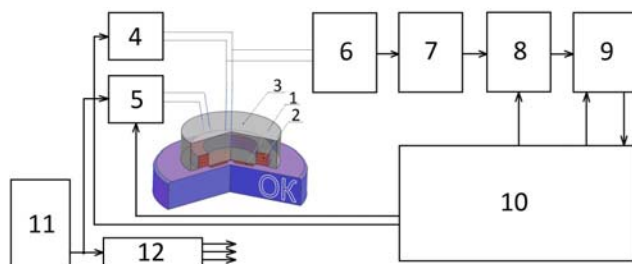


Рис. 2. Узагальнена блок-схема ручного портативного товщиноміра з імпульсним намагнічуванням ОК

14 Вт. Така потужність призводить до нагрівання магнітопроводу перетворювача і буде змінювати магнітні характеристики його матеріалу, що недопустимо.

Блок-схему товщиноміра наведено на рис. 2 (дисертація Alekhin S.G.). Очевидно, що цей ЕМА товщиномір суттєво складніший, ніж традиційний [3] як за конструкцією, так і за алгоритмом роботи. Прилад складається з наступних блоків: 1 – високочастотна котушка індуктивності; 2 – котушка пристрою

намагнічування; 3 – магнітопровід пристрою намагнічування; 4 – генератор зондувального високочастотного імпульсу; 5 – генератор імпульсного струму намагнічування; 6 – вхідний обмежувач напруги; 7 – вхідний підсилювач; 8 – регульований підсилювач; 9 – аналого-цифровий перетворювач; 10 – блок управління та обробки сигналів; 11 – акумулятор; 12 – блок живлення. В загальному таку схему доцільно взяти за основу.

Генератор зондувального високо частотного імпульсу, призначений для формування струму порядку 50-100 ампер в високочастотній котушці індуктивності, виконаний за ключовою схемою та забезпечує формування прямокутного імпульсу тривалістю, що дорівнює половині періоду робочої частоти.

Такий підхід не є оптимальним, оскільки, згідно з роботами [5–7, 15–17], короткий імпульс збуджуючий ЕМАП має широку частотну смугу, що приводить до суттєвого зниження відношення амплітуд донних імпульсів і завад. Окрім того з рис. 1 можна зробити висновок про формування в металічних елементах перетворювача когерентних завад, які дуже складно придушити. Тобто, чутливість такого приладу є недостатньою.

В роботі [17] наведено макет ЕМА перетворювача (рис. 3), в якому вектор індукції магнітного поля направлений переважно вздовж поверхні метало-виробу задля збудження імпульсів позовжніх хвиль, хвиль Релея та Лемба.



Рис. 3. Макет ЕМАП для збудження і прийому хвиль Релея, Лемба та хвиль нормального типу [17]

Розроблений імпульсний магніт [17] має котушку з 30 витків, яку намотано дротом діаметром 1 мм на сердечнику товщиною більше 3,6 мм з набору пластин електротехнічної сталі (що доцільно використовувати під час побудови джерела намагнічування ЕМАП) товщиною 60 мкм. Відстань між полюсами магніту 70 мм. Розміри полюсів магніту повинні бути більше 40x10 мм².

Під час досліджень з використанням магніто-стрикційного механізму збудження ультразвукових імпульсів магніт живився імпульсами струму 80 А тривалістю 100 мкс, що забезпечувало отримання МРС порядку 3000 ампер-витків. В результаті створено магнітні поля з напруженістю до $350 \cdot 10^2$ А/м у скін-шарі масивного феромагнітного матеріалу з урахуванням його нелінійних властивостей при зазорах до 1,5 мм, що важливо у процесі сканування ОК.

Високочастотна котушка індуктивності ЕМАП живилася цугом 5...10 періодів частоти 0,5 МГц. Але конкретних результатів з отримання ультразвукових імпульсів хвиль Релея, Лемба або нормальних поперечних хвиль (*SH*), що декларують автори, не наведено. Це знижує цінність наведених в роботі результатів і не дає можливості оцінити чутливість такого приладу.

Окрім того, не розглянуто важливе питання стабільності температурного режиму такого імпульсного магніту.

Автори роботи [18] спроектували ЕМАП (рис. 4) з вузлом імпульсного намагнічування з часовою тривалістю намагнічування 400 мкс, використавши моделювання з використанням пакету програм COMSOL Multiphysics, двомірної моделі кінцевих елементів для об'ємної зсувної хвилі. Як і в

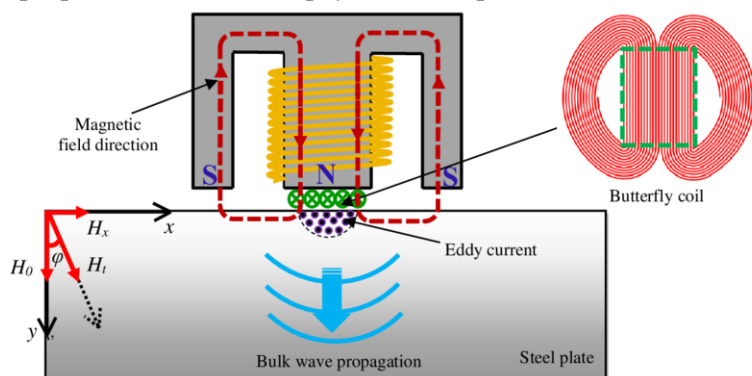


Рис. 4. Схематичне зображення ЕМАП з джерелом імпульсного намагнічування та високочастотної котушки індуктивності і його взаємодія з ОК [18]

попередніх випадках, магнітна система має П-подібну форму, що однозначно обумовлює сильну залежність ультразвукового сигналу від зазору між ЕМАП і поверхнею ОК. Як стверджують автори, розроблений перетворювач показав свою ефективність у порівнянні з ЕМАП на постійних магнітах, але конкретних результатів порівняння не наведено.

Значну кількість досліджень складають публікації, які присвячені

контролю, вимірюванням і діагностики матеріалів і виробів в гарячому стані [19–22]. В основному використовуються ЕМАП з імпульсним намагнічуванням з охолодженням повітрям або рідиною. З наведених публікацій, на наш погляд, має значний інтерес приклад використання ЕМАП з джерелом імпульсного магнітного поля, яке не має сердечника [22]. Перевагою такого варіанту є слабка залежність характеристик ЕМАП від температури та простота конструкції. Проте очевидно, що отримати значні величини індукції магнітного поля складніше.

Автори [22] дослідили ЕМАП з циліндричними імпульсними котушками намагнічування без феромагнітних сердечників і отримали донні імпульси, які за амплітудою ультразвукових сигналів (чутливістю) можуть використовуватися для товщинометрії парамагнітних металовиробів (рис. 5) при зазорі 0,25 мм. За ствердженнями авторів під час досліджень імпульсне магнітне поле досягало майже 2 Тл за струму в котушці намагнічування близько 3 кА. Автори не навели даних, в якому об'ємі формується таке поле та яка тривалість робочої зони імпульсу магнітного поля. Під час досліджень за температури 500°C використана високо-частотна котушка з 30 витків дроту діаметром 0,1 мм з чистого срібла. Даних по котушці намагнічування автори не навели, окрім загальних зовнішніх розмірів 45x20 мм² з внутрішнім діаметром 15 мм.

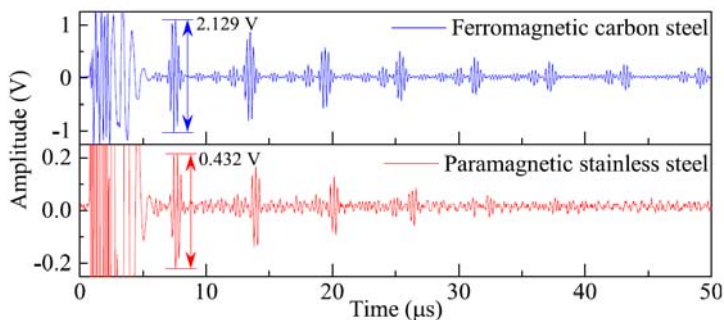


Рис. 5. Часові розгортки з донними імпульсами з зразків феромагнітної і парамагнітної (нержавіючої) сталі, що отримані з використанням імпульсного електромагніту в складі ЕМАП [22]

Слід звернути увагу, що відношення амплітуд донних імпульсів до завад (чутливість), як і для випадку використання постійних магнітів, для нержавіючої сталі суттєво гірше, ніж для феромагнітної сталі.

Ще більш важливим є те, що чутливість, отримана авторами роботи [22] за імпульсного намагнічування полем 2 Тл і зазорі 0,25 мм значно менша, ніж у разі використання постійного магніту і зазорі 2 мм (поле близько 0,7 Тл) [3, 9] (рис. 6).

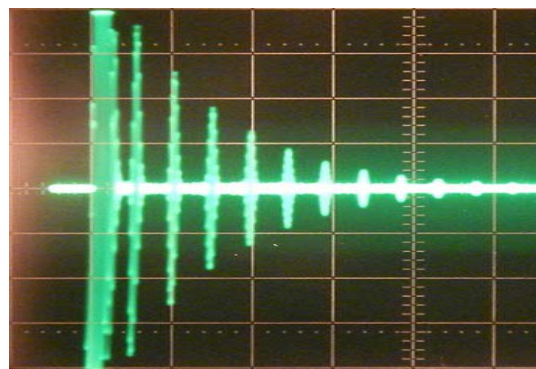


Рис. 6. Порівняльна часова розгортка з донними імпульсами з сталевого зразка, ст.45 товщиною 40 мм, при використанні ЕМАП з постійним намагнічуванням зазор 2 мм (плюс протектор 1,5 мм) [3, 9]

постійного намагнічування.

У багатьох роботах [21–26] розглянуто питання технології та конструкцій ЕМАП для контролю об'ємними хвилями металовиробів під час імпульсного намагнічування.

Так, у процесі використання нормальних хвиль задля виявлення дефектів в тонких металовиробах встановлено, що діагностика модами *A0* має більшу чутливість, ніж модами типу *S0* [24]. Такі результати слід використовувати.

Доволі глибоко розглянуто питання побудови ЕМАП з імпульсними магнітами [15, 27] як шляхом моделювання і з використанням пакету програм COMSOL Multiphysics, так і експериментально.

В той же час в роботі [21] шляхом моделювання з використанням пакету програм COMSOL Multiphysics і експериментально було досліджено можливості контролю якості сталі та алюмінію в нагрітому до 200...300 °С стані. За експериментальними дослідженнями стверджується, що амплітуда ультразвукового сигналу перевищує аналогічний для постійних магнітів більш, ніж в 3 рази. Проте конкретних даних, за яких умовах отримано результати, не наведено.

Очевидна невідповідність декларації щодо підвищення чутливості, враховуючі квадратичну залежність ультразвукового сигналу від індукції магнітного поля. Тому порівняння наведених результатів вимагає додаткових теоретичних і експериментальних досліджень задля виявлення причин неоднозначної відповідності результатів використання імпульсного і

На рис. 7 наведено розроблений авторкою оригінальний варіант макету ЕМАП з джерелом імпульсного намагнічування [15], де позначено: 1 – корпус; 2 – плоска високочастотна котушка індуктивності; 3 – джерело магнітного поляризуючого поля; 4 і 5 – електричні з'єднувачі; 6 – протектор; 7 – отвір в плоскій високочастотній котушці індуктивності; 8 і 9 – лінійні робочі ділянки паралельних провідників плоскої високочастотної котушки індуктивності; 10 – плоска котушка індуктивності; 11 і 12 – прямокутні отвори в плоскій котушці індуктивності; 13 – шихтований П-подібний феромагнітний сердечник; 14 і 15 – торці феромагнітного сердечника; 16 – ізолюючі прокладки між витками плоскої котушки індуктивності джерела магнітного поляризуючого поля; 17 – ОК. Стрілками показано напрямок поширення збуджених синфазних лінійно поляризованих ультразвукових імпульсів нормально поверхні виробу.

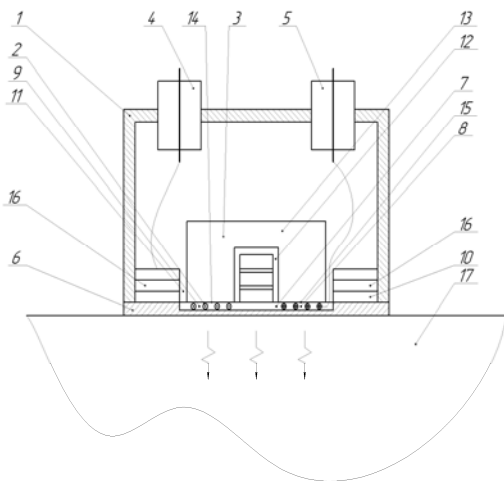


Рис. 7. Спрощене зображення конструкції ЕМАП з джерелом імпульсного намагнічування [15] на поверхні ОК

Авторка встановила шляхом моделювання та експериментально, що котушка джерела намагнічування повинна бути плоскою, двовіконною, з трьома витками та виготовленою з цільної пластини високоелектропровідного і теплопровідного матеріалу, наприклад, міді товщиною 1...1,5 мм. Вона має використовуватися разом з плоскою високочастотною котушкою індуктивності еліптичного типу з двома лінійними робочими ділянками. Вікна котушки індуктивності джерела магнітного поля повинні розташовуватися над робочими ділянками котушки. Доцільно використання феромагнітного осердя за умови усунення завад, обумовлених магнітострикційним перетворенням електромагнітної енергії в ультразвукову і навпаки під час прийому відбитих від виробу імпульсів.

Поставлена задача вирішується наступним чином. В корпусі ЕМАП розташовують плоску високочастотну котушку індуктивності, джерело магнітного поляризуючого поля, електричні з'єднувачі та протектор (рис. 7). Плоска високочастотна котушка індуктивності виконана еліптичної форми з отвором посередині з двома лінійними робочими ділянками паралельних провідників діаметром 0,2 мм, що встановлені зустрічно по електромагнітному полю. Джерело поляризуючого магнітного поля [15] виготовлено з плоскої котушки індуктивності, виконаної із цільної частини мідної пластини у формі вісімки з ізольованих в площині витків з двома прямокутними симетричними отворами, що за розмірами близькі до розмірів лінійних робочих ділянок паралельних провідників плоскої високочастотної котушки індуктивності. Витки плоскої котушки індуктивності джерела магнітного поля орієнтовані так, що вектори індукції поляризуючого магнітного поля (поле поляризації?) в отворах формуються в протилежних напрямках. Осердя джерела поляризуючого магнітного поля виготовлено шихтованим П-подібної форми з трансформаторної сталі. Пластины сердечника орієнтовані перпендикулярно провідникам робочих ділянок плоскої високочастотної котушки індуктивності. При цьому торці феромагнітного осердя розміщені в отворах цієї котушки над лінійними робочими ділянками паралельних провідників плоскої високочастотної котушки індуктивності частково.

Приклад розташування елементів джерела імпульсного магнітного поля та високочастотної

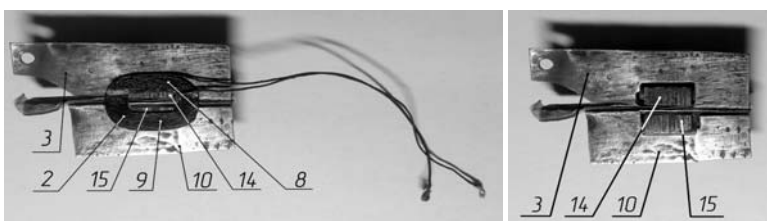


Рис. 8. Розташування елементів джерела поляризуючого магнітного поля і високочастотної котушки індуктивності мініатюрного ЕМАП: а – з високочастотною котушкою індуктивності; б – без котушки [15]

котушки індуктивності ЕМАП наведено на рис. 8, де позначено: 2 – плоска високочастотна котушка індуктивності; 3 – джерело магнітного поляризуючого поля; 8 і 9 – лінійні робочі ділянки паралельних провідників плоскої високочастотної котушки індуктивності; 10 – плоска котушка індуктивності; 14 і 15 – торці феромагнітного сердечника.

Технологію роботи такого сумісного ЕМАП описано в роботах [16, 28]. Згідно з [15, 16] такий перетворювач

масою менше 50 гр. при зазорі 0,2 мм дає можливість виявляти моделі плоскодонних відбивачів діаметром 2 мм на відстані 50 мм в феромагнітному виробі з акустично прозорого матеріалу без зачистки поверхні, що говорить про доволі чутливий контроль таким приладом. Сила струму в котушці намагнічування за тривалості 100 мкс складала 600 А, в високочастотній котушці – 100 А (пікове значення). Частота зондування складала 100 Гц. При цьому, що дуже важливо, задля охолодження котушки намагнічування достатньо струменя повітря.

Слід зазначити, що Буссі Салам у порівнянні з іншими розробниками виконала побудову доволі ефективних конструкцій ЕМАП і, що дуже важливо, визначила технологічні аспекти роботи перетворювачів з імпульсним намагнічуванням, про що більшість дослідників і фахівців не повідомляють.

Суттєвим недоліком розробленого ЕМАП є те, що він може працювати лише з зазорами до 0,2 мм. Тобто недостатньо реалізується головна перевага перетворювача – проведення діагностики без видалення більшості діелектричних покриттів з поверхні ОК.

Важливі положення для техніки і технологій ЕМА методів визначили Fortunko C.N. та Maclauchlan D. [29]. Ними було встановлено, що задля ефективної роботи ЕМАП високочастотний імпульс збудження ультразвукових хвиль необхідно включати із запізненням після збудження струму в котушці імпульсного магніту. Автори вказують, що необхідно використовувати ефект динамічної концентрації імпульсного магнітного поля. Показана ефективність ЕМА контролю зразка з алюмінію за температури 400° С. Під час досліджень часова тривалість імпульсу струму намагнічування складала 10^{-2} с, що дуже багато з врахуванням теплових характеристик джерела магнітного поля. Максимальне значення індукції імпульсного магнітного поля знаходилося в інтервалі 0,8...1,4 Тл. Для алюмінієвих зразків затримка високочастотного імпульсу відносно початку імпульсу намагнічування складала 4-4,5 ms. Використано спіральну високочастотну котушку індуктивності. Автори стверджують, що для моделювання магнітної системи можна застосовувати ті ж підходи, що і для постійних електромагнітів, наприклад, з використанням пакетів програм COMSOL Multiphysics, ANSYS тощо. Очевидно, що це можливо у разі формування протягом заданого часу дії імпульсу намагнічування, за якого створене магнітне поле можна вважати квазістаціонарним.

З результатів виконаних досліджень зроблено висновок щодо раціональності використання тангенціального магнітного імпульсного поля, що виключає діагностику за наявності діелектричних покриттів на феромагнітних виробах. Слід звернути увагу на те, що набагато частіше на практиці використовують об'ємні зсувні ультразвукові імпульси.

В роботі [30] доведено, що ЕМАП нового типу можуть збуджувати і приймати імпульси горизонтально поляризованих ультразвукових коливань, що практично неможливо традиційними методами.

Пружні характеристики металів також ефективно визначаються шляхом використання перетворювачів з імпульсним намагнічуванням [10].

Технологічні особливості роботи джерела імпульсного магнітного поля експериментально досліджено в [31]. Встановлено, що залежно від індуктивності котушки намагнічування, її ємності,

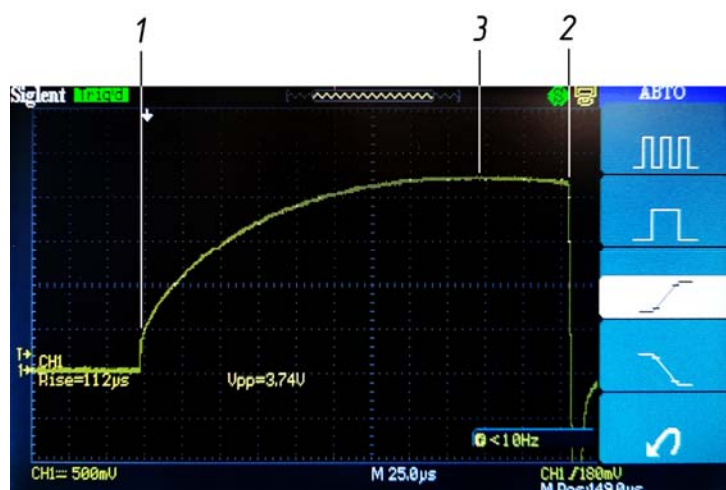


Рис. 9. Раціональна форма імпульсного струму намагнічування в котушці ЕМАП [31]

характеристик металу поверхневого шару ОК, залежать часові моменти включення та виключення струму в котушці намагнічування по відношенню до моменту включення імпульсу живлення високочастотної котушки індуктивності. Причому форма імпульсу намагнічування повинна мати практично горизонтальну ділянку, яка б давала можливість за мінімальної тривалості стабільно збуджувати і приймати з ОК ультразвукові імпульси, як це показано, наприклад, на рис. 9, позиція 3, де позначено: 1 – початок дії імпульсу намагнічування; 2 – завершення дії імпульсу намагнічування; 3 – робоча ділянка імпульсу намагнічування. Тривалість робочої ділянки визначається товщиною ОК під час контролю об'ємними хвилями або довжиною метало-

виробу під час контролю хвилями Релея, Лемба або нормальними хвилями. Наприклад, за тривалості робочої ділянки 100 мкс і використанні зсувних ультразвукових коливань (швидкість розповсюдження в більшості сталей складає близько 3,2 мм/мкс) забезпечується проведення вимірювань і контролю ОК товщиною 160 мм. Тобто, за невеликих товщин ОК (труби, листа, оболонки тощо) тривалість імпульсу намагнічування доцільно зменшувати, покращуючи тепловий режим ЕМАП.

Аналіз джерел інформації, присвячених дослідженням і розробці ЕМА перетворювачів та технологій їхньої роботи, дав можливість зробити наступні висновки.

Висновки. В результаті аналізу інформаційних джерел встановлено, що основним напрямком дослідження і розробок задля підвищення чутливості ЕМА перетворювачів портативних приладів для контролю, вимірювань та діагностики феромагнітних металовиробів є використання імпульсних джерел намагнічування. Такий підхід дає можливість збільшити індукцію магнітного поля в 2...3 рази у порівнянні з ЕМАП, джерело магнітного поля якого виготовляється з постійних магнітів. Таким чином суттєво підвищується чутливість контролю (виявляються моделі плоскодонних відбивачів діаметром 2 мм на відстані 50 мм) та вимірювань за рахунок збільшення відношення амплітуд ультразвукових імпульсів і завад, виключається сильне притягування ЕМАП до об'єкта контролю та налипання феромагнітних часток до перетворювача.

Поєднання досягнень різних фахівців дає можливість сформулювати основні вимоги до ЕМАП та його імпульсного джерела магнітного поля:

- формувати в поверхневому шарі металовиробу імпульсне магнітне поле з полицею квазіпостійного значення, часова тривалість якої залежно від товщини об'єкта контролю і фізичних властивостей металу має знаходитися в інтервалі 0,1...1 мс;
- включення магнітного поля необхідно виконувати раніше ніж високочастотний зондуєчий імпульс на 30... 250 мкс;
- у разі використанні сердечників кількість витків котушки намагнічування повинна бути мінімальною в інтервалі 3... 30 шт.;
- задля забезпечення теплового режиму джерела імпульсного магнітного поля котушка намагнічування повинна мати розвинену поверхню, наприклад, виконана тонкою, 0,1...2 мм, мідною стрічкою;
- піковий струм намагнічування повинен перевищувати 2 кА;
- висота імпульсного магніту має перевищувати розмір перетину його робочого полюса не менше ніж у 1,2 рази;
- пластини наборного сердечника повинні бути орієнтовані нормально лінійним ділянкам високочастотної котушки індуктивності в вертикальній і горизонтальній площині.

Високочастотний зондуєчий імпульс як фактор, що суттєво впливає на чутливість і який діє разом з намагнічувальним в поверхневому шарі металу, повинен бути тривалістю 1...10 періодів частоти заповнення пакета і піковою силою струму більше 100 А.

1. Троїцький В.О. Борис Патон фундатор науки з дефектоскопії та моніторингу конструкцій. Київ: Інтерсервіс, 2023. 60 с.
2. Сучков Г.М. Розвиток теорії і практики створення приладів для електромагнітно-акустичного контролю металовиробів: автореф. дис. ... докт. техн. наук: 05.11.13. НТУ ХП. Харків. 2005. 37 с.
3. Десятніченко О.В. Електромагнітно-акустичний товщиномір для контролю металовиробів з діелектричними покриттями: дис. канд. техн. наук: 05.11.13. Харків. 2015. 172 с.
4. Плєснецов С.Ю. Розвиток методів та засобів для електромагнітно-акустичного контролю стрижневих, трубчастих та листових металовиробів: автореф. дис. ... докт. техн. наук: 05.11.13. Харків. 2021. 40 с.
5. Ермолов И.Н., Ланге Ю. В. Неразрушающий контроль: справочник: В 8 т. Т.3 Ультразвуковой контроль. Под ред. В.В. Клюева. 2008. М. Машиностроение. 864 с.
6. Плєснецов С.Ю., Сучков Г.М., Корж Д.И., Суворова М.Д., Новые теоретические исследования и разработки в области электромагнитно-акустического преобразования. *Техническая диагностика и неразрушающий контроль*. 2018. № 2. С. 24-31. DOI: <https://doi.org/10.15407/tdnk2018.02.24>
7. Сучков Г.М., Плєснецов С.Ю., Мещеряков С.Ю., Юданова Н.Н. Новые разработки электромагнитно-акустических преобразователей. *Техническая диагностика и неразрушающий контроль*. 2018. № 3. С. 27-34. DOI: <https://doi.org/10.15407/tdnk2018.03.03>.
8. Сучков Г.М., Петрищев О.Н., Плєснецов С.Ю. Чувствительность ультразвукового контроля ЭМА способом при выявлении естественных внутренних дефектов металлоизделий. Возможности ЭМА толщинометрии. *Техническая диагностика и неразрушающий контроль*. 2019. № 2. С. 51-57. DOI: <https://doi.org/10.15407/tdnk2019.02.051>
9. Мигушенко Р.П., Сучков Г.М., Радев Х.К., Петрищев О.Н., Десятніченко А.В. Електромагнітно-

акустический преобразователь для ультразвуковой толщинометрии ферромагнитных металлоизделий без удаления диэлектрического покрытия. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 2. С. 78–82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.02.078>.

10. Muraveva O.V., Murav'ev A.F., Basharova (Brester) A.F. Thermal Treatment Effect and Structural State of Rod-Shaped Assortment 40Kh Steel on the Speed of Ultrasound Waves and Poisson Coefficient. *Steel in Translation*. 2020. Vol. 50. No 8. Pp. 579–584.

11. NORDINKRAFT. The quality guard. URL: www.nordinkraft.de/ (дата звернення: 08.05.2020).

12. Цапенко В.К., Куц Ю.В. Основы ультразвукового неруйнівного контролю: підручник. Київ: НТУУ КПІ, 2010. 448 с.

13. Болюх В.Ф., Кочерга О.І., Щукін І.С. Порівняльний аналіз конструктивних типів комбінованих лінійних імпульсних електромеханічних перетворювачів. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 4. С. 84–88. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.084>.

14. Shevaldykin V.G., Bobrov V.T., Alekhin S.G. EMAT transformation in pulsed magnetic field and its use in portable instruments for acoustic measurements. 16th World Conference on *Nondestructive Testing*. Montréal, Canada. August 30 – September 3, 2004. Book of Abstracts. TS3.24.3. 88 p.

15. Салам Буссі. Електромагнітно-акустичні перетворювачі для ультразвукового контролю металовиробів: дис. ... канд. техн. наук: 05.11.13. НТУ «ХПІ». Харків. 2020. 158 с.

16. Салам Буссі, Плеснецов С.Ю. Практичні розробки електромагнітно-акустичних перетворювачів. *Вісник Національного технічного університету ХПІ*. 2019. № 26 (1351). С. 57–65.

17. Михайлов А.В., Гобов Ю.Л., Смородинский Я.Г., Щербинин С.В. Электромагнитно-акустический преобразователь с импульсным подмагничиванием. *Дефектоскопия*. 2015. № 8. С. 14–23.

18. Heng Zhang, Shu-juan Wang, Guo-fu Zhai, Ri-liang Su. Design of bulk wave EMAT using a pulsed electromagnet. IEEE Far East Forum on *Nondestructive Evaluation/Testing (FENDT)*, Chengdu, China, 20-23 June 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/FENDT.2014.6928272>.

19. Hernandez-Valle F., Dixon S. Pulsed electromagnet EMAT for ultrasonic measurements at elevated temperatures. *Insight – Non-Destructive Testing and Condition Monitori*. 2011. Vol. 53. Issue 2. Pp. 96–99. DOI: <https://doi.org/10.1784/insi.2011.53.2.96>.

20. Ogata S., Uchimoto T., Takagi T., Dobmann G. Development and performance evaluation of a high-temperature electromagnetic acoustic transducer for monitoring metal processing. *Int. J. Appl. Electrom*. 2018. Vol. 58. No 3. Pp. 309–318. DOI: <https://doi.org/10.3233/JAE-180016>.

21. Hernandez-valle F., Dixon S. Initial tests for designing a high temperature EMAT with pulsed electromagnet. *NDT&E International*. 2010. Vol. 4. Issue 2. Pp. 171–175. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ndteint.2009.10.009>.

22. Guofu Zhai, Bao Liang, Xi Li, Yuhang Ge, Shujuan Wang. High-temperature EMAT with double-coil configuration generates shear and longitudinal wave modes in paramagnetic steel. *NDT & E International*. 2022. Vol. 125. Pp. 1–12. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ndteint.2021.102572>.

23. Salam Bussi, Suchkov G., Mygushchenko R., Kropachek O., Plesnetsov S. (2019). Electromagnetic-acoustic Transducers for Ultrasonic Measurements, Testing and Diagnostics of Ferromagnetic Metal Products. *Український метрологічний журнал*. 2019. № 4. С. 41–49. DOI: <https://doi.org/10.24027/2306-7039.4.2019.195956>.

24. Suzhen Liu, Ke Chai, Chuang Zhang, Liang Jin and Qingxin Yang. Electromagnetic Acoustic Detection of Steel Plate Defects Based on High-Energy Pulse Excitation. *Applied Sciences*. 2020. Vol. 10(16). Article ID 5534. DOI: <https://doi.org/10.3390/app10165534>.

25. Донченко А.В., Мигущенко Р.П., Сучков Г.М., Кропачек О.Ю. Накладний суміщений електромагнітно-акустичний перетворювач з імпульсним намагнічуванням для контролю феромагнітних металовиробів. Патент України на корисну модель №156088. 2024.

26. Мигущенко Р.П., Сучков Г.М., Серпухов О.В., Кошкаров Ю.Ю., Тимофеев В.Д., Бобров О.Г. Электромагнитно-акустичний перетворювач для діагностики сталеві броні ультразвуковими імпульсами. Патент України на корисну модель №156101. 2024.

27. Сучков Г.М., Салам Буссі ЕП, Мішель Кассаблі. Моделювання поляризованого магнітного поля електромагнітно-акустичного перетворювача електромагнітної енергії в ультразвукову. Тези 19 міжнародної науково-технічної конференції *Проблеми інформатики та моделювання (ПІМ-2019)*, Україна, Харків – Одеса, 11-16 вересня 2019 р. С. 79.

28. Сучков Г.М., Салам Буссі. Електромагнітно-акустичні перетворювачі з імпульсними джерелами поляризованого магнітного поля. *Технічна діагностика і неруйнівний контроль*. 2020. № 1. С. 1–6.

29. Fortunko C.N., Maclauchlan D. Pulsed electromagnets for EMATS. Fracture and Deformation Division National Bureau of Standards Boulder, CO 80303.

30. Ambuj K. Gautam, Ching-Chung Yin, Bishakh Bhattacharya. A new chevron electromagnetic acoustic transducer design for generating shear horizontal guided wave. *Ultrasonics*. 2023. Vol. 135. Pp.107–137.

31. Сучков Г.М., Донченко А.В. Удосконалення електромагнітно-акустичних перетворювачів для ультразвукового контролю якості феромагнітних металовиробів. *Збірник тез доповідей Міжнародної наукової інтернет-конференції Інформаційне суспільство: технологічні, економічні та технічні аспекти становлення* (Тернопіль, Україна – Переворськ, Польща). 6-7 лютого 2023. Вип. 74. С. 192-194.

INCREASING THE SENSITIVITY OF ELECTROMAGNETIC-ACOUSTIC TRANSDUCERS FOR TESTING, MEASUREMENT AND DIAGNOSTICS OF FERROMAGNETIC METAL PRODUCTS VIA INCREASE IN THE VALUE OF MAGNETIC FIELD INDUCTION (OVERVIEW)

G.M. Suchkov, R.P. Mygushchenko, S.Yu. Pliesnetsov, Yu.O. Pliesnetsov, O.I. Kurando, A.H. Aleksiiv, O.M. Borodenko, O.I. Butenko, A.O. Rybalko

National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute",

2, Kirpichova str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

E-mail: hpi.suchkov@gmail.com; mrp1@ukr.net; serhii.pliesnetsov@khpi.edu.ua; yurii.pliesnetsov@khpi.edu.ua.

The analysis of information sources on the development and usage of electromagnetic-acoustic methods and means of ultrasonic inspection, measurements and diagnostics was performed. It is shown that electromagnetic-acoustic (EMA) transducers (EMAT) with permanent magnets have significant advantages compared to piezoelectric transducers, but also have disadvantages, especially in the inspection of ferromagnetic metal products, both in normal and hot conditions, especially when using them in portable ultrasonic devices. Many experts suggest eliminating the disadvantages of EMAT with permanent magnets by using pulsed magnetization. This direction of research is promising, especially when testing hot metal, because it allows for creation of pulsed magnetic fields with a peak value of 2...3 and even 10 T, making it possible to significantly increase the sensitivity of testing, since the coefficient of conversion of electromagnetic energy into ultrasonic and vice versa depends on the induction of magnetic fields squared. But until now, data on the widespread use of pulsed magnetization in portable EMATs has not been established. This situation is caused by a small gap between the EMAT and the metal, insufficient development of the EMAT functioning technologies, the complexity of the hardware implementation, difficulties in dealing with interferences that occur during the excitation of pulsed magnetic field, etc. Therefore, for the implementation of such a promising direction of development of sensitive EMA transducers, theoretical and practical developments are to be carried out, which is to make it possible to introduce high-tech means of inspection, measurements and diagnostics into production. References 31, figures 9.

Key words: ultrasound, sensitivity, measurement, testing, diagnostics, EMAT, pulse magnet, ferromagnetic metal product.

1. Troitskyi V.O. Borys Paton – the founder of the science of flaw detection and structure monitoring. NK inform. Kyiv: Vydavnytstvo Interservis, 2023. 60 p. (Ukr)
2. Suchkov H.M. Development of the theory and practice of creating devices for electromagnetic-acoustic control of metal products: author's abstract of Dr. tech. sci. diss.: 05.11.13. National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute. Kharkiv. 2005. 37 p. (Ukr)
3. Desiatnichenko O.V. Electromagnetic-acoustic thickness gauge for checking metal products with dielectric coatings: Ph.D. dissertation: 05.11.13. National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute. Kharkiv. 2015. 172 p. (Ukr)
4. Pliesnetsov S.Yu. Development of methods and means for electromagnetic-acoustic control of rod, tube and sheet metal products: author's abstract of Dr. tech. sci. diss.: 05.11.13. National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute. Kharkiv. 2021. 40 p. (Ukr)
5. Ermolov I.N., Lange Ju. V. Nondestructive testing: handbook: in 8 vols. Vol. 3 Ultrasonic testing. Ed. V.V. Kljuev. 2008. Moscow. Mashinostroenie. 864 p. (Rus)
6. Pliesnetsov S.Yu., Suchkov H.M., Korzh D.I., Suvorova M.D. New theoretical research and developments in the field of electromagnetic-acoustic transformation (Review)). *Tekhnicheskaja diagnostika i nerazrushaiushchii kontrol*. 2018. No 2. Pp. 24–31. (Rus)
7. Suchkov H.M., Pliesnetsov S.Yu., Meshcheriakov S.Yu., Yudanov N.N. New developments in electromagnetic-acoustic transducers (Review). *Tekhnicheskaja diagnostika i nerazrushaiushchii kontrol*. 2018. No 3. Pp. 27–34. DOI: <https://doi.org/10.15407/tdnk2018.03.03>. (Rus)
8. Suchkov H.M., Petryshchev O.N., Pliesnetsov S.Yu. Sensitivity of ultrasonic testing by EMA method in detection of natural internal defects of metal products. Possibilities of EMA thickness measurement (Review of Part 3)). *Tekhnicheskaja diagnostika i nerazrushaiushchii kontrol*. 2019. No 2. Pp. 51–57. (Rus)
9. Myhushchenko R.P., Suchkov H.M., Radev Kh.K., Petryshchev O.M., Desiatnichenko O.V. Electromagnetic-acoustic transducer for ultrasonic thickness measurement of ferromagnetic metal products without removing the dielectric coating. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016. No 2. Pp. 78–82. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2016.02.078>. (Rus)
10. Muraveva O.V., Murav'ev A.F., Basharova (Brester) A.F. Thermal Treatment Effect and Structural State of Rod-Shaped Assortment 40Kh Steel on the Speed of Ultrasound Waves and Poisson Coefficient. *Steel in Translation*. 2020. Vol. 50. No 8. Pp. 579–584.
11. NORDINKRAFT. The quality guard. URL: www.nordinkraft.de/ (accessed at 08.05.2020).

12. Tsapenko V.K., Kuts Yu.V. Fundamentals of non-destructive testing: handbook. Kyiv: National Technical University of Ukraine Kiev Polytechnic Institute, 2010. 448 p. (Ukr)
13. Boliukh V.F., Kocherha O.I., Shchukin I.S. Comparative analysis of structural types of combined linear pulse electromechanical converters. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 4. Pp. 84–88. DOI: <https://doi.org/10.15407/tehnmed2018.04.084>. (Ukr)
14. Shevaldykin V.G., Bobrov V.T., Alekhin S.G. EMAT transformation in pulsed magnetic field and its use in portable instruments for acoustic measurements. 16th World Conference on *Nondestructive Testing*. Montréal, Canada. August 30 – September 3, 2004. Book of Abstracts. TS3.24.3. 88 p.
15. Salam Bussi. Electromagnetic-acoustic transducer for ultrasonic metalware inspection: PhD dissertation: 05.11.13. National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute. Kharkiv. 2020. 158 p. (Ukr)
16. Salam Bussi, Plesnietsov S.Yu. Practical developments of electromagnetic-acoustic transducers. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»*. 2019. No 26 (1351). Pp. 57–65. (Ukr)
17. Mihajlov A.V., Gobov Ju.L., Smorodinskij Ja.G., Shherbinin S.V. Electromagnetic-acoustic transducer with pulsed magnetization. *Defektoskopija*. 2015. No 8. Pp. 14–23. (Rus)..
18. Heng Zhang, Shu-juan Wang, Guo-fu Zhai, Ri-liang Su. Design of bulk wave EMAT using a pulsed electromagnet. IEEE Far East Forum on *Nondestructive Evaluation/Testing (FENDT)*, Chengdu, China, 20-23 June 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/FENDT.2014.6928272>.
19. Hernandez-Valle F., Dixon S. Pulsed electromagnet EMAT for ultrasonic measurements at elevated temperatures. *Insight – Non-Destructive Testing and Condition Monitori*. 2011. Vol. 53. Issue 2. Pp. 96–99. DOI: <https://doi.org/10.1784/insi.2011.53.2.96>.
20. Ogata S., Uchimoto T., Takagi T., Dobmann G. Development and performance evaluation of a high-temperature electromagnetic acoustic transducer for monitoring metal processing. *Int. J. Appl. Electrom*. 2018. Vol. 58. No 3. Pp. 309–318. DOI: <https://doi.org/10.3233/JAE-180016>.
21. Hernandez-valle F., Dixon S. Initial tests for designing a high temperature EMAT with pulsed electromagnet. *NDT&E International*. 2010. Vol. 4. Issue 2. Pp. 171–175. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ndteint.2009.10.009>
22. Guofu Zhai, Bao Liang, Xi Li, Yuhang Ge, Shujuan Wang. High-temperature EMAT with double-coil configuration generates shear and longitudinal wave modes in paramagnetic steel. *NDT & E International*. 2022. Vol. 125. Pp. 1–12. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ndteint.2021.102572>.
23. Salam Bussi, Suchkov G., Mygushchenko R., Kropachek O., Plesnietsov S. Electromagnetic-acoustic Transducers for Ultrasonic Measurements, Testing and Diagnostics of Ferromagnetic Metal Products. *Ukrainskyi metrolohichnyi zhurnal*. No 4. Pp. 41–49. DOI: <https://doi.org/10.24027/2306-7039.4.2019.195956>.
24. Suzhen Liu, Ke Chai, Chuang Zhang, Liang Jin and Qingxin Yang. Electromagnetic Acoustic Detection of Steel Plate Defects Based on High-Energy Pulse Excitation. *Applied Sciences*. 2020. Vol. 10(16). Article ID 5534. DOI: <https://doi.org/10.3390/app10165534>.
25. Donchenko A.V., Myhushchenko R.P. Suchkov H.M., Kropachek O.Yu. Cover combined electromagnetic-acoustic transducer with pulsed magnetization for ferromagnetic metalware inspection. Patent UA №156088. 2024. (Ukr)
26. Myhushchenko R.P., Suchkov H.M., Serpukhov O.V., Koshkarov Yu.Iu., Tymofiev V.D., Bobrov O.H. Electromagnetic-acoustic transducer for diagnostics of metal armor via ultrasonic pulses. Patent UA №156101. 2024. (Ukr)
27. Suchkov H.M., Salam Bussi. Modeling of the polarizing magnetic field of the electromagnetic-acoustic converter of electromagnetic energy into ultrasound). *Tezy 19 mizhnarodnoi naukovo-tekhnichnoi konferentsii Problemy informatyky ta modeliuvannia (PIM-2019)*, Ukraine, Kharkiv – Odesa, 11–16 September 2019. P. 79. (Ukr)
28. Suchkov H.M., Salam Bussi. Electromagnetic-acoustic transducers with pulsed sources of polarizing magnetic field). *Tekhnichna diahnozyka i neruinivnyi kontrol*. 2020. No 1. Pp. 1–6. (Ukr)
29. Fortunko C.N. Maclauchlan D. Ruised electromagnets for EMATS. Fracture and Deformation Division. National Bureau of Standards. Boulder, CO 80303.
30. Ambuj K. Gautam, Ching-Chung Yin, Bishakh Bhattacharya. A new chevron electromagnetic acoustic transducer design for generating shear horizontal guided wave. *Ultrasonics*. 2023. Vol. 135. Pp. 107-137.
31. Suchkov H.M., Donchenko A.V. Improvement of electromagnetic-acoustic transducers for ultrasonic quality control of ferromagnetic metal products). *Zbirnyk tez dopovidei Mizhnarodnoi naukovoï internet-konferentsii Informatsiine suspilstvo: tekhnolohichni, ekonomichni ta tekhnichni aspekty stanovlennia* (Ternopil, Ukraine – Pervorsk, Poland). February 6-7, 2023. Vyp. 74. Pp. 192–194. (Ukr)

Надійшла 16.07.2024
Остаточний варіант 30.09.2024