



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

№1
2026

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

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

EDITORIAL BOARD*

Kyrylenko O.V., Editor-in-Chief,
Member of N.A.S.Ukraine
Blinov I.V. Corresponding Member of NAS Ukraine
Butkevych O.F., Deputy Editor-in-Chief,
Professor
Member of NAS Ukraine
Zharkin A.F. , Dr.Sc. (Eng.)
Kensitskyi O.H. Corresponding Member of NAS Ukraine
Kondratenko I.P., Corresponding Member of NAS Ukraine
Kuznetsov V.H., Deputy Editor-in-Chief,
Lypkivskyi K.O., Dr.Sc. (Eng.)
Professor
Mazurenko L.I., Corresponding Member of NAS Ukraine
Mykhaskyi V.M. Member of NAS Ukraine
Stohnii B.S., Dr.Sc. (Eng.)
Shapoval I.A. Corresponding Member of NAS Ukraine
Shydlovska N.A., 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
Clare Jon C. Professor, The University of Nottingham, Great Britain
Gubanski S. Professor, Chalmers University of Technology, Sweden
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
Peresada S.M. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Pivnyak G.G. Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine
Rozov V.Yu. Corresponding Member of NAS 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
Zhuikov V.Ya. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Zagirnyak M.V. Professor, The Kremenchuk M.Ostrogradskyi National University, Ukraine
Vasko P.F. Dr.Sc. (Eng.), Institute of Renewable energy of the National Academy of Sciences of Ukraine, Ukraine

Журнал "Технічна електродинаміка" включено до Переліку наукових фахових видань України категорія «А». Журнал реферується у Реферативному журналі "Джерело" (Україна, Київ). Електронне видання журналу зберігається у Національній бібліотеці України імені В.І.Вернадського, включено у базу даних OPEN UKRAINIAN CITATION INDEX та міжнародні бази даних: SCOPUS, COMPENDEX, EBSCO, PROQUEST, CROSSREF, DOAJ, INDEX COPERNICUS.

Адреса редакції:

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, м. Київ, 03057, Україна.
Тел. (044) 366 26 57.
Email: ted@ied.org.ua
URL: <https://www.techned.org.ua>

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

ТОЛМАЧОВ С.Т., ІЛЬЧЕНКО О.В. Оптимізація стрижневих матричних фільтрів високоградієнтних магнітних сепараторів	3
--	---

Перетворення параметрів електричної енергії

ЯСЬКІВ В.І., ДОМНІН І.Ф., ЯСЬКІВ А.В. Зменшення втрат потужності у вихідному випрямлячі імпульсного стабілізатора постійної напруги	15
---	----

Електромеханічне перетворення енергії

ПЕРЕСАДА С.М., НІКОНЕНКО Є.О., ЧЕРНЕНКО О.А., МЕЛЬНИК А.В. Дослідження робастності систем покращеного векторного керування асинхронними двигунами	23
PETUKHOV I.S., ISAIEV Ye.V. Torque and magnet heating in a surface-mounted PM motor: a comparison between slotted and slotless stator designs	32
ГОЛОВАНЬ І.В., ПОПОВИЧ О.М., ШЕВЧУК С.П. Ефективність застосування асинхронного двигуна з суцільним осердям зануреного свердловинного насоса за збільшеної частоти живлення	39

Електроенергетичні системи та установки

БЛІНОВ І.В., ПАРУС Є.В., АРТЕМЧУК В.О. Модель планування роботи активного споживача на роздрібному ринку електричної енергії.....	50
ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., БІЛЯНІН Р.В., АНТОНЕЦЬ Т.Ю., ДАДАЖАНОВ Ю.В. Моделювання та аналіз довготривалих 24-годинних процесів змінення потоків електричної енергії в мікромережі промислового підприємства.....	62
СИЧОВА В.В., МІРОШНИК В.О. Порівняння класичних та нейромережевих моделей для прогнозування обсягів споживання електроенергії непобутового споживача.....	72

Електротехнологічні комплекси та системи

КОНДРАТЕНКО І.П., КРИЩУК Р.С., ЛОБАНОВ Л.М., ПАЩИН М.О., МИХОДУЙ О.Л., ТИМОШЕНКО О.М. Електромагнітні процеси в листових немагнітних металах під час магніто-імпульсної обробки швів в процесі зварювання.....	79
--	----

Персоналії

ПАМ'ЯТІ академіка НАН України Анатолія Корнійовича ШИДЛОВСЬКОГО	91
---	----

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

TOLMACHOV S.T., ILCHENKO O.V. Optimization of rod-matrix filters
for high-gradient magnetic separators 3

Conversion of electric energy parameters

YASKIV V.I., DOMNIN I.F., YASKIV A.V. Reduction of power losses in the output rectifier
of a switching DC power converter..... 15

Electromechanical energy conversion

PERESADA S.M., NIKONENKO Ye.O., CHERNENKO O.A., MELNYK A.V. Robustness investigation
of improved field-oriented control systems for induction motors 23

PETUKHOV I.S., ISAIEV Ye.V. Torque and magnet heating in a surface-mounted PM motor:
a comparison between slotted and slotless stator designs 32

GOLOVAN I.V., POPOVYCH O.M., SHEVCHUK S.P. Effectiveness of using a solid-core induction
motor in a submersible borehole pump under increased supply frequency..... 39

Electric power systems and installations

BLINOV I.V., PARUS Ye.V., ARTEMCHUK V.O. Prosumer operation planning model in the retail
electricity market..... 50

SHCHERBA A.A., PODOLTSEV O.D., BELYANIN R.V., ANTONETS T.Yu., DADAZHANOV Yu.V.
Modeling and analysis of long-term 24-hour processes of changes in electrical energy flows
in the microgrid of an industrial enterprise 62

SYCHOVA V.V., MIROSHNYK V.O. Comparison of classic and neural network models for forecasting
electricity consumption of non-household consumer..... 72

Electrotechnological complexes and systems

KONDRATENKO I.P., KRYSHCHUK R.S., LOBANOV L.M., PASHCHYN M.O., MYKHODUY O.L.,
TYMOSHENKO O.M. Electromagnetic processes in non-magnetic sheet metals during
magneto-pulse treatment of welds in the welding process 79

Personalities

IN MEMORY of Academician of the NAS of Ukraine Anatoly Korniyovych SHYDLOVSKYI..... 91

Наукові редактори К.О. ЛИПІКІВСЬКИЙ, О.Ф. БУТКЕВИЧ
Редактори І.О. БРАГІНЕЦЬ

УДК: 621.3.013.22:517.968

DOI: <https://doi.org/10.15407/techne2026.01.003>**ОПТИМІЗАЦІЯ СТРИЖНЕВИХ МАТРИЧНИХ ФІЛЬТРІВ
ВИСОКОГРАДІЄНТНИХ МАГНІТНИХ СЕПАРАТОРІВ**

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

У роботі розглянуто теоретичні та практичні аспекти поширених у технологіях високоградієнтної магнітної сепарації магнітних (матричних) фільтрів (МФ) стрижневої структури з двоякоперіодичним розташуванням елементів. Особливу увагу приділено порівняльному аналізу та оптимізації МФ. Відзначається зростання кількості досліджень з розробки високоефективних і легких високоградієнтних систем зі зменшеним енергоспоживанням. Мета роботи – обґрунтувати та розробити метод оптимізації параметрів МФ за критерієм мінімуму питомої енергії магнітного поля в зоні вилучення на основі розрахунку локальних і ефективних силових та енергетичних характеристик магнітного поля. Ефективність розробленого методу підтверджено серією обчислювальних експериментів з комплексним урахуванням ряду базових факторів впливу на якість кінцевого продукту. На конкретних прикладах доведено, що формування масиву ліній постійного значення магнітних сил (ізодин) є основним засобом дослідження вилучальної здатності МФ. Запропоновано простий та ефективний спосіб візуалізації потенційних зон вилучення задля спрощення розрахунку їхніх площ. Обґрунтовано використання методу інтегральних рівнянь відносно вектора намагніченості елементів МФ, що забезпечує найбільшу універсальність, простоту і точність під час аналізу складних двоякоперіодичних структур. Доведено необхідність визначення не лише локальних, а й ефективних параметрів магнітного поля під час реалізації енергетичної оптимізації. Проілюстровано залежність ефективності МФ від інтенсивності магнітного поля, форми і концентрації стрижнів, їхнього взаємного розташування. Відзначено теоретичний характер розробленого методу, який пропонується розглядати як ефективне доповнення до експериментальних методів аналізу. Доведено, що задля практичної реалізації методу необхідно враховувати технологічні характеристики та обмеження. Його цінність забезпечується повнотою і достовірністю додаткової інформації, отриманої на основі досвіду експлуатації та якісних експериментальних досліджень. Бібл. 20, рис. 3, табл. 1.

Ключові слова: двоякоперіодичні структури, намагніченість стрижнів, магнітні сили, інтегральне рівняння, візуалізація силового поля, вилучальна здатність, порівняльний аналіз, енергетична ефективність.

Вступ. Магнітні або матричні фільтри (МФ) є ключовими елементами високоградієнтних магнітних сепараторів (ВГМС), інтенсивний розвиток яких ще з середини минулого століття сприяв значному розширенню сировинної бази металургії та інших галузей шляхом збагачення доступних і поширених слабомагнітних руд та мінералів. Значна кількість експериментальних і промислових конструкцій ВГМС стала результатом активного пошуку шляхів підвищення техніко-економічних показників: продуктивності, якості та вартості кінцевого продукту. Домінуючими при цьому стали дослідження різних магнітних гетерогенних середовищ на основі спрощених та аналітичних підходів [1, 2], експериментальних методів [3–6] та комп'ютерних програм, орієнтованих на використання польових методів аналізу [7–14]. Широкий спектр можливих та реалізованих МФ – від конструкцій зі сталюї вати з правильними багатокутниками та циліндрами до складних МФ на основі тягнутої сталі, кульок, пластин, решіток тощо розглянуто в [3]. Постулюється очевидна перевага строго періодичних упорядкованих МФ перед МФ з меншим рівнем упорядкування. Особливо активно дослі-

© Толмачов С.Т., Ільченко О.В., 2026

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-5513-9099>; ** <https://orcid.org/0009-0004-4489-3397>

© Видавець ВД «Академперіодика», НАН України, 2026



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

джено стрижневі МФ з круговими та еліптичними перерізами елементів у прямокутній та ромбічній структурах як найбільш поширені на практиці [1, 3–5, 12–16]. Акцент у більшості цих публікацій зроблено на порівнянні МФ з різною геометрією стрижнів за критерієм маси вилученої слабomagнітної фракції.

Переважає кількість публікацій, зокрема [1, 3, 4, 7, 9, 11, 17, 18], спрямована на оптимізацію МФ з широким спектром тлумачення даного терміну. Він присутній під час порівняння МФ з різними геометричними формами перерізу стрижнів, наприклад, кругових і еліптичних [4, 15], рифлених пластин з прямокутними та еліптичними зубцями [6], у разі визначення оптимальної форми кута рифленої зубчастої пластини [3, 9]. Фактично в цих дослідженнях оптимізація МФ розглядається як напрям підвищення її ефективності у контексті вилучальної здатності, при цьому поняття ефективності є ширшим, оскільки поєднує в собі не лише конкретний МФ як самостійний об'єкт, а й деякі технологічні засоби впливу на кінцевий результат збагачення. Так, альтернативні шляхи підвищення ефективності сепарації досягнуто шляхом пульсації потоку [6], використання магнітної рідини [19], впровадження більш ефективних конкуруючих сил [20] та ін. Показово, що останнім часом активізація досліджень відносно підвищення технологічної ефективності високоградієнтної сепарації [16–20] поєднується з проблемою дослідження та розробки енергозберігаючих, високоефективних і легких ВГМС з акцентом на зменшення енергоспоживання та розсіювання магнітного потоку [7, 18].

Розглядаючи результати досліджень у часовому вимірі, слід відзначити зростаюче розуміння складності та багатофакторності проблеми. Саме з цієї точки зору безперечно перевагу мають експериментальні методи з високим рівнем достовірності результатів, що забезпечується використанням сучасних досягнень електронної мікроскопії та засобів відображення візуальної інформації. Збільшується й активність використання комп'ютерно орієнтованих методів, що є найбільш ефективним доповненням до експериментальних. Найбільш активно досліджено магнітні поля у 2D-просторі з використанням програмних комплексів ANSYS [1], COMSOL Multiphysics [6], ELCUT [9–11]. Є також приклади тривимірного математичного моделювання високоградієнтного магнітного поля [8, 11].

Науковий інтерес до даної проблеми залишається активним і на сьогодні, що свідчить не лише про її складність, а й про відсутність чітких і однозначних рішень відносно деяких важливих аспектів теорії і практики високоградієнтної магнітної сепарації. Зокрема, обмежувальним фактором під час дослідження стрижневих МФ з двокоперіодичною структурою слід вважати орієнтацію поширених програм лише на метод скінченних елементів. Віддаючи належне загальновідомим позитивним рисам цього методу, не слід забувати про його основний недолік, пов'язаний з формуванням граничних умов у випадку областей зі складною геометрією і структурою поля. У разі дослідження упорядкованих стрижневих МФ більш ефективним і фізично наочним є метод інтегральних рівнянь відносно вектора намагніченості феромагнітних елементів МФ. Такий метод запропоновано в [12] і розвинено в публікаціях [13, 14]. Простота й універсальність методу забезпечуються його чисельно-аналітичним характером та використанням розвинутої теорії двокоперіодичних (еліптичних) функцій. Відсутність необхідності формування граничних умов, що поєднується з простотою визначення розподілу магнітних сил у робочому просторі МФ, забезпечує можливість достовірного прогнозування не лише вилучальної здатності МФ без суттєвих обмежень на їхню геометрію, магнітні характеристики й інтенсивність магнітного поля, а й питомих витрат енергії магнітного поля задля ефективного вилучення слабomagнітних мінералів із пульпи.

Особливо ефективною є реалізація зазначеного методу в лінійній постановці під час аналізу задач високоградієнтної сепарації, що обумовлено практичною відсутністю впливу слабomagнітної пульпи на розподіл напруженості магнітного поля в робочому просторі МФ. Задля порівняння наведемо значення ефективної відносної магнітної проникності $\mu_{\text{еф}}$ для сферичних часток у кубічній матриці за класичною формулою Релея. Так, для феромагнітних часток з $\mu_r = 1000$ за концентраціях 0.25 і 0.5 відповідно $\mu_{\text{еф}} = 2.013$ і 5.01 , для сильномагнітного магнетиту з $\mu_r = 200$ – $\mu_{\text{еф}} = 1.997$ і 4.873 , а для слабomagнітних гематиту і хроміту з $\mu_r = 1.0002$ – $\mu_{\text{еф}} \approx 1$. У такому разі слабomagнітна пульпа у магнітному відношенні може розглядатися як вакуум.

Таким чином, переваги базового методу математичного моделювання магнітних і силових характеристик ФМ стрижневого типу створюють нові можливості для обґрунтування їхньої технологічної й енергетичної ефективності, що відповідає актуальному напрямку розвитку теорії і практики високоградієнтної магнітної сепарації та оптимізації ВГМС.

Мета даної роботи – теоретичне обґрунтування та розробка методу оптимізації за критерієм мінімуму питомої енергії магнітного поля в зоні вилучення МФ стрижневого типу з двокоперіодич-

ною структурою елементів довільної геометрії, концентрації, параметрів основного паралелограма періодів та інтенсивності магнітного поля на основі розрахунку локальних і ефективних силових та енергетичних характеристик магнітного поля з урахуванням технологічних вимог і обмежень, основними з яких є мінімальна сила вилучення слабомагнітної фракції з відомими магнітними та гранулометричними характеристиками.

У такій постановці задачу оптимізації стрижневих МФ сформульовано вперше.

Обґрунтування основних завдань. Досягнення поставленої мети передбачає вирішення наступних задач:

- вибір базових типів МФ з відомими геометричними та магнітними характеристиками елементів МФ і параметрами основного паралелограма періодів Ω ;
- розрахунок ефективної магнітної проникності МФ обраного типу;
- комп'ютерне моделювання локального розподілу магнітних сил в Ω та формування масиву базових ліній постійного значення магнітної сили (ізодин) $f_0 = \{f_{0i}\}, i = 1, 2, 3, \dots$;
- розрахунок базового масиву площ зон потенційного вилучення слабомагнітних компонентів $F_0 = \{F_{0i-\text{вил}}\}$;
- формування масиву зон вилучення F_1 для різних значень магнітної індукції, геометрії та концентрації елементів МФ з урахуванням визначеного за технологічними умовами мінімального значення магнітної сили вилучення $f^* = f_{\min}$;
- виконання порівняльного аналізу й оптимізації геометричних параметрів МФ та інтенсивності магнітного поля за критерієм мінімуму енергії магнітного поля в одиниці об'єму вилученої слабомагнітної фракції.

Пояснимо деякі методологічні особливості реалізації наведеного переліку задач. На першому етапі слід обрати конкретний за геометричними особливостями МФ, який будемо називати базовим. Зазначимо, що його геометричні розміри (масштаб) не мають принципового значення, оскільки в рамках лінійної постановки для кожного варіанту базового МФ на основі принципу подібності [14] можна розглядати без значного обчислювального навантаження будь-яку кількість геометрично подібних МФ. Універсальність базового методу розрахунку магнітних характеристик МФ не обмежує в рамках кожного з їх типів кількість дискретних фаз (стрижнів) з різними магнітними і геометричними параметрами в межах основного паралелограма періодів [12]. Зрозуміло, що зміна концентрації елементів МФ шляхом пропорційної зміни основних періодів за незмінних розмірів стрижнів або навпаки створює сукупність МФ нового типу.

Ефективна магнітна проникність $\mu_{\text{еф}}$ гетерогенного середовища МФ (задача гомогенізації) визначається на основі розрахунку намагніченості дискретизованих феромагнітних елементів МФ, масив яких є рішенням базового інтегрального рівняння. У лінійній постановці $\mu_{\text{еф}}$ не залежить від геометричних розмірів, тому за заданої фонові напруженості магнітного поля H_0 залишаються незмінними також напруженість і магнітна індукція у відповідних точках, а також питома енергія магнітного поля $W = BH_0/2$ на одиницю об'єму МФ. Очевидно без розрахунку ефективної магнітної проникності $\mu_{\text{еф}}$, яка залишається незмінною для всіх МФ даного типу, неможливо провести енергетичний аналіз МФ, який є обов'язковим у контексті даного методу оптимізації. Принцип подібності можна також використовувати у випадку геометрично анізотропних МФ. При цьому ефективні магнітні властивості визначаються тензором $\underline{\mu}_{\text{еф}}$, методику розрахунку якого наведено в [12]. Ускладнення в порівнянні з ізотропним випадком полягає в тому, що до числа визначальних факторів впливу слід додати напрям орієнтації магнітного поля відносно основних періодів МФ. В рамках інтегрального методу можна також розрахувати локальний розподіл напруженості поля в робочому просторі МФ для різних значень фонові напруженості H_0 з урахуванням нелінійних та анізотропних магнітних властивостей стрижнів [13]. Оскільки поле напруженостей H повністю визначає сили магнітного поля f , принципово сформульований вище алгоритм оптимізації можна поширити і на випадок нелінійної анізотропії МФ. Але в даному випадку використання принципу подібності неможливе, що значно ускладнює покрокову реалізацію метода. Важливим практичним виключенням є аналіз надпровідних ВГМС, коли намагніченість елементів МФ практично співпадає з відомою намагніченістю насичення, тому процес аналізу зводиться до накладання впливу двох відомих джерел магнітного поля – первинного (напруженість поля H_0) і вторинного (намагніченість насичення J_s).

Комп'ютерне моделювання розподілу магнітних сил в Ω реалізовано на основі методів, розглянутих в [12, 14]. У разі формування базового масиву $f_0 = \{f_{0i}\}$, де $f_{0i} = |H \text{grad}(H)| = \text{const}$ – ізодина, є певна свобода вибору. Наприклад, на рис. 1, а основні періоди квадратної решітки $\omega_1=18$, $\omega_2=18j$,

площа паралелограма періодів $F_{\Omega} = 324$. Розрахована відносна ефективна магнітна проникність МФ $\mu_{\text{еф}} = 2,07$ не залежить від вектора $\mathbf{H}_0$ (магнітна ізотропія), а також від пропорційної зміни лінійних розмірів. Але така інваріантність не властива векторам магнітних сил $\mathbf{f} = H \cdot \text{grad}(H)$, для кількісного визначення яких необхідно задати як напруженість поля $\mathbf{H}_0$, так і лінійні розміри основних періодів. Нехай, наприклад, лінійні розміри задані у метрах, а напруженість зовнішнього поля $H_0 = 1$ А/м. Цього достатньо для розрахунку локального розподілу магнітних сил в робочому просторі МФ, який на рис. 1 відображений масивом ізодин $f_0 = \{0.1 \ 0.3 \ 0.5 \ 0.7 \ 0.9\}$, позначених різними кольорами: 0.1 – чорний; 0.3 – червоний; 0.5 – синій; 0.7 – зелений; 0.9 – пурпуровий.

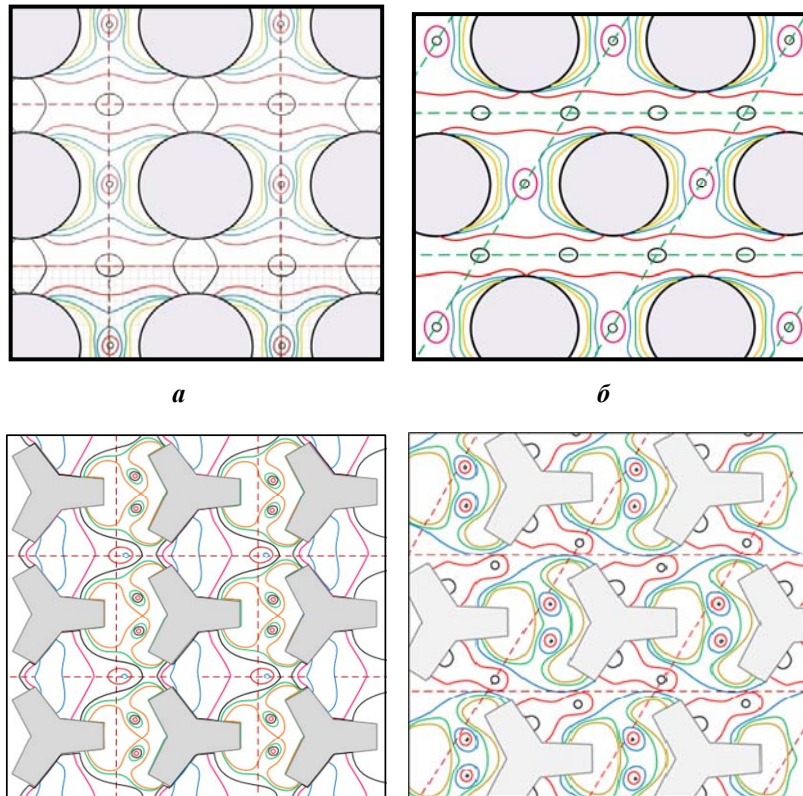


Рис. 1

Важливо зазначити, що вже на цьому етапі можна ввести зміни в масив f_0 , наприклад, виключенням із нього ізодин 0.1 і 0.3 як таких, що відповідають завищеним зонам вилучення з потенційною можливістю блокування робочого простору, та ізодини 0.9 – через неефективне використання робочого простору МФ. У цьому сенсі більш прийнятним може бути масив $f_0 = \{0.4 \ 0.5 \ 0.6 \ 0.7 \ 0.8\}$ або близький до нього. Головне, щоб масив f_0 охоплював прийнятну за технологічними умовами частину робочого простору МФ. Не обмежуючи відносну свободу формування базового масиву ізодин f_0 , задля зменшення обчислювального навантаження використано наведений масив f_0 як базовий для подальшого розгляду чотирьох варіантів МФ, зображених на рис. 1.

Логічним подальшим кроком є розрахунок базового масиву площ зон потенційного вилучення слабомагнітних компонентів F_0

$= \{F_{0i-\text{вил}}\}$. Зона потенційного вилучення $F_{0i-\text{вил}}$ – це площа області, що обмежена ізодиною f_{0i} і граничною лінією стрижнів у межах Ω і в якій $f \geq f_{0i}$. Розрахунок цих площ є одним із найбільш відповідальних етапів, що обумовлено складною й інколи непередбачуваною геометрією зон вилучення, особливо під час розгляду багатофазних конструкцій стрижнів з різними геометричними і магнітними властивостями (наприклад, під час розташування в Ω циліндрів з різними діаметрами [3, 5]). Додаткове ускладнення полягає в наявності періодичних точок і зон біфуркації, які вперше проілюстровано в роботі [14] і вплив яких, як буде показано далі, не можна ігнорувати.

Можливості спрощення обчислення зон потенційного вилучення проілюстровано на рис. 2. На рис. 1, а зображені всі ізодини базового масиву f_0 , серед яких є й ізодина з мінімальним значенням $f = 0.1$. З фізичних міркувань зрозуміло, що їй відповідає максимальна зона потенційного вилучення. Запропоновано реалізацію одночасної візуалізації напрямів сил та ліній $f = \text{const}$, що дає повне уявлення про площі відповідних зон потенційного вилучення. Цей метод проілюстровано на прикладі базової ізодини $f = 0.1$. Фактично мова йде про чітку візуалізацію «світлих» зон, в яких магнітні сили $f < 0.1$. До цих зон належать і чотири еліптичні зони біфуркації, які, як видно з рис. 2, а, не лише змінюють картину поля векторів магнітних сил і, як наслідок, очікувані траєкторії руху слабомагнітних компонентів пульпи, а й можуть значно зменшити саму площу вилучення їх під дією сил $f \geq 0.1$. Очевидно отримати таку повну інформацію відносно даної ізодини на основі аналізу рис. 1, а достатньо складно.

Задля додаткового підвищення ефекту візуалізації корисно шаблон паралелограма періодів Ω розташувати найбільш зручним чином (наприклад, паралелограм періодів червоного кольору дає більш чітке виділення «світлих» зон, ніж паралелограм зеленого кольору). Така можливість витікає із особливості двоякоперіодичної функції щодо інваріантності інформації в рамках паралелограма періодів Ω незалежно від його положення в комплексній площині.

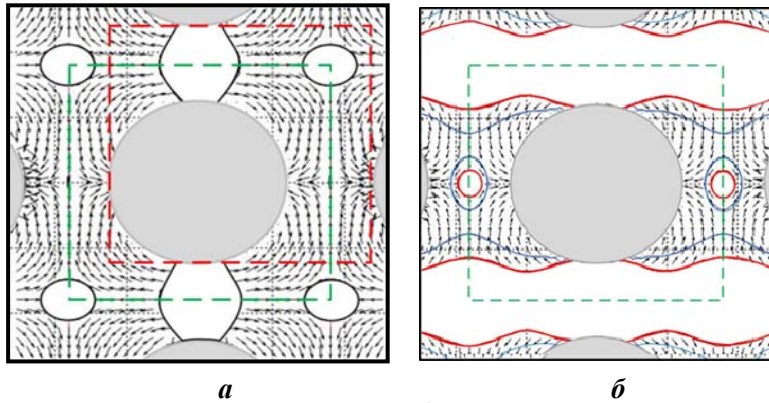


Рис. 2

На рис. 2, б відображено додаткову інформацію щодо запропонованої візуалізації. Очевидно у разі збільшення необхідної для вилучення магнітної сили f зона потенційного вилучення зменшується. Показано потенційну зону вилучення включно з зонами біфуркації, що відповідає ізодині $f = 0.3$ (червона лінія). Додатково синім кольором відображено лінії ізодини $f = 0.5$. Візуально підтверджено, що області з більш високими значеннями магнітних сил завжди є внутрішньою частиною зон з

меншою інтенсивністю силового магнітного поля, при цьому магнітні сили завжди спрямовані всередину відповідних зон. З цього факту можна зробити корисний практичний висновок. В реальних умовах на слабوماгнітну частку з магнітною сприйнятливістю χ і об'ємом V діє сила $F = \mu_0 \chi V H \cdot \text{grad}(H) = \mu_0 \chi V f$. Тому визначити дійсну площу вилучення слабوماгнітних мінералів без відповідної технологічної інформації та мінімального значення сили $F_{\min}$ неможливо. Без такої інформації можна говорити лише про потенційно можливі зони вилучення на основі аналізу системи ізодин f , які можуть значно відрізнятися від реальних. Останні ж залежать як від силового поля МФ, так і від інтенсивності подачі пульпи, концентрації в ній магнітного матеріалу тощо. Формування реальної зони вилучення відбувається шляхом послідовного заповнення зон з максимальною інтенсивністю силового поля. На цій основі можна встановити залежність продуктивності сепаратора від густини і швидкості подачі пульпи за умови наявності відповідної технологічної інформації.

У розрахунках наступних етапів активну роль відіграє сформульований в [14] принцип подібності, який дає змогу шляхом пропорційної зміни геометричних параметрів МФ та інтенсивності магнітного поля легко трансформувати базовий масив потенційних площ вилучення F_0 в нові масиви F_1 , що відповідають новим параметрам МФ базового варіанта. Значення елементів масивів F_0 і F_1 визначено шляхом інтегрування площ, обмежених граничними лініями елементів МФ та відповідних ізодин масивів f_0 і f_1 , які об'єднані співвідношенням $f_1 = K f_0$, де коефіцієнт подібності K залежить від зміни напруженості магнітного поля H_0 (коефіцієнт K_H) і зміни геометричних розмірів (коефіцієнт K_M): $K = K_H / K_M$ [14]. Гранична межа пропорційної зміни розмірів базового МФ, як правило, залежить від максимального розміру часток слабوماгнітної фракції. Вибір конкретного коефіцієнта подібності K залежить від мінімального значення магнітної сили $f_{\min}$, визначеної з урахуванням технологічних вимог та характеристик продукту збагачення: $K = f_{\min} / f_{0i}$. Фактично цей вираз трансформує будь-яку базову ізодину f_{0i} в нову $f_{\min}$ з пропорційною зміною останніх ізодин за збереження їхньої геометрії. Наприклад, для $f_{0i} = 0.5 \text{ A}^2/\text{M}^3$ і $f_{\min} = 5 \cdot 10^{13} \text{ A}^2/\text{M}^3$ $f_1 = \{0.2 \ 0.6 \ 1.0 \ 1.4 \ 1.8\} \cdot 10^{14} \text{ A}^2/\text{M}^3$. Зрозуміло, що іншим значенням f_{0i} будуть відповідати масиви f_1 з новими потенційно можливими зонами вилучення конкретного МФ. Але вказаними варіантами не обмежуються можливості покрокового порівняльного аналізу, оскільки обраний коефіцієнт подібності $K = K_H / K_M$ може бути реалізований необмеженою кількістю варіантів пар – напруженості поля H_0 (K_H) і геометричних розмірів елементів (K_M). Таким чином, процедура оптимізації в рамках кожного базового МФ зведена до вибору декількох значень коефіцієнтів подібності K з відповідними їм масивами f_1 та формування масивів пар $K_H - K_M$ для кожного коефіцієнта подібності K . Наприклад, для трьох значень коефіцієнта подібності K та чотирьох кроків зміни коефіцієнтів K_H і K_M необхідно розглянути $3 \cdot 4 \cdot 4 = 48$ варіантів геометрично подібних МФ з різними геометричними розмірами, а також магнітними й енергетичними показниками. Зміна

кожного з визначальних параметрів, наприклад, концентрації стрижнів, напряму поля, форми елементів тощо формує новий базовий МФ, для якого слід реалізувати наведений вище комплекс кроків.

На практиці велике обчислювальне навантаження значно зменшується використанням принципу подібності, а перелік альтернативних варіантів можна додатково зменшити шляхом врахування практичних обмежень на геометричні та магнітні параметри ВГМС. Так, за розрахунками діапазон відносної ефективної магнітної проникності МФ $\mu_{\text{еф}} = 2 \dots 4$, а для магнітної індукції найбільш прийнятним є діапазон $B = 0.5 \dots 2.0$ Тл. Таким чином, практично $H_0 = B/\mu_a = B/\mu_{\text{еф}} \cdot \mu_0 = (1 \dots 8) \cdot 10^5 \text{ А}^2/\text{м}^3$. Вибір із даного діапазону однозначно визначає геометричні розміри елементів МФ.

Результати обчислювальних експериментів. З урахуванням викладеного наведемо для ілюстрації результати обчислювальних експериментів для двох різних у геометричному відношенні МФ з круговими та тризубчастими перерізами стрижнів. Задля зменшення обсягу розрахункової інформації обмежимося квадратними паралелограмами періодів Ω (рис. 1, а і 1, в). Відповідні МФ магнітно ізотропні, а їхня відносна ефективна магнітна проникність $\mu_{\text{еф}} = 2,07$. Це забезпечено підбором значень базових періодів і розмірами (концентрацією) дискретних елементів лише з метою зменшення обчислювального навантаження. За замовчуванням всі геометричні розміри задані в системі СІ. Параметри періодів: рис. 1, а – $\omega_1=18$, $\omega_2=18j$, радіуси циліндрів 6, площа паралелограмів періодів $F_\Omega = 324$; рис. 1, в – $\omega_1=10$, $\omega_2=10j$, площа паралелограмів періодів $F_\Omega = 100$, площа перерізу тризубчастого елемента 26.4. Геометричні параметри двох наведених базових МФ спеціально обрано суттєво відмінними, щоб підкреслити непринциповий характер стартових розмірів.

За спільним алгоритмом надалі два варіанта ФМ розглянуто паралельно для двох значень f_{min} , наведених в таблиці. Перший крок – перехід від базових площ до нових значень, наприклад, до $F_\Omega = 1600 \text{ мм}^2$ (коефіцієнти приведення площ $K_{\text{прив}}$ з чотирма рівнями магнітної індукції B наведено в таблиці (варіанти 1-8, непарні – для кругових, парні – для зубчастих стрижнів).

№№ вар.	F_Ω , м^2	$F_{\text{р.з.}}$, м^2	B , Тл	$K_{\text{прив}}$ од.	$f_{\text{прив}}$ $\text{А}^2/\text{м}^3$	$F_{\text{вил.}}$, мм^2	$k_{\text{вил.}}$, %	W кДж/м^3	w кДж/м^3
$f_0 = \{0.1; 0.3; 0.5; 0.7; 0.9\} \text{ А}^2/\text{м}^3$, $\mu_{\text{еф}} = 2.07$, $f_{\text{min}} = (3/5) \cdot 10^{13} \text{ А}^2/\text{м}^3$									
1	324	211	2.0	202500	0.113/0.188	863.7/743.4	54.0/46.5	768.9	1424/1654
2	100	73.6	2.0	62500	0.203/0.338	916.3/749.8	56.0/46.9	768.9	1373/1639
3	324	211	1.5	202500	0.2/0.333	725/534	43.3/33.4	432.5	999/1295
4	100	73.6	1.5	62500	0.36/0.6	725/493	43.3/30.8	432.5	999/1404
5	324	211	1.0	202500	0.451/0.752	388.8/140.3	24.3/8.77	192.2	791/2191
6	100	73.6	1.0	62500	0.811/1.35	372.0/175.6	23.3/11.0	192.2	824.9/1747
7	324	211	0.75	202500	0.798/1.33	119.9/101.6	7.49/6.4	108.1	1443/1689
8	100	73.6	0.75	62500	1.44/2.39	172.3/94.3	10.8/5.89	108.1	1001/1831
$f_0 = \{0; 0.1; 0.25; 0.4; 0.55; 0.7\} \text{ А}^2/\text{м}^3$, $\mu_{\text{еф}} = 1.78$, $f_{\text{min}} = 3 \cdot 10^{13} \text{ А}^2/\text{м}^3$									
9	400	287	1.8	250000	0.219	556.8	34.8	745.2	2141
10	400	287	2.0	250000	0.177	692.8	43.3	920	2118
11	400	287	2.2	250000	0.146	796.0	49.8	1113	2234
$f_0 = \{0; 0.6; 1.1; 1.6; 2.1; 2.6\} \text{ А}^2/\text{м}^3$, $\mu_{\text{еф}} = 3.07$, $f_{\text{min}} = 3 \cdot 10^{13} \text{ А}^2/\text{м}^3$									
12	225	112	0.7	140600	2.43	144.6	9.04	63.51	702.5
13	225	112	0.8	140600	1.861	211.1	13.2	82.95	628.4
14	225	112	1.0	140600	1.191	278.8	17.4	129.6	744.8

Під час реалізації процесу оптимізації МФ важливу роль відіграють базові площі зон потенційного вилучення, результати розрахунку яких відображено на рис. 3 (номери кривих відповідають порядку розташування МФ на рис. 1). До 6 розрахункових значень площ можна додати очевидні асимптотичні: за $f_0 \rightarrow 0$ $F_0 \rightarrow F_{\text{р.з.}}$, де $F_{\text{р.з.}}$ – площа робочої зони МФ (наведена в таблиці), за $f_0 \rightarrow \infty$ $F_0 \rightarrow 0$.

Важливість наведених на рис. 3 залежностей полягає в їхній універсальності і можливості проведення розрахунків на всіх етапах силового аналізу конкретного базового МФ. Оскільки коефіцієнт масштабу $K_M = K_{\text{прив}}^{-1/2}$, для МФ з круговими і тризубцевими стрижнями відповідно $K_{Ma} = 2.22 \cdot 10^{-3}$,

$K_{M6}=4\cdot 10^{-3}$. Для подальших розрахунків обчислимо необхідні значення напруженості магнітного поля H_0 для чотирьох значень магнітної індукції: $B = (2.0, 1.5, 1.0, 0.75)$ Тл. Відповідно $H_0 = B/(\mu_{\text{еф}}\cdot\mu_0) = (7.69, 5.77, 3.84, 2.88)\cdot 10^5$ А/м, а коефіцієнти напруженості K_H , що пропорційні квадратам зміни H_0 , $K_H = (59.1, 33.3, 14.78, 8.31)\cdot 10^{10}$ (нагадаємо, що базові характеристики МФ розраховані для $H_0=1$ А/м). Массив коефіцієнтів подібності $K=K_H/K_M$ для двох варіантів: $K_a = K_H/K_{Ma} = (26.62, 15, 6.65, 3.76)\cdot 10^{13}$, $K_b = K_H/K_{Mb} = (14.8, 8.31, 3.7, 2.09)\cdot 10^{13}$. Таким чином, базовий массив ізодин f_0 трансформується в нові набори массивів $f_{1a}=f_0\cdot K_a$ і $f_{1b}=f_0\cdot K_b$ для обраних рівнів магнітної індукції/напруженості магнітного поля, а відповідні їм площі зон потенційного вилучення легко знайти шляхом наведених на рис. 3 залежностей: 1 – для кругових і 3 – для зубчастих.

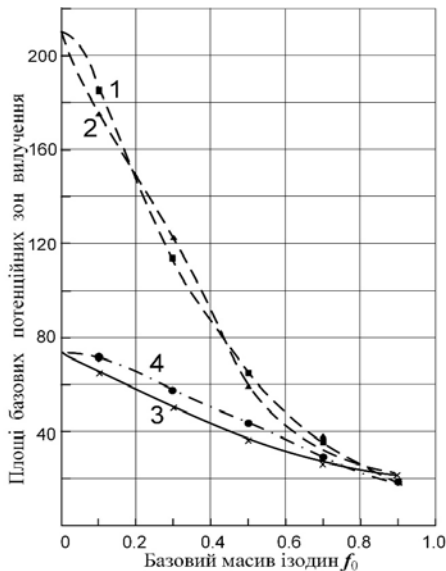


Рис. 3

Проілюструємо це на прикладі магнітної індукції $B = 1.5$ Тл (варіанти 3 і 4 таблиці) для двох значень $f_{\min} = 3\cdot 10^{13}$ А²/м³ і $f_{\min} = 5\cdot 10^{13}$ А²/м³. Задля компактності цю пару сил, а також відповідні розрахункові дані будемо подавати через знак «/», наприклад, $f_{\min} = (3/5)\cdot 10^{13}$ А²/м³, площі вилучення $F_{\text{вил.}} = 725/534$ мм² і т.п. Вище для варіантів 3 і 4 відповідно було визначено: напруженість магнітного поля $H_0 = 5.77\cdot 10^5$ А/м, коефіцієнти подібності $K_a = 15\cdot 10^{13}$, $K_b = 8.31\cdot 10^{13}$ і коефіцієнти масштабу $K_{Ma} = 2.22\cdot 10^{-3}$, $K_{Mb} = 4\cdot 10^{-3}$. Задля виконання порівняльного аналізу варіантів слід врахувати відоме значення мінімальної сили вилучення $f_{\min}$. Очевидно ізодинам $f_{\min}$ на рис. 3 відповідають базові ізодини x , значення яких легко знайти з очевидного співвідношення $f_{\min}=K\cdot x$, тобто $x_a=f_{\min}/K_a = (3/5)\cdot 10^{13}/15\cdot 10^{13} = 0.2/0.333$ (для кривої 1 на рис. 3) і аналогічно $x_b=f_{\min}/K_b = (3/5)\cdot 10^{13}/8.31\cdot 10^{13} = 0.36/0.6$ (для кривої 3 на рис. 3). Приведені до базових ізодини $f_{\text{прив.}}$, а також відповідні їм зони вилучення $F_{\text{вил.}}$ і відносний коефіцієнт вилучення $k_{\text{вил.}}$ в паралелограмі періодів $F_{\Omega} = 1600$ мм² наведені в таблиці. Зокрема, розрахованим вище $f_{\text{прив.}} = 0.2/0.333$ і $0.36/0.6$

відповідають площі базових зон вилучення 146.8/108.1 і 45.3/30.8, які треба привести до нових з урахуванням коефіцієнтів приведення $K_{\text{прив.}}$. Остаточнo отримаємо: для $f_{\min} = 3\cdot 10^{13}$ $F_a = 146.8/202500 = 7.25\cdot 10^{-4}$ м² = 725 мм² і $S_b = 45.3/62500 = 7.25\cdot 10^{-4}$ м² = 725 мм². Аналогічно для $f_{\min} = 5\cdot 10^{13}$ $F_a = 534$ мм² і $F_b = 493$ мм².

Результати аналогічних розрахунків для інших значень магнітної індукції зведені у таблицю, де також подані значення ефективної щільності енергії магнітного поля $W=BH_0/2$, кДж/м³ в одиниці об'єму та аналогічний показник $w = W/k_{\text{вил.}}$ для одиниці об'єму потенційних зон вилучення.

Наведений вище алгоритм може бути використаний не лише для оптимізації конкретного типу МФ, а й для порівняльного аналізу різних типів МФ як показано вище. Зокрема, з різним рівнем дискретизації можна розширити діапазон зміни лінійних розмірів (включно з мінімально допустимим за технологічним обмеженням), а також інтенсивності зовнішнього магнітного поля.

Важливим фактором впливу на ефективність МФ є концентрація стрижнів у межах паралелограму періодів. Задля ілюстрації впливу даного фактору обмежимося базовим варіантом 5 з циліндричними стрижнями і з досягнутим локальним мінімумом енергетичного показника $w = 791$ кДж/м³ для $f_{\min} = 3\cdot 10^{13}$ А²/м³. Розглянуто два нових типи МФ, в яких збережені радіуси кругових стрижнів і $f_{\min}$, але замість базового паралелограма з $F_{\Omega} = 324$ розглянуті два нові – розріджений з $F_{\Omega} = 400$ (20x20) і згущений з $F_{\Omega} = 225$ (15x15). Відносні магнітні проникності цих МФ дорівнюють відповідно 1.78 і 3.074 (для попереднього МФ $\mu_{\text{еф}} = 2,07$).

Попередній аналіз нових варіантів показав доцільність коригування базових массивів ізодин f_0 , що відображено в таблиці. Відповідні базові массиви потенційних площ вилучення, розраховані за викладеною вище методикою: $F_{0-400} = \{287; 233.88; 117.2; 60.8; 38.24; 24.8\}$ і $F_{0-225} = \{112; 60.44; 42.47; 32.51, 26.22; 15.56\}$ для варіантів з розрідженою і згущеною структурами. Для вказаних МФ у таблиці наведено лише по три варіанти – (9-11) і (12-14) – з такими значеннями магнітної індукції, щоб середній з них відповідав максимальному значенню показника w .

Аналіз результатів обчислювальних експериментів. Аналіз варіантів 1-8 свідчить про суттєву залежність коефіцієнта вилучення слабомагнітного матеріалу від інтенсивності магнітного поля. Водночас, за однакових значеннях магнітної індукції B (і напруженості H_0) показники вилучення мають незначні відхилення в широкому діапазоні інтенсивності магнітного поля, незважаючи на суттєві геометричні відмінності стрижнів з круговою і тризубчастою формами перерізу. Це вказує на перебільшене значення форми елементів МФ під час порівняльного аналізу, що характерно для деяких публікацій. На підтвердження даного висновку можна навести результати порівняння кругових і еліптичних МФ [4], коли пріоритет у цій парі залежав не від форми, а від інтенсивності магнітного поля. Щодо питомої енергії магнітного поля W на одиницю об'єму МФ, то вона за однакових значеннях μ_{ef} пропорційна квадрату магнітної індукції/напруженості магнітного поля і не залежить від форми елементів, їх концентрації, мінімальної для вилучення магнітної сили f_{min} тощо. У цьому відношенні більш важливу роль відіграє питома енергія магнітного поля w на одиницю об'єму зони вилучення, яка дає можливість кількісної оцінки енергетичної ефективності того чи іншого варіанту МФ. Слід підкреслити екстремальний характер залежності $w(B, f_{\text{min}})$. Так, мінімальні значення w для порівнюваних МФ за $f_{\text{min}} = 3 \cdot 10^{13} \text{ A}^2/\text{м}^3$ забезпечуються за $B = 1.0 \text{ Тл}$ (відповідно 791 і 824.9 кДж/м³ – варіанти 5 і 6), а за $f_{\text{min}} = 5 \cdot 10^{13} \text{ A}^2/\text{м}^3$ – за $B = 1.5 \text{ Тл}$ (відповідно 1295 і 1404 кДж/м³ – варіанти 3 і 4).

Розрахунками підтверджено суттєвий вплив на показники МФ концентрації стрижневих елементів (і, як наслідок, її ефективної магнітної проникності μ_{ef}). Досягнуте за $\mu_{\text{ef}} = 2.07$ мінімальне значення $w = 791 \text{ кДж/м}^3$ (варіант 5 таблиці) слід розглядати як локальний мінімум за відсутності аналізу зміни концентрації стрижнів. Ця інформація міститься у варіантах 9-14. Для розрідженого МФ (варіанти 9-11, $\mu_{\text{ef}} = 1.78$) мінімум показника $w = 2118 \text{ кДж/м}^3$ за магнітної індукції 2.0 Тл (варіант 10) значно перевищує базовий показник 5-го варіанту. Це свідчить про недоцільність розрідження і підвищення інтенсивності магнітного поля з метою підвищення ефективності МФ з $F_{\Omega} = 324$. Зворотний ефект спостерігається у разі згущення МФ (варіанти 12-14, $\mu_{\text{ef}} = 3.07$): досягнуто не лише зменшення показника w майже на 21 % (628.4 проти 791), а й значне зменшення інтенсивності магнітного поля, що безпосередньо впливає на масо-габаритні параметри ВГМС у цілому.

Задля повноти аналізу таку ж схему дослідження слід провести для МФ з тризубчастою формою перерізу стрижнів, а також розглянути варіанти з іншими значеннями мінімальної магнітної сили, наприклад, $f_{\text{min}} = 5 \cdot 10^{13} \text{ A}^2/\text{м}^3$. Але в будь-якому випадку такий процес не можна вважати завершеним з точки зору оптимізації, оскільки проведений аналіз виконано у 2D-варіанті з плоскопаралельним розподілом поля. У реальних умовах слід врахувати розмір L у напрямі осі стрижнів (висоту МФ). Цей розмір є одним з важливих конструктивних параметрів і залежить від низки факторів [18], розгляд яких лежить за межами даної роботи. Очевидно добуток $w_{\text{ef}} = wL$ можна розглядати як енергію магнітного поля у паралелепіпеді висотою L і основою 1 м². Саме цей параметр рекомендовано використовувати під час порівняльних та оптимізаційних розрахунків різних варіантів МФ як найбільш прийнятний критерій його енергетичної ефективності. Слід також мати на увазі, що наведені у таблиці результати отримані на основі потенційних зон вилучення і, як було зазначено вище, можуть бути скориговані за наявності додаткової технологічної інформації.

На завершення розглянемо в порядку постановки деякі можливі варіанти оптимізації магнітної системи ВГМС в цілому. Виходимо з того, що за відомих ефективних параметрів оптимізованого МФ (магнітна індукція й ефективна проникність) легко визначити інтегральні характеристики проєктованого сепаратора (магнітний потік, переріз осердя магнітопроводу, магніторушійну силу обмотки тощо), що обумовлені продуктивністю, прийнятними масо-габаритними та іншими виробничими показниками. При цьому можливі різні варіанти забезпечення базових характеристик МФ на основі техніко-економічних критеріїв оптимальності: мінімальної вартості сепаратора у порівнянні з близькими аналогами, мінімального споживання електричної енергії на одиницю кінцевого продукту або мінімальної його собівартості, оптимальних масо-габаритних параметрів, максимуму продуктивності сепаратора на одиницю його маси тощо. Реалізація цих задач значно спрощується за попереднього обґрунтування оптимальності обраного типу МФ. Зазначимо, що в сучасній науково-технічній літературі комплексний розгляд проблеми оптимізації магнітних систем ВГМС у такій постановці відсутній. Тому ця актуальна науково-технічна проблема потребує спеціальних додаткових досліджень.

Висновки.

1. Ефективність розробленого методу оптимізації поширених МФ стрижневого типу за критерієм мінімуму питомої енергії магнітного поля в одиниці об'єму зони вилучення підтверджено комплексним урахуванням багатьох чинників, що впливають на якість кінцевого продукту. На відміну від

традиційних методів, спрямованих на підвищення вилучальної здатності МФ, в основу запропонованого методу покладено енергетичний критерій оптимальності, що відповідає актуальному напрямку розвитку поліградієнтної сепарації шляхом зменшення масогабаритних параметрів ВГМС та енергоспоживання. Показано, що оптимізовані за цим критерієм параметри МФ можуть досягатися за середніх та низьких рівнях магнітного поля. Визначення цього критерію як питомих витрат на одиницю об'єму передбачає можливість його використання у разі довільних геометричних розмірів МФ, що визначають її продуктивність.

2. Доведено, що основним фактором забезпечення адекватності запропонованого методу є універсальні обчислювальні можливості базового методу розрахунку магнітних характеристик стрижневих МФ, що не має обмежень на розміри, геометрію, концентрацію стрижнів та інтенсивність фонових магнітного поля. Встановлено, що формування на основі цих даних масиву базових ізодин є конструктивним кроком для дослідження вилучальної здатності МФ. Оскільки пошук оптимізованих параметрів ґрунтується на перегляді різних варіантів, теоретично обґрунтовано, що для суттєвого зменшення обчислювального навантаження ефективно використовувати принцип подібності з можливістю організації розрахунків лише на основі базового варіанта.

3. Проілюстровано складну геометрію ізодин, до яких належать і характерні для двоякоперіодичних структур зони біфуркації. Розроблено ефективний метод візуалізації, який фактично вирішує складну проблему обчислення площ зон вилучення шляхом формування «білих зон» як своєрідних бар'єрів у процесі вилучення магнітної фракції. Вперше візуалізовано поле напрямків магнітних сил, які разом з ізодинами створюють візуальний портрет складного характеру потенційних шляхів руху слабомагнітних часток під час формування фактичної зони вилучення. Важливо зазначити, що ця інформація може бути використана для встановлення залежності розрахункових об'ємів вилучення з концентрацією та інтенсивністю подачі пульпи.

4. Базову інформацію для реалізації процесу оптимізації отримано на основі методу інтегральних рівнянь відносно вектора намагніченості елементів МФ. Аналіз двоякоперіодичних структур цим методом забезпечує найбільшу універсальність, простоту і точність порівняно з іншими методами. Доведено необхідність визначення не лише локальних, а й ефективних параметрів магнітного поля у процесі енергетичної оптимізації МФ, що в рамках рекомендованого методу визначається простим усередненням розподілу намагніченості її елементів по площі паралелограма періодів безпосередньо у процесі розв'язання інтегрального рівняння.

5. Розроблений метод оптимізації реалізує основні переваги математичного моделювання процесів. Разом з тим він передбачає використання додаткової інформації відносно низки технічних характеристик і технологічних обмежень. Тому практична цінність метода суттєво підсилюється повнотою й достовірністю інформації, отриманої на основі досвіду експлуатації та якісних експериментальних досліджень.

За специфікою розглянутої проблеми – її складністю, наявністю обмежень та багатовимірністю цільової функції – запропонований метод оптимізації належить до сучасних (евристичних) методів. Їх особливістю є великий обсяг розрахунків задля досягнення «приблизного, але хорошого рішення». Побудова покрокової траєкторії руху до оптимального результату базується на сучасних «генетичних» та «мурашиних» алгоритмах, методах рою частинок та ін., а також на використанні штучного інтелекту. Поступова реалізація перелічених можливостей може бути основою для подальшого розвитку запропонованого методу оптимізації МФ.

1. Ren L., Zeng S., Zhang Y. Magnetic field characteristics analysis of 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>.

2. Xuyan Yu, Lei Zhan, Xiubin Wang, Qian Wang, Jiangang Ku. Spatial magnetic force and magnetic energy density analysis of microsphere medium in high gradient magnetic fields: a 3D simulation. *Physica Scripta*. 2024. Vol. 100. No 1. DOI: <https://doi.org/10.1088/1402-4896/ad9180>.

3. 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>.

4. 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. Issue 3. Pp. 655–666. DOI: <https://doi.org/10.5277/ppmp18178>.

5. 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>.
6. Xia Z., Xing L., Li D., Sheng Z., Yu W., Dong L. Investigation of particle capture by grooved plates with elliptic teeth for high intensity magnetic separation. *Separation and Purification Technology*. 2023. Vol. 325. Article no 124685. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.seppur.2023.124685>.
7. Hanyu Lin, Xin Li, Zhongyun Lei, Jiangang Ku, Zhaolian Wang. Developing high gradient magnetic separators for greener production: Principles, design, and optimization. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2023. Vol. 587. Article no 171260. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2023.171260>.
8. Jiangang Ku, Jun Xia, Jianzheng Li, Xinling Peng, Bao Guo, Hongxiang Ran. Accurate calculation of major forces acting on magnetic particles in a high-gradient magnetic field: A 3D finite element analysis. *Powder Technology*. 2021. Vol. 394. Pp. 767–774. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2021.08.052>.
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. *Electrical Engineering and Electromechanics*. 2018. No 4. Pp. 58–62. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.10>.
10. Shvedchikova I., Romanchenko J., Nikitchenko I. Comparative analysis of inhomogeneity degree of magnetic field of polygradient magnetic separators for purification of bulk materials. 2017 International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 15–17 November 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248873>.
11. Романченко Ю.А. 2d-модельовання при багатоваріантних розрахунках магнітної індукції в матрицях поліградієнтних електромагнітних сепараторів. *Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля*. 2024. № 2 (282). С. 50–57. DOI: <https://doi.org/10.33216/1998-7927-2024-282-2-50-57>.
12. Толмачев С.Т., Бондаревский С.Л., Ильченко А.В. Магнитные свойства многокомпонентных гетерогенных сред с двоякопериодической структурой. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2020. № 1. С. 29–38. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.1.05>.
13. Tolmachev S., Ilchenko O. Calculation of Effective Magnetic Properties Rod Matrices of High-Gradient Magnetic Separators. IEEE 4th International Conference on *Modern Electrical and Energy System (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 20–23 October 2022. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES58014.2022.10005717>.
14. Толмачов С.Т., Ільченко О.В. Математичне моделювання магнітного поля високоградієнтних магнітних сепараторів з двоякоперіодичною матричною структурою. *Технічна електродинаміка*. 2025. № 2. С. 3–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.02.003>.
15. Zheng X., Wang Y., Lu D. Particle capture of elliptic cross-section matrices for parallel stream high gradient magnetic separation. *Compel*. 2016. Vol. 35. Issue 1. Pp. 187–199. DOI: <https://doi.org/10.1108/COMPEL-03-2015-0140>.
16. Liangyu Xia, Fengyu Wang, Lijuan Wang, Xian Li, Junming Chen, Quanliang Cao. Understanding and prediction of magnetization state of elliptic cross-section matrices in high gradient magnetic separation. *Minerals Engineering*. 2021. Vol. 172. Article no 107137. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mineng.2021.107137>.
17. Xia Z., Li D., Shuang L., Zi J., Dong L., Ke J., Kadir C., Bing P., Yu W. A novel method for efficient recovery of ilmenite by high gradient magnetic separation coupling with magnetic fluid. *Minerals Engineering*. 2023. Vol. 202. Article no 108279. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mineng.2023.108279>.
18. Yu W., Zi X., Xia Z., Dong L., Zi S. Matching relation between matrix aspect ratio and applied magnetic induction for maximum particle capture in transversal high gradient magnetic separation. *Minerals Engineering*. 2020. Vol. 151. Article no 106316. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.seppur.2020.116687>.
19. Liu J., Dai H., Yu L., Wang C., Feng J., Li P., Xu S. Optimization of the Matrix in a Transverse-Field High-Gradient Magnetic Separator for an Improved Ilmenite Separation. *Minerals*. 2025. Vol. 15. 114. DOI: <https://doi.org/10.3390/min15020114>.
20. Zhicheng Hu, Dongfang Lu, Xiayu Zheng, Yuhua Wang, Zixing Xue, Shaohua Xu. Development of a high-gradient magnetic separator for enhancing selective separation: A review. *Powder Technology*. 2023. Vol. 421. Article no 118435. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2023.118435>.

OPTIMIZATION OF ROD-MATRIX FILTERS FOR HIGH-GRADIENT MAGNETIC SEPARATORS

S.T. Tolmachov, O.V. Ilchenko

Kyryvi Rih National University of Ukraine,

Vitaliy Matusevich Str., 11, Kryvyi Rih, 50027, Ukraine.

Email: stan.tolm@gmail.com

The paper examines the theoretical and practical aspects of rod-structured matrix filters with double-periodic arrangement of elements, commonly employed in high-gradient magnetic separation technologies, with particular attention to comparative analysis and matrix optimization. An increasing number of studies on the development of highly efficient and lightweight high-gradient systems with reduced energy consumption is noted. The aim of the article is to substantiate and develop a method for optimizing matrix parameters according to the criterion of minimizing the specific energy of the magnetic field in the extraction zone, based on the calculation of local and effective force and energy characteristics of the magnetic field. The efficiency and universality of the proposed method are confirmed by a series of computational experiments with comprehensive consideration of factors influencing the quality of the final product. Specific examples demonstrate that the formation of an array of constant-magnetic-force lines (isodynes) serves as the principal means of investigating the extraction capacity of a matrix. A simple and effective approach to visualizing potential extraction zones is proposed in order to simplify the calculation of their areas. The application of the integral equation method with respect to the magnetization vector of matrix elements is substantiated, as it ensures maximum universality, simplicity, and accuracy in the analysis of complex double-periodic structures. The necessity of determining not only local but also effective magnetic field parameters in energy optimization is demonstrated. The dependence of matrix efficiency on the magnetic field intensity, rod shape and concentration, and their mutual arrangement is illustrated. The developed method is emphasized as being of a theoretical nature and is proposed as an effective complement to experimental analysis methods. It is shown that practical implementation of the method requires consideration of technological characteristics and constraints. Its value lies in the completeness and reliability of the additional information obtained on the basis of operational experience and high-quality experimental studies. References 20, figures 3, table 1.

Keywords: double-periodic structures, rod magnetization, magnetic forces, integral equation, force visualization, matrix extraction capacity, comparative analysis, energy efficiency.

1. Ren L., Zeng S., Zhang Y. Magnetic field characteristics analysis of 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>.
2. Xuyan Yu, Lei Zhan, Xiubin Wang, Qian Wang, Jiangang Ku. Spatial magnetic force and magnetic energy density analysis of microsphere medium in high gradient magnetic fields: a 3D simulation. *Physica Scripta*. 2024. Vol. 100. No 1. DOI: <https://doi.org/10.1088/1402-4896/ad9180>.
3. 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>.
4. 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. Issue 3. Pp. 655–666. DOI: <https://doi.org/10.5277/ppmp18178>.
5. 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>.
6. Xia Z., Xing L., Li D., Sheng Z., Yu W., Dong L. Investigation of particle capture by grooved plates with elliptic teeth for high intensity magnetic separation. *Separation and Purification Technology*. 2023. Vol. 325. Article no 124685. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.seppur.2023.124685>.
7. Hanyu Lin, Xin Li, Zhongyun Lei, Jiangang Ku, Zhaolian Wang. Developing high gradient magnetic separators for greener production: Principles, design, and optimization. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2023. Vol. 587. Article no 171260. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2023.171260>.
8. Jiangang Ku, Jun Xia, Jianzheng Li, Xinling Peng, Bao Guo, Hongxiang Ran. Accurate calculation of major forces acting on magnetic particles in a high-gradient magnetic field: A 3D finite element analysis. *Powder Technology*. 2021. Vol. 394. Pp. 767–774. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2021.08.052>.
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. *Electrical Engineering and Electromechanics*. 2018. No 4. Pp. 58–62. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.10>.
10. Shvedchikova I., Romanchenko J., Nikitchenko I. Comparative analysis of inhomogeneity degree of magnetic field of polygradient magnetic separators for purification of bulk materials. 2017 International Conference on

Modern Electrical and Energy Systems (MEES), Kremenchuk, Ukraine, 15-17 November 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248873>.

11. Romanchenko Yu.A.. 2d-modeling in multivariate calculations of magnetic induction in matrices of poly-gradient electromagnetic separators. *Visnyk Skhidnoukrainskoho natsionalnoho universitetu imeni Volodymyra Dalia*. 2024. No 2 (282). Pp. 50-57. DOI: <https://doi.org/10.33216/1998-7927-2024-282-2-50-57>. (Ukr)

12. 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).

13. Tolmachev S., Ilchenko O. Calculation of Effective Magnetic Properties Rod Matrices of High-Gradient Magnetic Separators. IEEE 4th International Conference on *Modern Electrical and Energy System (MEES)*, Kremen-chuk, Ukraine, 20-23 October 2022. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES58014.2022.10005717>.

14. Tolmachev S.T., Ilchenko O.V. Mathematical modeling of the magnetic field of high-gradient magnetic separators with a doubly periodic matrix structure. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 2. Pp. 3–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2025.02.003>. (Ukr)

15. Zheng X., Wang Y., Lu D. Particle capture of elliptic cross-section matrices for parallel stream high gradient magnetic separation. *Compel*. 2016. Vol. 35. Issue 1. Pp. 187–199. DOI: <https://doi.org/10.1108/COMPEL-03-2015-0140>.

16. Liangyu Xia, Fengyu Wang, Lijuan Wang, Xian Li, Junming Chen, Quanliang Cao. Understanding and prediction of magnetization state of elliptic cross-section matrices in high gradient magnetic separation. *Minerals Engineering*. 2021. Vol. 172. Article no 107137. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mineng.2021.107137>.

17. Xia Z., Li D., Shuang L., Zi J., Dong L., Ke J., Kadir C., Bing P., Yu W. A novel method for efficient recovery of ilmenite by high gradient magnetic separation coupling with magnetic fluid. *Minerals Engineering*. 2023. Vol. 202. Article no 108279. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mineng.2023.108279>.

18. Yu W., Zi X., Xia Z., Dong L., Zi S. Matching relation between matrix aspect ratio and applied magnetic induction for maximum particle capture in transversal high gradient magnetic separation. *Minerals Engineering*. 2020. Vol. 151. Article no 106316. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.seppur.2020.116687>.

19. Liu J., Dai H., Yu L., Wang C., Feng J., Li P., Xu S. Optimization of the Matrix in a Transverse-Field High-Gradient Magnetic Separator for an Improved Ilmenite Separation. *Minerals*. 2025. Vol. 15. 114. DOI: <https://doi.org/10.3390/min15020114>.

20. Zhicheng Hu, Dongfang Lu, Xiayu Zheng, Yuhua Wang, Zixing Xue, Shaohua Xu. Development of a high-gradient magnetic separator for enhancing selective separation: A review. *Powder Technology*. 2023. Vol. 421. Article no 118435. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2023.118435>.

Надійшла 18.08.2025

Прийнята 29.09.2025

ЗМЕНШЕННЯ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ У ВИХІДНОМУ ВИПРЯМЛЯЧІ ІМПУЛЬСНОГО СТАБІЛІЗАТОРА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

В.І. Яськів^{1*}, докт. техн. наук, **І.Ф. Домнін^{2**}**, докт. техн. наук, **А.В. Яськів^{3***}**, канд. техн. наук

¹ Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

вул. Руська, 56, Тернопіль, 46001, Україна,

e-mail: yaskiv@yahoo.com.

² Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна,

e-mail: domninpro@ukr.net.

³ Економічний університет у Вроцлаві,

вул. Командорська, 118/120, Вроцлав, 53-345, Польща,

e-mail: anna.yaskiv@ue.wroc.pl.

Сформульовано, обґрунтовано та досліджено метод зменшення втрат потужності в діодах вихідного двотактного високочастотного випрямляча імпульсного стабілізатора постійної напруги за їхньої паралельній роботі. Теоретично обґрунтовано та експериментально досліджено використання цього методу в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів. Наведено результати експериментальних досліджень та приклади впровадження методу виконання вихідного високочастотного випрямляча в напівпровідникових перетворювачах електроенергії для найрізноманітніших замовників. Зокрема доведено рівномірний розподіл струму між діодами ввімкненими на паралельну роботу і показано, що у разі використання даного методу за вихідного струму перетворювача на рівні 30 А на робочій частоті 50 кГц час перекриття діодів в двотактній схемі на початку кожного півперіоду зменшився в кілька разів (з 4 мкс до 1 мкс). Бібл. 21, рис. 6.

Ключові слова: діод, вихідний двотактний високочастотний випрямляч, імпульсний стабілізатор постійної напруги, високочастотний магнітний підсилювач, дросель насичення, ефективність.

Вступ. Імпульсні стабілізатори (регулятори) постійної напруги займають одне з чільних місць серед засобів перетворювальної техніки за їх використанням в найрізноманітніших галузях техніки. Відомо, що основними втратами в сучасних високочастотних перетворювачах напруги є втрати в діодах [1,2] вихідного високочастотного випрямляча. За високого рівня струму навантаження вони є особливо відчутними і суттєво знижують не тільки ефективність перетворювача, а й погіршують його масо-габаритні показники, рівень надійності, рівень електромагнітних завад, якість вихідних напруг, його динамічні характеристики. Тому зменшення як статичних, так і динамічних втрат у вихідному високочастотному випрямлячі завжди є актуальною задачею.

Найбільш поширеними шляхами зменшення статичних втрат є використання діодів з бар'єром Шотткі, які мають дещо менший прямий спад напруги [3], або так званих синхронних випрямлячів, в яких використовуються MOSFET замість випрямних діодів, що керуються функцією напруги високочастотного силового трансформатора вторинної обмотки (синхронно з цією напругою) [4-6]. Особливістю роботи MOSFET в ключовому режимі є те, що протікання струму в ньому можливе після повного його відкриття і припинення його починається після подачі сигналу на закривання, причому цей процес не може бути керованим. Як результат використання MOSFET синхронних випрямлячів в двотактних схемах приводить також до появи наскрізних струмів

© Яськів В.І., Домнін І.Ф., Яськів А.В., 2026

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-0043-3909>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9824-4403>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-1806-1322>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2026



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

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

короткого замикання. З цією метою розробляються відповідні схеми керування, а також спеціалізовані драйвери. Роботи [7-10] описують цифрові рішення для управління синхронним випрямлячем. В результаті це суттєво ускладнює схемотехніку перетворювачів. В роботі [11] запропоновано метод синхронного випрямлення в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів (ІСПН на ВМП), який не вимагає жодних спеціалізованих схем керування MOSFET. При цьому керування польовими транзисторами випрямляча здійснюється безпосередньо напругами додаткових обмоток високочастотного силового трансформатора інвертора без введення будь-яких додаткових елементів чи схем керування ними (драйверів). Поява наскрізних струмів в двотактній схемі випрямлення в ІСПН на ВМП є неможливою завдяки принципу роботи ВМП – силовий струм в робочий півперіод ВМП в кожному плечі двотактної схеми з'являється після досягнення насичення матеріалу осердя ВМП [12-15]. Тобто завжди перекомутація в двотактній схемі відбувається за відсутності струму навантаження в силовому колі. Саме це дозволило безпосереднє використання синхронних випрямлячів в ІСПН на ВМП.

Одним із методів зменшення комутаційних втрат на діодах випрямляча є використання резонансних топологій перетворювача з метою формування синусоїдних форм напруги чи струму. Так в роботі [16] досліджено трифазний діодний випрямляч підвищувального типу з резонансним ключем струму для реалізації м'якого перемикавання та зменшення втрат на перемикавання. З результатів моделювання запропонованої схеми видно, що схема може зменшити коефіцієнт гармонійних спотворень (THD) вхідного струму порівняно зі схемою жорсткого перемикавання без резонансного ключа.

Ще одним способом зниження втрат у вихідному випрямлячі є використання спеціальних схемотехнічних рішень. Так в статті [17] представлено випрямляч з подвоювачем струму з низьким рівнем пульсацій вихідного струму та високим коефіцієнтом зниження напруги. У цьому дослідженні було реалізовано та перевірено фазозсувний мостовий перетворювач ZVS із запропонованим випрямлячем, вхідною напругою 400 В, вихідною напругою 12 В та потужністю за повному навантаженні 500 Вт, експериментальні результати яких показали, що за повному навантаженні може бути досягнуто 90% ефективності перетворення.

Актуальність тематики підтверджується публікаціями результатів наукових досліджень ефективності вихідних високочастотних випрямлячів. Так в статті [18] пропонується комплексне моделювання втрат потужності та симуляція випрямного діода перетворювача потужності Flyback, що працює в режимі безперервної провідності (CCM) та режимі переривчастої провідності (DCM). Модель малого сигналу, яка враховує всі активні та пасивні компоненти перетворювача Flyback, реалізована за допомогою програмного забезпечення MATLAB/PSIM для обчислення конструктивної моделі втрат діода Flyback. Вивчаються втрати випрямного діода для DCM та CCM для перетворювача Flyback з використанням синхронного випрямлення та діода Шоттки.

Часто задля збільшення вихідного струму використовують паралельну роботу випрямних діодів. Рівномірність розподілу струму навантаження між випрямними діодами ввімкненими на паралельну роботу визначається технологічним розкидом параметрів діодів, а саме прямим спадом напруги і частотними характеристиками. Час відновлення вентильних властивостей в плечі випрямляча визначається діодами, через які протікає найбільший струм і в яких найгірші частотні характеристики. Крім того, на початку кожного півперіоду за двотактному випрямленні має місце режим, за якого в колі випрямних діодів виникає короткозамкнутий контур. Це пов'язано з властивостями р-п-переходу діода, а саме: час закривання діода більше часу його відкривання. Час існування короткозамкнутого контура є функцією струму навантаження. Він визначається діодами з найгіршими частотними характеристиками і через які протікає найбільший струм.

Метою роботи є обґрунтування та дослідження методу побудови двотактного вихідного високочастотного випрямляча в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів, який забезпечує зменшення динамічних втрат потужності в діодах та рівномірний розподіл струму навантаження між діодами в кожному плечі випрямляча.

Метод побудови двотактного вихідного високочастотного випрямляча в ІСПН на ВМП. Сформульовано, обґрунтовано та досліджено метод зменшення динамічних втрат потужності в діодах двотактного вихідного високочастотного випрямляча у разі їхньої паралельної роботи в ІСПН на ВМП, який забезпечує рівномірний розподіл струму навантаження між діодами в кожному плечі випрямляча за рахунок виконання обмотки дроселя насичення ВМП розщепленою, причому кількість жил обмотки дроселя насичення рівна кількості діодів в плечі випрямляча, через які діоди анодами

під'єднані до відповідних півобмоток вторинної обмотки силового високочастотного трансформатора.

На рис. 1 показано функціональну схему ІСПН на ВМП високого рівня струму навантаження, в якому діоди $VD1...VD3$ і $VD4...VD6$ вихідного випрямляча ввімкнені на паралельну роботу через розщеплені обмотки дроселів насичення ВМП $TS1$ і $TS2$, і де НП – нерегульований високочастотний інвертор напруги; TV – силовий високочастотний трансформатор; $VD7$, $VD8$ – розмагнічуючі діоди; Φ – вихідний фільтр; СК – схема керування стабілізатором; R_H – навантаження.

В ІСПН на ВМП на одному і тому осерді дроселя насичення ВМП можна отримати виходи як низького рівня струму, так і високого рівня струму, вводячи нескладні зміни в їх схемотехніку. Так, найпростішу в схемотехнічному плані силову частину має стабілізатор на малі вихідні струми (одиниці ампер). В цьому випадку ВМП складається з дроселя насичення з одножильною обмоткою і одного силового випрямного діода. У разі більших значень вихідних струмів на практиці використовують паралельне ввімкнення діодів випрямляча і збільшують площу поперечного перерізу проводу обмотки.

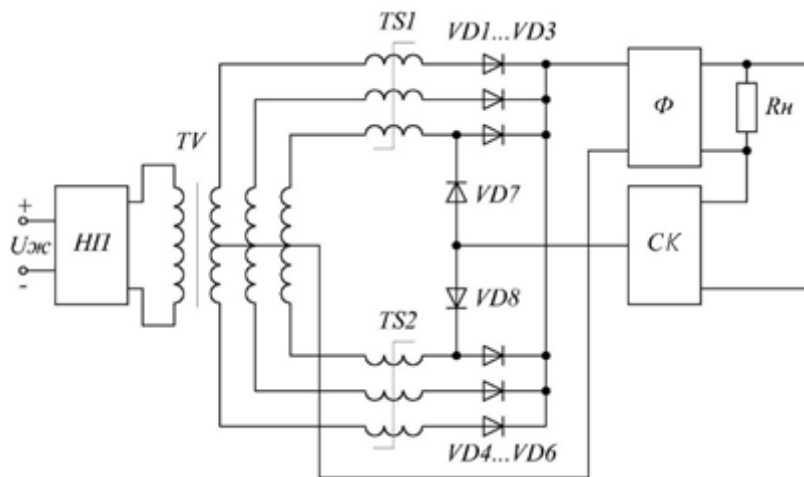


Рис. 1

кожного півперіоду має місце режим, за якого в колі випрямних діодів виникає короткозамкнутий контур, час існування якого є функцією струму навантаження. Це пов'язано з властивостями р-п-переходу діода, а саме: час закривання діода більше часу його відкривання. Час існування короткозамкнутого контура визначається діодами з найгіршими частотними характеристиками і через які протікає найбільший струм. Часто його називають часом перекривання діодів. Це призводить до зниження ефективності вихідного високочастотного випрямляча і перетворювача в цілому, а також до збільшення високочастотних піків у вихідній напрузі.

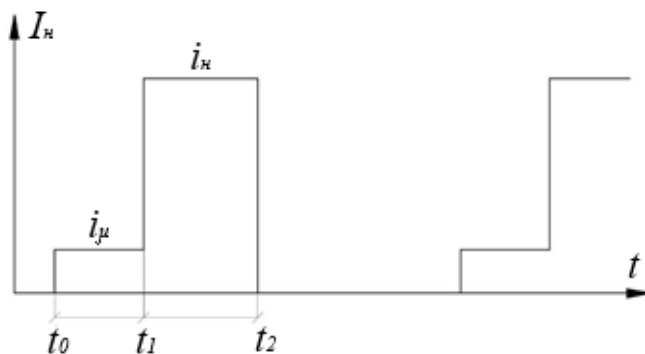


Рис. 2

частотного магнітного підсилювача в робочий півперіод показана на рис. 2.

На першому етапі півперіоду (ділянка $[t_0; t_1]$) відбувається намагнічування ДН в режимі джерела ЕРС. Струм, який у цей час протікає через діод в навантаження, є струмом намагнічування дроселя насичення TS . Вже на цьому етапі відбувається рівномірний розподіл струму намагнічування між усіма діодами плеча випрямляча. Це обумовлено тим, що в режимі намагнічування дроселів насичення TS є активним опором. Це рівносильне тому, що послідовно з діодами включені однакові

При цьому виникають наступні режими в роботі випрямляча. По-перше, через технологічний розкид параметрів діодів, а саме прямого спаду напруги і частотних характеристик, струм навантаження розподіляється між паралельно ввімкненими діодами нерівномірно і час відновлення вентильних властивостей в плечі випрямляча визначається діодами, через які протікає найбільший струм і в яких найгірші частотні характеристики. По-друге, у випрямлячі виконаному по схемі з середньою точкою (основна схема для ІСПН на ВМП з високим рівнем струму навантаження) на початку

Під час опису фізичних процесів за такого ввімкнення увагу слід акцентувати на таких моментах. По-перше, кожен діод випрямляча ввімкнений на "свою" ЕРС трансформатора, що гарантує йому своєчасне відпирання і запирання, відповідно до його характеристик. Другою особливістю є те, що струм навантаження через діоди випрямляча протікає лише протягом тієї частини півперіоду, коли дросель насичення TS в насиченні (ділянка $[t_1; t_2]$ на рис. 2). Форма струму через дросель насичення високо

опори, величина кожного з яких дорівнює $R_{\text{екв}}/N$, де $R_{\text{екв}}$ – еквівалентний опір переманічування дроселя насичення ВМП; N – кількість паралельно включених діодів в плечі випрямляча.

Еквівалентний опір переманічування визначається наступним чином:

$$\kappa_R = \frac{2fW^2S \times \Delta(\Delta B_K)}{\Delta H_K l} = 2fW^2 \frac{S}{l} \mu_0 \mu_d, \quad (1)$$

де f – частота змінної напруги; W – кількість витків обмотки; S – активна площа поперечного перетину осердя дроселя насичення TS ; l – середня довжина магнітної лінії; μ_0 – абсолютна магнітна проникність; μ_d – магнітна проникність за динамічною кривою розмагнічування.

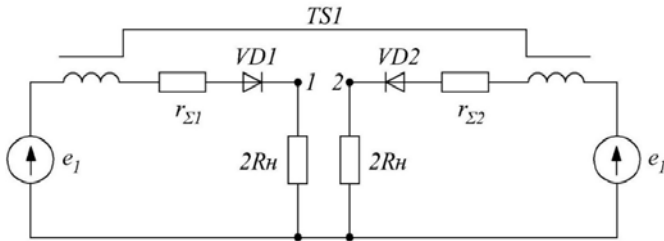


Рис. 3

Рівномірний розподіл струму навантаження між діодами випрямляча підтверджують наступні міркування. Нехай випрямляч магнітного ключа складається із двох паралельно ввімкнених діодів, причому обмотка дроселя насичення і вторинна обмотка трансформатора виконані розщепленими, а катод кожного діода з'єднаний зі своїм навантаженням $2R_n$. Схема такого ввімкнення показана на рис. 3.

По суті вона являє собою два джерела, ввімкнені на два навантаження. При цьому дросель насичення є спільним для обох джерел. Напруга на навантаженні від кожного джерела визначається виразами

$$U_{L1} = E_1 - i_1 r_{\Sigma} - U_{VD1} - 2rWS\Delta B_{k1}, \quad (2)$$

$$U_{L2} = E_2 - i_2 r_{\Sigma} - U_{VD2} - 2rWS\Delta B_{k2}, \quad (3)$$

де E_1, E_2 – напруги силового високочастотного трансформатора; i_1, i_2 – струми через кожен діод; r_{Σ} – еквівалентний омичний опір кола, що рівний сумі внутрішнього опору джерела напруги, опору обмоток і опору діода; W – кількість витків на дроселі насичення TS ; S – площа поперечного перерізу тороїдального осердя дроселя насичення TS ; U_{VD1}, U_{VD2} – прямий спад напруги на першому і другому діодах; $\Delta B_{k1}, \Delta B_{k2}$ – зміна індукції в дроселі насичення в півперіод керування.

Знайдемо різницю цих напруг

$$\Delta U = U_{L1} - U_{L2} = E_1 - E_2 + (i_2 - i_1)r_{\Sigma} + U_{VD1} - U_{VD2} + 2rWS(\Delta B_{k1} - \Delta B_{k2}). \quad (4)$$

Оскільки джерела напруг ідентичні, а дросель насичення спільний, то

$$U = (i_2 - i_1)r_{\Sigma} + U_{VD1} - U_{VD2} \quad (5)$$

Струми i_1 та i_2 визначаються як

$$i_1 = \frac{U_{n1}}{2R_n} \quad (6)$$

$$i_2 = \frac{U_{n2}}{2R_n} \quad (7)$$

Підставивши ці струми в вираз (5) і врахувавши, що $\frac{r_{\Sigma}}{2R_n} \ll 1$, отримаємо вираз для ΔU

$$\Delta U = U_{VD1} - U_{VD2}. \quad (8)$$

Визначимо різницю струмів через діоди

$$\Delta I = \frac{U_{n1}}{2R_n} - \frac{U_{n2}}{2R_n} = \frac{U_{n1} - U_{n2}}{2R_n} = \frac{\Delta U}{2R_n} \quad (9)$$

Якщо замкнути точки 1 і 2 в схемі на рис. 3, то в навантаженні потече струм $I = U/R_n$, де U – напруга на навантаженні. Відносна нерівномірність струму навантаження між діодами може бути визначена

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta U}{2R_n} \cdot \frac{R_n}{U} = \frac{\Delta U}{2U} \quad (10)$$

Як видно з виразу (9), абсолютна нерівномірність розподілу струму навантаження між паралельно ввімкненими діодами (причому кожен діод ввімкнений на свою ЕРС) прямо пропорційна розкиду їх значень прямого спаду напруги і обернено пропорційна опорі навантаження.

Розглянемо другий випадок, коли точки 1 і 2 на рис. 3 замкнені і аноди випрямних діодів з'єднані між собою. Схему такого з'єднання показано на рис. 4.

Очевидно, що нерівномірність розподілу струму навантаження між випрямними діодами буде визначатися розкидом значень їх прямих спадів напруг і їх внутрішнім опором

$$\Delta I = \frac{\Delta U}{r_{VD1} + r_{VD2}} \quad (11)$$

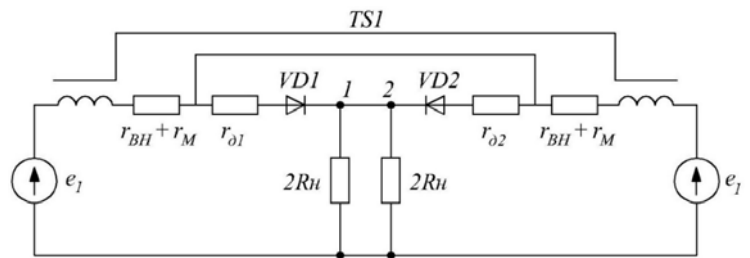


Рис. 4

Аналізуючи вирази (9) і (11) робимо висновок, що у випадку ввімкнення діодів на паралельну роботу через розщеплену обмотку (рис. 3.) нерівномірність розподілу струму навантаження між випрямними діодами є суттєво меншою, оскільки $r_{VD1} + r_{VD2} \ll R_n$.

Експериментальне дослідження методу ввімкнення діодів вихідного високочастотного випрямляча через розщеплену обмотку. Для обґрунтування цього твердження було проведено наступний експеримент. Схема експерименту приведена на рис. 5.

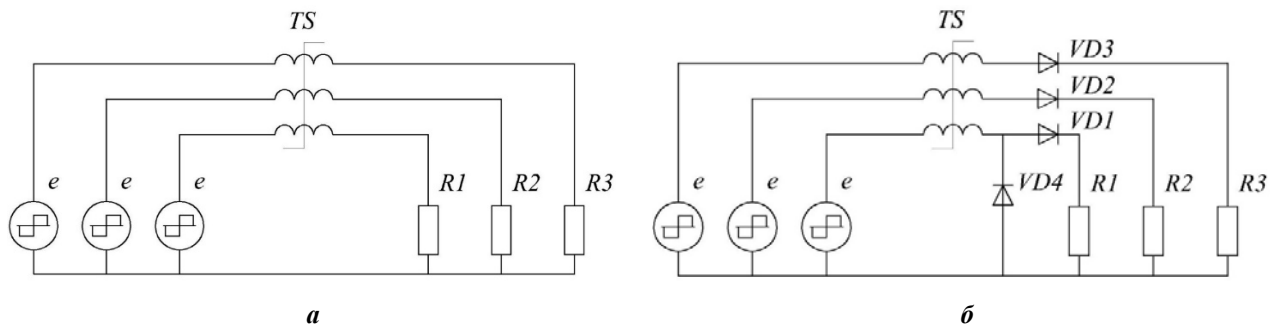


Рис. 5

З її допомогою проводилося дослідження розподілу струму намагнічування між паралельно ввімкнутими діодами на етапі перемагнічування дроселя насичення в режимі джерела напруги (проміжок часу $[t_0; t_1]$ на рис. 2). Дросель насичення TS виконано з розщепленою обмоткою в три проводи, кожен з яких одним кінцем під'єднаний до «свого» джерела ЕРС, а другим – до активного опору. Причому $R1=R2=R3=20$ Ом і джерела ЕРС повністю ідентичні (розщеплена обмотка силового трансформатора високочастотного перетворювача) (рис. 5, а). Напруга насичення TS вибрана рівною ЕРС трансформатора. В цьому випадку перемагнічування ДН буде відбуватись по повному циклу за один період робочої частоти перетворювача. Сумарний струм через опори $R1, R2, R3$ є струмом намагнічування дроселя насичення TS . Експериментально підтверджено, що $i_1=i_2=i_3$ і в сумі дорівнюють струму намагнічування, який було визначено аналітично.

Другий етап експерименту – опори $R1, R2, R3$ не рівні між собою: $R1=100$ Ом, $R2=200$ Ом, $R3=300$ Ом. Для цього випадку зберігається рівність $i_1=i_2=i_3=20$ мА.

Наступний етап експерименту – в кожне коло після дроселя насичення TS включено діод (аналог плеча випрямляча) (рис. 5, б). Для розмагнічування служить діод $VD4$. В цій схемі виконуються умови: $i_1=i_2=i_3=20$ мА; $i_1+i_2+i_3=i_{VD4}=60$ мА, де i_{VD4} – сумарний струм намагнічування. Це означає, що

струм намагнічування рівномірно розподіляється між діодами і визначається тільки опором перемагнічування дроселя насичення TS під час його перемагнічування в режимі джерела напруги.

На рис. 6 показано залежність часу перекривання діодів від струму навантаження для різних з'єднань діодів за їхньої паралельній роботі на частоті 50 кГц. В ролі випрямних діодів використано діоди 2Д213. В кожному плечі випрямляча паралельно ввімкнено по 5 діодів. Як видно з рис. 6, за безпосереднього ввімкнення діодів на паралельну роботу (верхній графік) для вихідного струму на рівні 30 А час перекривання діодів рівний майже 4 мкс (за тривалості півперіоду частоти комутації 10 мкс).

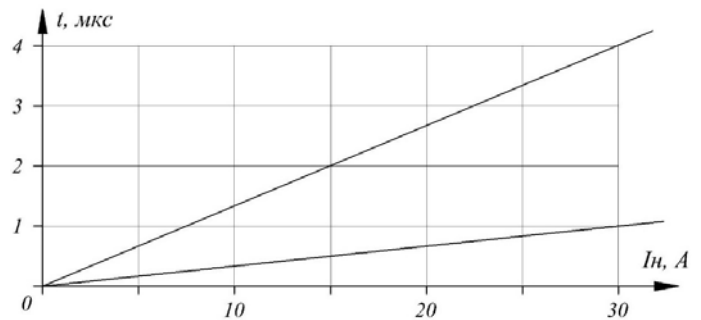


Рис. 6

Нижній графік на рис. 6 ілюструє залежність часу перекривання діодів випрямляча від струму навантаження у разі розщеплених обмотках дроселя насичення і вторинної обмотки трансформатора. Як видно з рис. 6, час перекривання діодів зменшується за такої топології в кілька разів.

Метод побудови вихідного високочастотного випрямляча, в якому реалізовано ввімкнення випрямних діодів на паралельну роботу через розщеплену обмотку, може бути використаний не тільки в ІСПН на ВМП, а й в інших високочастотних напівпровідникових перетворювачах електроенергії з виходом на постійному струмі в широкому діапазоні вихідних напруг. При цьому рівномірний розподіл струму навантаження між діодами ввімкненими на паралельну роботу забезпечується за рахунок під'єднання кожного діода до «своїй» ЕРС силового високочастотного трансформатора. Крім того, тенденція зменшення часу перекривання діодів в двотактній схемі збережеться у разі використання сучасних випрямних діодів, в тому числі і діодів Шоттки. Однак за рахунок кращих частотних характеристик сучасної елементної бази ефект щодо покращення ефективності може бути меншим. Що стосується використання даного методу в синхронному випрямлячі на основі MOSFET, то в цьому немає жодної необхідності, оскільки промисловістю зараз випускаються MOSFET на струми в кілька сотень ампер, які можуть бути використані під час побудови низьковольтних перетворювачів з високим рівнем струму навантаження. При цьому забезпечується вищий коефіцієнт корисної дії (ККД). Недоліки сучасних синхронних випрямлячів наведені в аналітичній частині статті [11]. Так у разі використання методу синхронного випрямлення в ІСПН на ВМП на вихідні параметри 24 В, 15 А, який не вимагає жодних спеціалізованих схем керування MOSFET, був досягнутий ККД на рівні 95–96 % за живлення перетворювача від мережі промислової частоти [11].

Метод побудови вихідного високочастотного випрямляча, в якому реалізовано ввімкнення випрямних діодів на паралельну роботу через розщеплену обмотку, був використаний під час побудови вихідних каналів реалізованих як ІСПН на ВМП багатоканальних джерел живлення з високим рівнем вихідного струму, зокрема стабілізатора напруги (5 В, 200 А, 50 кГц), джерела живлення (5 В, 50 А; замовник – космодром «Байконур»), в яких використано розроблені авторами методи забезпечення паралельної роботи окремих ІСПН на ВМП та методи забезпечення синхронної та синфазної роботи нерегульованих високочастотних транзисторних інверторів [19]. А також під час створення енергетичного забезпечення мікропроцесорної техніки [20], засобів інформаційних технологій [19] та системи енергозабезпечення і контролю апарату для гемодіалізу «штучна нирка» [21].

Висновки.

1. Сформульовано, обґрунтовано та досліджено метод побудови вихідного високочастотного випрямляча, в якому реалізовано ввімкнення випрямних діодів на паралельну роботу через розщеплену обмотку, що дає змогу суттєво (в кілька разів) зменшити існування коротко-замкнутого контура (час перекривання діодів) на початку кожного півперіоду високої частоти комутації при двотактному випрямненні в ІСПН на ВМП. Так за вихідного струму 30 А на робочій частоті 50 кГц час існування короткозамкнутого контура зменшується в кілька разів (з 4 мкс до 1 мкс).

2. Застосування методу забезпечує рівномірний розподіл струму навантаження між діодами, ввімкненими на паралельну роботу за рахунок під'єднання кожного діода до «своїй» ЕРС силового високочастотного трансформатора.

3. Застосування методу забезпечує та дає змогу збільшити ККД джерела живлення і покращити якість його вихідної напруги.

4. Метод може бути рекомендований до використання під час побудови високочастотних перетворювачів напруги з високим рівнем струму навантаження (десятки-сотні ампер).

5. Метод застосований під час створення джерел та систем вторинного електроживлення цілого ряду споживачів.

REDUCTION OF POWER LOSSES IN THE OUTPUT RECTIFIER OF A SWITCHING DC POWER CONVERTER

V.I. Yaskiv¹, I.F. Domnin², A.V. Yaskiv³

¹Ternopil Ivan Puluj National Technical University,
Ruska st., 56, Ternopil, 46001, Ukraine,

e-mail: yaskiv@yahoo.com.

²National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute",
Kyrpichova st., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine,

e-mail: domninpro@ukr.net.

³Wroclaw University of Economics,
Komandorska st., 118/120, Wroclaw, 53-345, Poland,

e-mail: anna.yaskiv@ue.wroc.pl.

A method for reducing power losses in the diodes of the output push-pull high-frequency rectifier of a switching DC power converter during their parallel operation is proposed. The use of the proposed method in a switching DC power converter based on high-frequency magnetic amplifiers is reasoned theoretically and investigated experimentally. The results of experimental research and the examples of the proposed method implementation for the output high-frequency rectifier in semiconductor power converters for a wide variety of applications are presented. In particular, the uniform distribution of current between the diodes switched on for parallel operation is proven, and it is shown that when using the proposed method at the 30 A output current and 50 kHz operating frequency, the diode overlap time in the push-pull circuit at the beginning of each half-cycle has decreased by several times (from 4 μs to 1 μs). References 21, figures 6.

Keywords: diode, output push-pull high-frequency rectifier, switching DC power converter, high-frequency magnetic amplifier, saturation choke, efficiency.

1. Liang S.A. Low cost and high efficiency PC power supply design to meet 80 plus requirement. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Chengdu, China, 21-24 April 2008. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIT.2008.4608395>.

2. Chen J., Zhu J., Guo Y. Calculation of Power Loss in Output Diode of a Flyback Switching DC-DC Converter. CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, Shanghai, China, 14-16 August 2006. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2006.4778004>.

3. Sekikawa M., Funaki T., Hikihara T. A study on power device loss of DC-DC buck converter with SiC schottky barrier diode. International Power Electronics Conference - ECCE ASIA, Sapporo, Japan, 21-24 July 2010. Pp. 1941-1945. DOI: <https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5542086>.

4. Senanayake T., Ninomiya T. Auto-reset forward DC-DC converter with self-driven synchronous rectification. Annual Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany, 20-25 June 2004. Pp. 3636. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355119>.

5. Hua L., Guo J., Jing X., Luo S. Design considerations for secondary side synchronous rectifier MOSFETs in phase shifted full bridge converters. Proceedings of Twenty Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 17-21 March 2013. Pp. 526-531. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520260>.

6. Fernandez A., Sebastian J., Hernando M.M., Villegas P., Lamar D.G. Using synchronous rectification for medium voltage applications. IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany, 2025 June 2004. Vol. 2. Pp. 1487-1493. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355644>.

7. Gu Y., Lu Z., Qian Z., Huang G. A novel driving scheme for synchronous rectifier suitable for modules in parallel. IEEE Transactions on Power Electronics. 2005. Vol. 20. No. 6. Pp. 1287-1293. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.857528>.

8. Fei C., Lee F. C., Li Q. Digital implementation of adaptive synchronous rectifier (SR) driving scheme for LLC resonant converters. Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 20-24 March 2016. Pp. 322-328. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2016.7467891>.

9. Amouzandeh M. S., Mahdavihah B., Prodic A., McDonald B. Digital synchronous rectification controller for LLC resonant converters. *Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE*. Long Beach, CA, USA, 20-24 March 2016. Pp. 329-333. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2016.7467892>.
10. Linear Technology. Synchronous rectifier driver for forward converters LTC3900. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3900fb.pdf> (accessed at 05.07.2025)
11. Yaskiv V.I., Yurchenko O.M., Yaskiv A.V. Synchronous rectifier in DC voltage stabilizer based on high-frequency magnetic amplifiers. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 1. Pp. 35-41. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.01.035>.
12. Harada K., Nabeshima T. Applications of magnetic amplifiers to high-frequency dc-to-dc converters. *Proc. IEEE*. 1988. Vol. 76. No 4. Pp. 355-361. DOI: <https://doi.org/10.1109/5.4422>.
13. Austrin L. On Magnetic Amplifiers in Aircraft Applications. Stockholm: Royal Institute of Technology. Sweden, 2007.
14. Wen C. C., Chen C. L., Chen W., Jiang J. Magamp post regulation for flyback converter. *Proc. IEEE 32nd Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, BC, 17-21 June 2001. Pp. 333-338. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2001.954042>.
15. Yaskiv V., Abramovitz A., Smedley K. MagAmp power converters with low level EMI. 12th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM 2013), Lviv, Ukraine, 19-23 February 2013. Pp. 388-395.
16. Yamashita E., Ueda A., Torii A., Doki K. Improvement Effect of Input Current Waveform of a Soft Switching Boost Type Three-Phase Diode Rectifier. *Power Conversion Conference*, Nagoya, Japan, 02-05 April 2007. Pp. 1078-1084. DOI: <https://doi.org/10.1109/PCCON.2007.373100>.
17. Chih-Lung Shen, Cheng-Tao Tsai, Yu-En Wu. High efficiency current-doubler rectifier with low output current ripple and high step-down voltage ratio. *2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, Singapore, 2008, pp. 872-876. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSET.2008.4747130>.
18. Halder T. Study of rectifier diode loss model of the Flyback converter. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Bengaluru, India, 16-19 December 2012. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.2012.6484492>.
19. Yaskiv V. The new methods of switch mode power supply designing for computer facilities. *International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS-2001*, Crimea, Ukraine, 04-04 July 2001. Pp. 87-90. DOI: <https://doi.org/10.1109/IDAACS.2001.941986>.
20. Yaskiv V., Gurnik O., Moskalyk S., Shklyarenko N. Power supply systems of microprocessor devices. *Proceedings of the VI International Conference Experience of Designing and Applications of CAD Systems in Microelectronics. (CADSM 2001)*, Lviv-Slavsko, Ukraine, 12-17 February 2001. Pp. 70-71. DOI: <https://doi.org/10.1109/CADSM.2001.975745>.
21. Yaskiv V., Yaskiv A. Development of the Power Supply and Control System for the Hemodialysis Machine. *Informatyka, Automatyka, Pomiar w Gospodarce i Ochronie Środowiska*. 2023. Vol. 13. No 3. Pp. 23-28. DOI: <https://doi.org/10.35784/iapgos.3745>.

Надійшла 15.07.2025

Прийнята 14.10.2025

ДОСЛІДЖЕННЯ РОБАСТНОСТІ СИСТЕМ ПОКРАЩЕНОГО
ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

С.М. Пересада*, докт.техн.наук, Є.О. Ніконенко**, докт. філософії, О.А. Черненко, А.В. Мельник
НТУ України «КП ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.
E-mail: sergei.peresada@gmail.com; evgeniy.nykonenko@gmail.com.

Векторно-керовані асинхронні електроприводи є одним із основних типів сучасних електроприводів змінного струму завдяки відомим перевагам асинхронних двигунів. Останні роки характеризуються відновленням інтересу до подальшого розвитку методів керування асинхронними двигунами (АД) у зв'язку з існуючими обмеженнями використання постійних магнітів на основі рідкісноземельних матеріалів для виробництва синхронних двигунів. Повномасштабне дослідження динамічних і статичних характеристик систем векторного керування асинхронними двигунами, а також їхній порівняльний аналіз з існуючими аналогами є важливим обов'язковим етапом проектування сучасних електроприводів змінного струму. Оскільки системи векторного керування АД є суттєво нелінійними багатовимірними системами з частково вимірюваним вектором стану, то загальних стандартних методів синтезу і аналізу, у тому числі дослідження динамічних і статичних характеристик в умовах дії параметричних збурень, не існує. Конструювання алгоритмів керування здійснюється на основі різних концептуальних підходів. Це ж стосується і методів дослідження робастності замкнених систем. В літературі запропоновано велику кількість як теоретично обґрунтованих, так і практичних рішень, для яких використовуються різний набір тестів і різні критерії оцінки ефективності, що фактично унеможливляє їх порівняльний аналіз. Запропоновано системний підхід до порівняльного тестування і аналізу показників якості керування та робастності систем векторного керування в умовах дії збурення у вигляді варіацій активного опору роторного кола, який може розглядатися як складова загальної платформи тестування векторно-керованих електроприводів. Порівняльне дослідження класу систем з непрямым і прямим полеорієнтуванням, які базуються на концепції покращеного (робастифікованого) векторного керування АД, демонструє значне підвищення властивостей робастності відпрацювання вектора потокозчеплення як за амплітудою, так і за кутовим положенням, що, в свою чергу, забезпечує компенсацію негативного впливу варіацій активного опору ротора на динамічні процеси регулювання і ефективність процесів електромеханічного перетворення енергії. Бібл. 21, рис. 6.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, робастність, порівняльне тестування, спостерігач вектора потокозчеплення повного порядку, енергоефективність, статичні і динамічні характеристики.

Вступ. В останні два десятиліття синхронні двигуни зі збудженням від постійних магнітів витісняють асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором в електроприводах малої та середньої потужності завдяки вищим показникам потужності за об'ємом і масою, а також більшому ККД. В той же час наявність постійних магнітів на основі рідкоземельних елементів є стримуючим фактором розповсюдження синхронних електроприводів, оскільки вони мають обмежене використання і постійно зростаючу ціну. Це стимулювало відновлення інтересу до подальшого розвитку методів керування АД, які є простими високонадійними електричними машинами, мають низьку ціну і тому конкурентоздатні у багатьох промислових застосуваннях [1].

Векторне полеорієнтоване керування, непряме IFOC (Indirect Field Oriented Control) та пряме DFOC (Direct Field Oriented Control) являються основними методами керування АД, забезпечують високі динамічні показники і енергоефективність, які наближаються до тих, що досягаються в синхронних електроприводах. В той же час таке твердження є справедливим тільки за умови точно відомих параметрів моделі електричної частини АД. Це пояснюється тим фактором, що векторне керування АД є модельно орієнтованим, тому невизначеність параметрів моделі, які

© Пересада С.М., Ніконенко Є.О., Черненко О.А., Мельник А.В., 2026

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-8948-722X>; ** <https://orcid.org/0000-0003-2379-5566>

© Видавець ВД «Академпериодика» НАН України, 2026



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

використовуються в алгоритмі векторного керування, призводить до деградації як динамічних, так і енергетичних показників електроприводу [2, 3].

Проблема параметричної залежності алгоритмів IFOC і DFOC активно досліджувалася на початковій стадії розвитку систем векторного керування АД [3–7] і є актуальною на теперішній час [8]. Результатами значної кількості досліджень встановлено, що найбільш критичним параметричним збуренням в системах векторного керування є активний опір роторного кола R_2 , який визначає його сталу часу $\tau = L_2/R_2$, де L_2 – індуктивність ротора. Початкове значення R_2 у загальному випадку є невідомим і не доступне для безпосереднього вимірювання. Задля його визначення на етапі ініціалізації системи застосовують алгоритми ідентифікації як складові процедур самоналаштування (self-commissioning). Важливо відмітити, що на точність оцінювання R_2 впливає наскільки точно відомі інші параметри моделі АД (індуктивності і активний опір статора), тому в загальному випадку враховується, що ідентифікований параметр R_2 завжди має деяку невизначеність. Більш критичним є фактор варіацій опору ротора внаслідок його нагріву в процесі роботи двигуна. Загально прийнято ([9] та список посилань), що сукупний діапазон невизначеності може бути в межах $(-50 \div +70)\%$ від номінального значення. Відмітимо, що механізм значної чутливості систем полеорієнтованого векторного керування АД як класичних IFOC та DFOC, які є де-факто промисловим стандартом, так і дослідницьких, що використовують весь спектр сучасних методів керування, визначається самим методом полеорієнтування за невимірюваним вектором потокозчеплення. Як результат, керування потокозчепленням є розімкненим і тому чутливим до варіацій параметрів роторного кола.

Найбільш розповсюджені напрямки компенсації негативного впливу змін опору ротора базуються на теорії адаптивних [10–12] і робастних систем керування [13–16]. Адаптивні системи векторного керування забезпечують глобальне асимптотичне оцінювання активного опору ротора, після завершення якого система має властивості такі ж, як у випадку відомих параметрів. Проте адаптивні алгоритми є чутливими до зміни параметрів, які не передбачають адаптацію, кількість параметрів одночасного оцінювання обмежена умовами персистентності збудження. З технічної точки зору цей тип систем вимагає використання високоточного інвертора і системи вимірювання, а складність самого адаптивного алгоритму – значної розрахункової потужності цифрового контролера, що обумовлює обмеженість застосування цього типу керування на практиці. Робастні системи, прикладом яких є результати [9, 13–16], забезпечують часткову компенсацію збурень, але є простішими. В [9] автори запропонували технологію покращеного непрямого векторного керування (англ. I-IFOC – Improved IFOC), яка забезпечує не тільки високі динамічні показники якості відпрацювання швидкості та потокозчеплення, а й сильні властивості робастності до зміни активного опору ротора. У [17] надано теоретичне порівняння алгоритмів стандартного непрямого векторного керування (IFOC) та I-IFOC, підтверджене результатами повномасштабного експериментального тестування. Показано, що синтезована за допомогою другого метода Ляпунова підсистема потокозчеплення набуває властивості замкнених від’ємним зворотним зв’язком за невимірюваним потокозчепленням, що і визначає робастифікацію I-IFOC. Системи прямого векторного керування використовують спостерігач потокозчеплення, який надає інформацію про вектор потокозчеплення та повністю визначає властивості робастності алгоритмів векторного керування [15, 18–20]. Запропоновано велику кількість можливих структур спостерігачів з певними ступенями свободи для проектування коригуючих зв’язків [18]. У [19] представлено алгоритм покращеного прямого векторного керування АД на основі спостерігача зниженого порядку (I-DFOC – Improved DFOC), який використовує технологію робастифікації [9]. Загальнотеоретичний розв’язок задачі векторного керування АД зі спостерігачем вектора потокозчеплення повного порядку (англ. FO-DFOC – Full-Order DFOC) представлено у [15]. Структура зворотних зв’язків спостерігача і побудованого на його основі алгоритму керування надає можливість досягти не тільки глобальної експоненційної стійкості і специфікації показників якості керування, але й робастифікувати алгоритм FO-DFOC.

Складність проблеми побудови робастних систем векторного керування АД полягає в тому, що конструктивних методів підвищення робастності в нелінійних системах такої складності не існує, тому рекомендації щодо застосування тих чи інших структур алгоритмів керування, а також налаштування їх зворотних зв’язків можна розробити лише на основі повномасштабного дослідження характеристик систем керування у типових режимах роботи. З іншого боку конструювання робастних алгоритмів здійснюється на основі різних концептуальних підходів. Це ж стосується і методів дослідження робастності замкнених систем, для яких використовуються різний набір тестів і критеріїв оцінки ефективності, що ускладнює або взагалі унеможливорює їхній порівняльний аналіз.

Особливо це важливо для великої кількості нових пропозицій, для яких відсутнє експериментальне підтвердження або промислове впровадження.

Метою роботи є розробка системного підходу до порівняльного тестування й аналізу показників якості керування та робастності систем векторного керування в умовах дії збурення у вигляді варіацій активного опору роторного кола. Як репрезентативний приклад виконано порівняльне дослідження класу систем з непрямим і прямим полеорієнтуванням, які базуються на концепції покращеного векторного керування АД.

Методичні аспекти синтезу і дослідження властивостей робастності систем векторного керування АД. Системи векторного керування АД є суттєво нелінійними багатовимірними системами з частково вимірюваним вектором стану, оскільки вектор потокозчеплення (ротора, статора) не є вимірюваним. Для цього класу систем автоматичного керування критично важливим є синтез алгоритму керування, який забезпечує замкненій системі властивість глобальної експоненційної асимптотичної стійкості, що в свою чергу гарантує деякий рівень робастності відносно обмежених параметричних і координатних збурень [20]. В умовах дії збурень системи втрачають асимптотичність, а стійкість у загальному випадку має розглядатися як локальна, що впливає на діапазон зміни збурень задля забезпечення стійкості досліджуваної системи. Оскільки загальних аналітичних методів дослідження робастності нелінійних систем такого рівня складності не існує, то це обумовлює необхідність дослідження їхніх властивостей робастності як окремого класу систем керування на основі визначених режимів тестування. Методологія дослідження, яка пропонується, передбачає, що збурений рух є стійким.

Задля порівняння алгоритмів векторного керування прийнято використовувати стандартний IFOC [1, 9], динамічні властивості і робастність якого є загально відомими. Виходячи з розгляду «найгіршого» випадку, діапазон змін активного опору ротора приймають в межах $-50\% \div +70\%$ відносно його номінального значення. Діапазон змін моменту і кутової швидкості двигуна приймають в межах їхніх номінальних значень (включаючи нульову швидкість) в рушійному та генераторному режимах. Якщо передбачено режим ослаблення поля, то враховуються показники в зоні швидкостей вищих за номінальну із статичним обмеженням у вигляді постійних потужності і ковзання.

За умови дії варіацій активного опору ротора ΔR_2 ($R_2 = R_{2N} + \Delta R_2 > 0$, де R_{2N} – номінальне значення) для оцінки властивостей робастності, використовуються похибки відпрацювання модуля вектора потокозчеплення ротора (або статора) $|\tilde{\Psi}| = \sqrt{\tilde{\Psi}_d^2 + \tilde{\Psi}_q^2}$ та моменту $\tilde{M} = M - M^*$, де $\tilde{\Psi}_d = \Psi_d - \Psi^*$, $\tilde{\Psi}_q = \Psi_q - \Psi_q^*$ – похибки регулювання компонент вектора потокозчеплення Ψ_d , Ψ_q , який представлено в синхронній системі координат ($d-q$); $\Psi^* > 0$ – задана траєкторія модуля вектора потокозчеплення; M^* – задана траєкторія моменту. Похибки $\tilde{\Psi}_d$, $\tilde{\Psi}_q$, $\tilde{M}$ розглядаються в статичних і динамічних режимах керування моментом і вектором потокозчеплення. Задля дослідження статичних характеристик формують задані траєкторії Ψ^* та M^* , які набувають постійних значень. Значення похибок відпрацювання потокозчеплення і моменту в загальному випадку залежать від знаку і значень збурення ΔR_2 , моменту двигуна M і кутової швидкості ω .

Необхідно відмітити, що похибки $|\tilde{\Psi}|$, $\tilde{M}$ можливо розрахувати лише в умовах моделювання, оскільки в реальних системах ці змінні не вимірюються. Значення збурення ΔR_2 (R_2) при цьому задається в моделі АД, в той час як в алгоритмі векторного керування встановлюється його номінальне значення R_{2N} . В експериментах навпаки варіації опору ротора встановлюються в алгоритмі керування, в той час як параметри моделі реального двигуна вважаються незмінними протягом кожної окремої серії швидких тестів, коли температура ротора може вважатися сталою.

Аналіз впливу варіацій опору ротора на динаміку процесів електромеханічного перетворення здійснюється в замкненій системі в режимі регулювання кутової швидкості в умовах відпрацювання типових заданих траєкторій кутової швидкості і стрибкоподібного моменту навантаження. Збурений рух порівнюється з еталонним для номінального опору R_{2N} . Статичні енергетичні характеристики за значеннями споживаної активної потужності для заданої механічної потужності визначають рівень енергоефективності (ККД) процесу електромеханічного перетворення енергії.

Сімейство спостерігачів вектора потокозчеплення ротора АД повного порядку. Базову теорію спостерігачів вектора потокозчеплення АД повного порядку наведено у [18]. В [15] запропоновано конструювати спостерігач у синхронній системі координат ($d-q$), оскільки змінні спостерігача відповідають тим, що використовуються в алгоритмі векторного керування. Його загальна структура має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_{1d} &= -\gamma \hat{i}_{1d} + \omega_0 \hat{i}_{1q} + \alpha \beta |\hat{\psi}| + \sigma^{-1} u_{1d} + v_{1d}, & \dot{\hat{\psi}} &= -\alpha |\hat{\psi}| + \alpha L_m \dot{i}_{1d} + v_{2d}, \\ \dot{\hat{i}}_{1q} &= -\gamma \hat{i}_{1q} - \omega_0 \hat{i}_{1d} - \beta \omega |\hat{\psi}| + \sigma^{-1} u_{1q} + v_{1q}, & \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + (\alpha L_m \dot{i}_{1q} + v_{2q}) |\hat{\psi}|^{-1}, |\hat{\psi}| > 0,\end{aligned}$$

де $\hat{i}_{1d}$, $\hat{i}_{1q}$, $|\hat{\psi}|$ – оцінені значення струмів статора і модуля вектора потокозчеплення ротора; u_{1d} , u_{1q} – напруги статора; ω_0 , ε_0 – кутові швидкість і положення синхронної системи координат (d - q) відносно стаціонарної системи координат статора (a - b); (v_{1d} , v_{1q} , v_{2d} , v_{2q}) – вектор коригуючих зворотних зв'язків спостерігача. Параметри α , β , γ , σ визначаються як: $\alpha = \tau^{-1} = R_2/L_2$ ($\alpha_N = R_{2N}/L_2$), $\beta = L_m/(L_2\sigma)$, $\gamma = R_1/\sigma + \alpha L_m\beta$, $\sigma = L_1 - L_m^2/L_2$, де R_1 – активний опір статора; L_1 , L_m – індуктивності статора і контура намагнічування. Без втрати загальності прийнято одну пару полюсів.

Конструювання вектора (v_{1d} , v_{1q} , v_{2d} , v_{2q}) з використанням другого методу Ляпунова дає змогу синтезувати сімейство спостерігачів потокозчеплення, з яких можливо визначити структури, що володіють як задовільними динамічними показниками, так і підвищеними властивостями робастності [15].

Один із запропонованих у [15] варіантів синтезу має вигляд: $v_{1d} = k_i e_d + \alpha \beta \tilde{\psi}$, $v_{1q} = k_i e_q - \beta \omega \tilde{\psi}$, $v_{2d} = \alpha e_d - \omega e_q + \gamma_1 \alpha \beta \tilde{i}_{1d}$, $v_{2q} = \alpha e_q + \omega e_d - \gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_{1d}$, де $e_d = i_{1d} - \hat{i}_{1d}$, $e_q = i_{1q} - \hat{i}_{1q}$, $\tilde{\psi} = |\hat{\psi}| - \psi^*$ – похибки оцінювання струмів і похибка відпрацювання оціненого модуля вектора потокозчеплення відповідно; γ_1 , k_i – коефіцієнти коригуючих зворотних зв'язків спостерігача.

Дослідження робастності систем векторного керування. Значення похибок регулювання для стандартних IFOC і DFOC збігаються і є незалежними від кутової швидкості.

Результати порівняння стандартних і покращених систем векторного керування. Дослідження виконано для АД №1 (OEMER 7-80/С) потужністю 0.6 кВт з наступними номінальними даними: кутова швидкість ротора $\omega_N = 100$ рад/с; потокозчеплення ротора 0.94 Вб; активні опори і індуктивності: $R_1 = 6.6$ Ом; $R_{2N} = 5.3$ Ом; $L_1 = 0.475$ Гн; $L_2 = 0.47$ Гн; $L_m = 0.45$ Гн.

На рис. 1 показано залежності похибок $|\tilde{\psi}|$, $\tilde{M}$ від кутової швидкості з $\Delta R_2 = -0.5R_{2N}$ та $\Delta R_2 = R_{2N}$ у разі відпрацювання номінального моменту $M^* = 6$ Нм для коефіцієнтів робастифікації: а) $\gamma_1 = 0.05$; б) $\gamma_1 = 0.3$. На графіках прийнято позначення: 1 – IFOC [1] (DFOC [1]); 2 – I-IFOC [9] та 3 – I-DFOC [19]. Графіки на рис. 1 демонструють підвищення робастності алгоритмів покращеного векторного керування для діапазону ненульових кутових швидкостей. Зазначимо, що під час зміни знаку ΔR_2 змінюється знак похибки відпрацювання моменту, водночас максимуми (мінімуми) дзвоноподібних характеристик зміщені в область генераторного режиму. У разі зміни знаку заданого моменту знак похибки відпрацювання моменту також зміниться. Ширина дзвоноподібних характеристик зменшується зі збільшенням γ_1 , а криві I-IFOC і I-DFOC наближаються одна до одної.

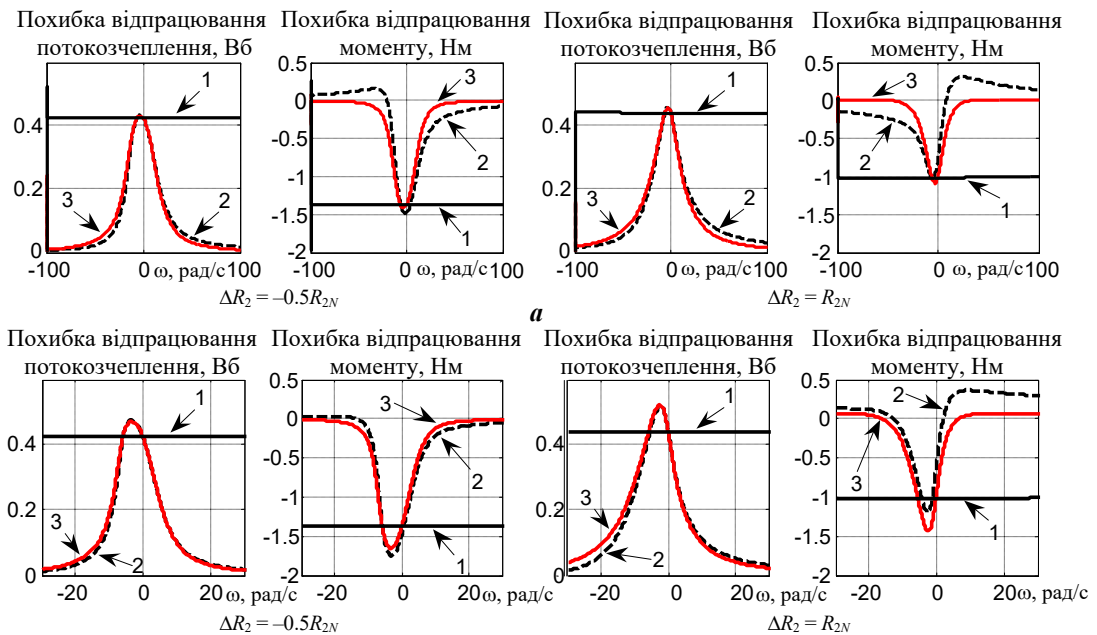


Рис. 1

Порівняння систем прямого векторного керування зі спостерігачами зниженого і повного порядку. На рис. 2 наведено графіки похибок відпрацювання в системах IFOC, I-DFOC та FO-DFOC [15] в умовах попереднього тесту. Характеристики пронумеровано: 1 – IFOC; 2 – I-DFOC; 3 – FO-DFOC.

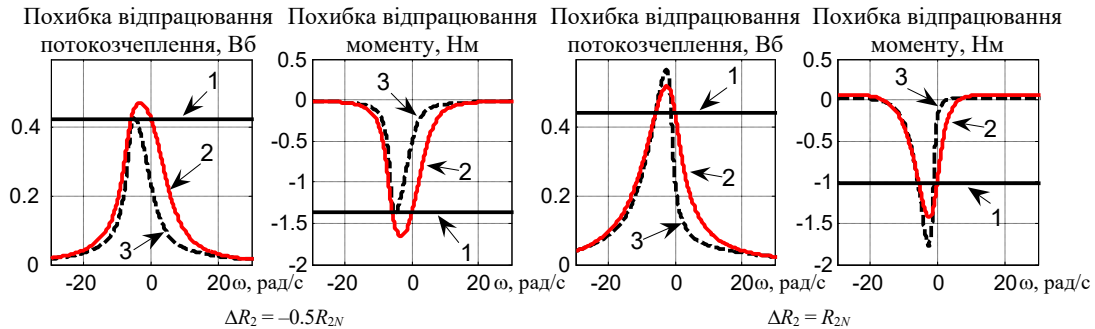


Рис. 2

З рис. 2 слідує, що для всіх розглянутих режимів в системі FO-DFOC точність регулювання збільшилася завдяки доданим коригуючим зв'язкам у складі спостерігача повного порядку. Площа під кривою похибок, яка може служити кількісною оцінкою, зменшилася приблизно на 25-50% порівняно з I-DFOC.

Замітимо, що важливим є дослідження поведінки розглянутих алгоритмів за умов нульової кутової швидкості ротора, коли дія коригуючих зв'язків, які залежать від неї, відсутня.

На рис. 3 показано залежності похибок відпрацювання для діапазону змін опору $R_2 = (0.5 \div 2)R_{2N}$ (змінна $\Delta R_2 = (-0.5 \div 1)R_{2N}$) за умов $\gamma_1 = 0.05$, $\omega = 0$. Результати, наведені на рис. 3, свідчать про те, що структура спостерігача вектора потокозчеплення повного порядку має робастифікуючі властивості навіть за умов нульової кутової швидкості ротора. Інтегральні квадратичні похибки при цьому зменшилися більш, ніж у 3 рази порівняно з I-DFOC.

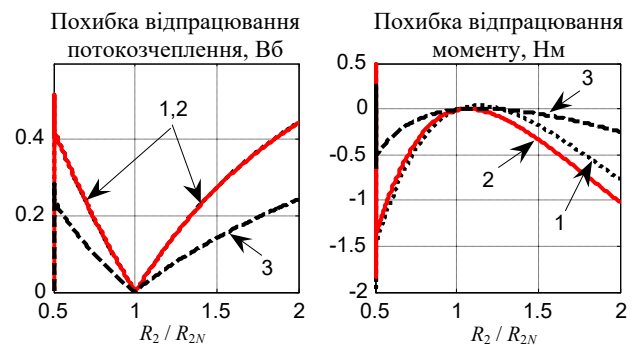


Рис. 3

Енергетичні характеристики алгоритмів

стандартного і покращеного векторного керування. Експериментальні дослідження проводилися з використанням станції швидкого прототипного тестування, функціональну схему якої показано на рис. 4 [21] з АД №1 потужністю 0.6 кВт та АД №2 потужністю 0.75 кВт. Станція включає досліджуваний двигун з живленням від перетворювача частоти, трифазний ШІМ-керований інвертор якого працює з частотою перемикання 10 кГц; навантажувальну машину із власною системою керування моментом; персональний комп'ютер для збирання, обробки і візуалізації процесів, а також для програмування керуючого контролера DSP TMS320F28335, який реалізує алгоритми керування з програмованим відстеженням вибраних змінних. Швидкість двигунів вимірювалася оптичним енкодером з розподільчою здатністю 1024 імпульсів/об. Такт квантування встановлено на рівні 200 мкс.

Номинальні дані АД №2: кутова швидкість $\omega_N = 300$ рад/с; потокозчеплення 0.95 Вб; активні опори та індуктивності: $R_1 = 11$ Ом; $R_{2N} = 5.6$ Ом; $L_1 = 0.95$ Гн; $L_2 = 0.95$ Гн; $L_m = 0.91$ Гн.

Тестування виконувалося в режимі регулювання кутової швидкості з різними постійними значеннями моменту навантаження. У тестуваннях польова компонента струму статора підтримувалася на номінальному рівні з метою отримання номінального потоку за відсутності варіації опору, тобто коли оцінений і реальний параметри є однаковими $\hat{\alpha} = \alpha_N$ ($\Delta R_2 = 0$). В умовах тесту усталені значення похибок відпрацювання кутової швидкості і струмів статора є нехтувано малими завдяки дії алгоритму керування.

Задля порівняння енергетичної ефективності IFOC та I-IFOC в усталеному режимі на рис. 5, а показано залежність моментного струму i_{1q} для різних значень моменту навантаження за $\omega = 50$ рад/с в умовах варіації $\hat{\alpha} \in (0.5 \div 1.7)\alpha_N$ (змінна $\Delta R_2 \in (-0.5 \div 0.85)R_{2N}$) для АД № 1, а на рис. 5, б –

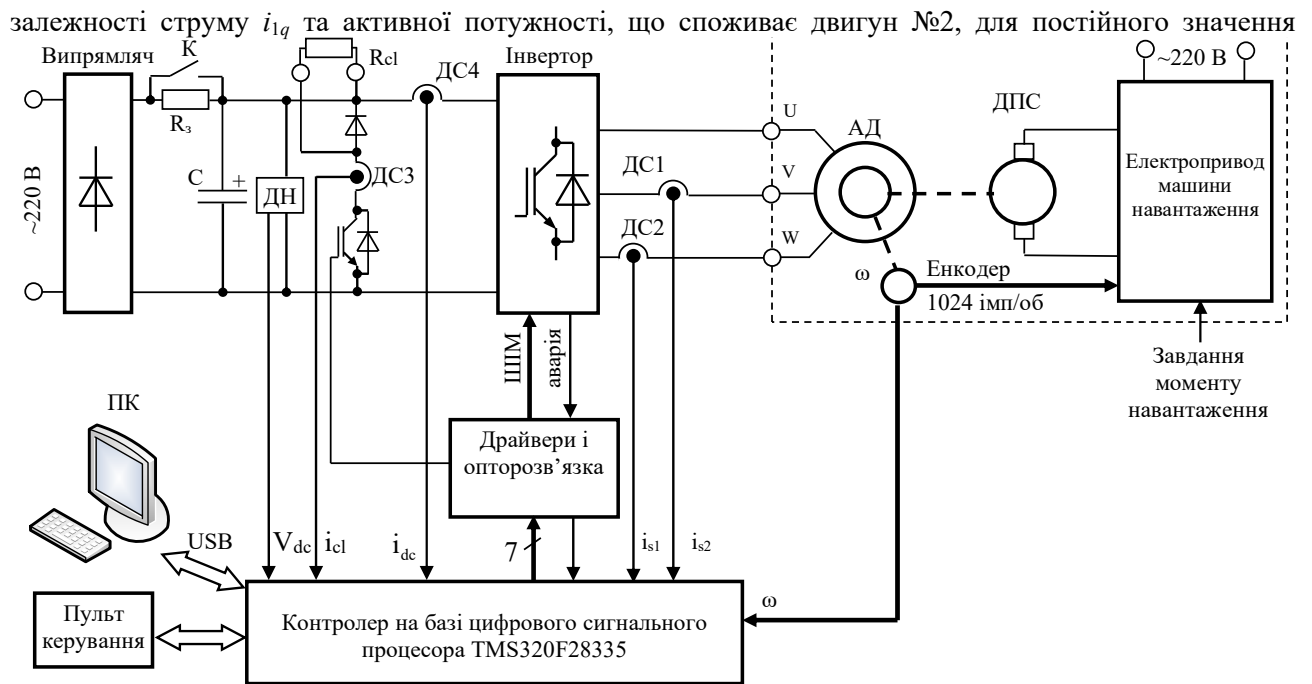


Рис. 4

моменту навантаження (120 % від номінального) за $\omega = 100$ рад/с. З аналізу рис. 5 слідує, що алгоритм I-IFOC забезпечує практично постійне значення струму i_{lq} задля створення постійного моменту навіть за значних відхилень параметра $\hat{\alpha}$ від його номінального значення α_N , що свідчить про стабілізацію вектора потокозчеплення як за амплітудою, так і за кутовим положенням. При цьому в усіх режимах роботи, що досліджувалися, АД потребує меншого значення моментного струму, забезпечуючи в такий спосіб менші втрати активної потужності за умови $\hat{\alpha} \neq \alpha_N$. Зокрема, за умови $\hat{\alpha} = 1.7\alpha_N$ втрати активної потужності збільшуються приблизно у 1.5 раз порівняно з випадком $\hat{\alpha} = \alpha_N$ для IFOC з АД №2. У той же час I-IFOC гарантує стабілізацію енергетичної ефективності в околі номінального рівня.

Динамічні показники алгоритмів стандартного і покращеного векторного керування. Як приклад підвищення динамічних показників якості керування проведено тест розгону АД №2 до кутової швидкості 50 рад/с з номінальним динамічним моментом 2.5 Нм і прикладанням моменту навантаження для стандартного IFOC і покращеного I-IFOC. Графіки перехідних процесів на рис. 6, а демонструють динамічні властивості I-IFOC за номінальних параметрів в режимі відпрацювання кутової швидкості без навантаження, починаючи з $t = 0.6$ с, та в режимі прикладання-скидання моменту навантаження (120 % номінального) у $t = 1$ с і $t = 1.5$ с відповідно. На рис. 6, б та 6, в показано перехідні процеси в умовах цього ж тесту (без скидання навантаження) у разі використання в регуляторі значення $\hat{\alpha} = 1.7\alpha_N$. З рис. 6, б видно, що динаміка стандартного IFOC деградує настільки, що не може вважатися прийнятною для більшості використань. В той же час динамічна поведінка I-IFOC майже не змінюється, як показано на рис. 6, в.

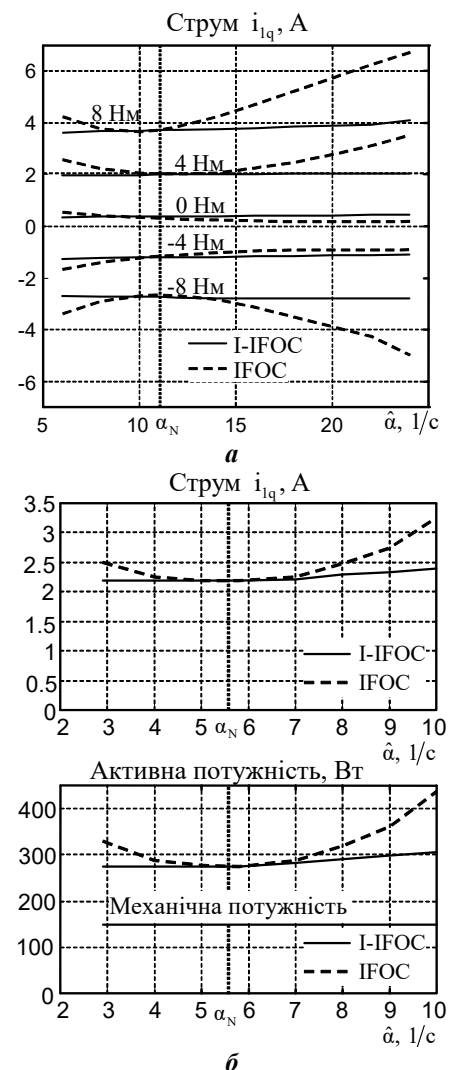


Рис. 5

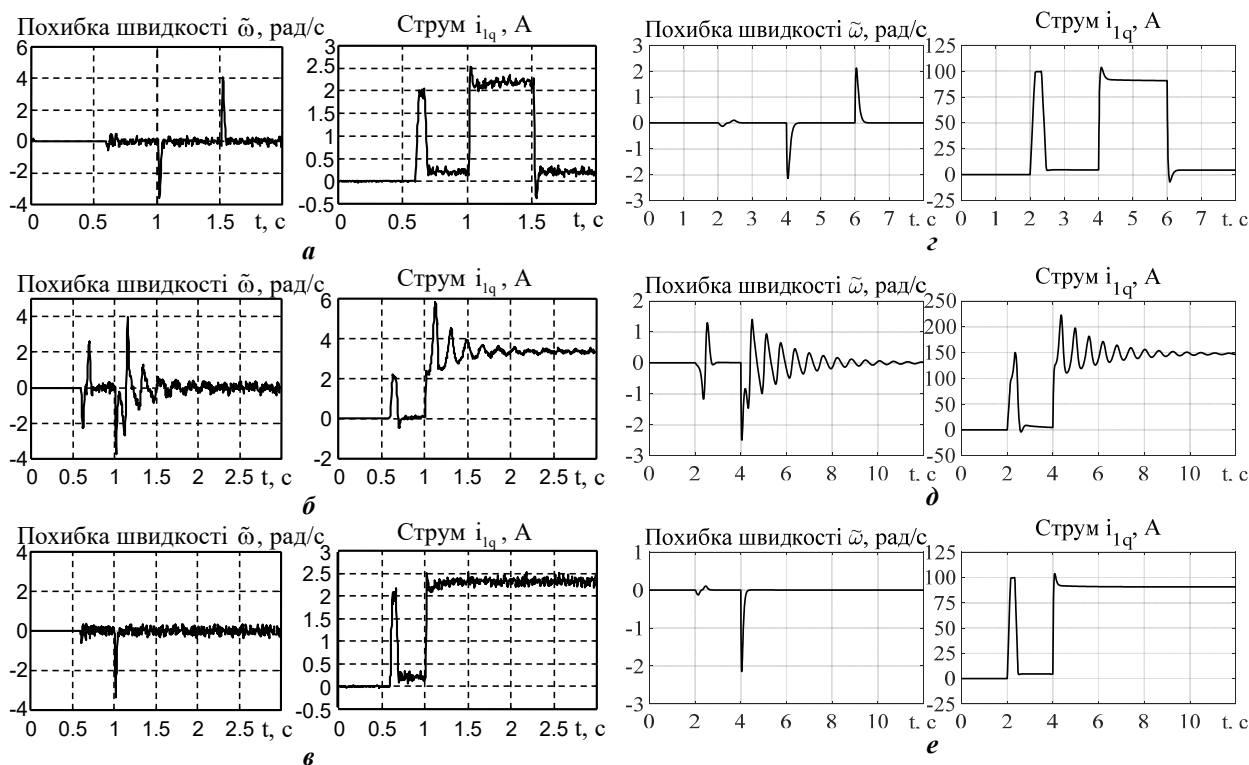


Рис. 6

Оскільки математична модель АД різної потужності є однаковою і відрізняється тільки параметрами, то динамічні властивості систем векторного керування мають подібний характер, що демонструється графіками перехідних процесів на рис. 6, г – рис. 6, е аналогічного тестування, яке було проведено в режимі моделювання для АД №3 потужністю 30 кВт з параметрами: $R_1 = 0.116 \text{ Ом}$; $R_{2N} = 0.068 \text{ Ом}$; $L_1 = L_2 = 0.049 \text{ Гн}$; $L_m = 0.048 \text{ Гн}$.

Висновки. Запропонований системний підхід до порівняльного тестування і аналізу показників якості керування та властивостей робастності систем векторного керування в умовах дії збурення у вигляді варіацій активного опору роторного кола може розглядатися як складова загальної платформи тестування цього класу систем векторного керування АД. Як репрезентативний приклад виконано порівняльне дослідження класу систем з непрямым і прямим полеорієнтуванням, які базуються на концепції покращеного (робастифікованого) векторного керування АД. Продемонстровано, що алгоритми I-IFOC та I-DFOC забезпечують сильніші властивості робастності до варіацій активного опору ротора порівняно зі стандартними алгоритмами IFOC та DFOC. Похибки відпрацювання вектора потокозчеплення і моменту мають менші значення для всього діапазону зміни кутової швидкості за винятком інтервалів поблизу нульової кутової швидкості, оскільки робастифікація досягається за рахунок залежних від кутової швидкості зворотних зв'язків. В системах FO-DFOC зі спостерігачами повного порядку, які є набагато складнішими за I-IFOC та I-DFOC, додатково можливо підвищити точність відпрацювання моменту і потокозчеплення, включаючи діапазон малих кутових швидкостей, у тому числі точку нульової кутової швидкості ротора. Експериментально продемонстровано взаємозв'язок між робастністю регулювання компонент вектора потокозчеплення і моменту та динамічними процесами регулювання кутової швидкості, а також енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії, з якого випливає, що робастифіковані алгоритми I-IFOC, I-DFOC та FO-DFOC забезпечують ефективну компенсацію негативного впливу обмежених варіацій активного опору ротора і мають значний потенціал для подальшого вдосконалення. З практичної точки зору запропонований системний підхід до порівняльного тестування систем векторного керування дає можливість оцінити ефективність нових пропонуваніх рішень з позицій їхньої цінності для промислового впровадження.

ROBUSTNESS INVESTIGATION OF IMPROVED FIELD-ORIENTED CONTROL SYSTEMS FOR INDUCTION MOTORS

S.M. Peresada, Ye.O. Nikonenko, O.A. Chernenko, A.V. Melnyk
National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,
Beresteyskiy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.
E-mail: sergei.peresada@gmail.com; evgeniy.nykonenko@gmail.com.

Vector-controlled induction electrical drives are one of the main types of modern AC electrical drives due to the well-known advantages of induction motors. Recent years have been marked by a renewed interest in the further development of IM control methods due to the existing limitations on the use of rare-earth materials in the manufacturing of permanent magnets synchronous motors. A full-scale study of the dynamic and static characteristics of induction motors field-oriented control systems, as well as their comparative analysis with existing analogues, is an important and mandatory stage in the modern AC electrical drives design. Since IM field-oriented control systems are essentially nonlinear multi-dimensional systems with a partially measured state-space vector, there are no general standard methods for design and analysis, including the dynamic and static characteristics investigation under parametric disturbances. Control algorithms are designed based on various conceptual approaches, and the same applies to the research methods of the closed-loop systems robustness properties. The literature offers a large number of both theoretically proven and practical solutions, which use different sets of tests and different criteria for evaluating effectiveness, making their comparative analysis virtually impossible. A systematic approach to comparative testing and analysis of control quality and robustness indicators of field-oriented control systems under disturbance conditions in the form of active rotor resistance variations is proposed. It can be considered as a component of a general testing platform for vector-controlled electrical drives. A comparative study of a class of systems with indirect and direct field orientation, based on the concept of improved (robustified) vector control of IM drives, demonstrates a significant increase in the robustness properties of the flux vector regulation, both in terms of amplitude and angular position. In turn, it compensates for the negative impact of active rotor resistance variations on dynamic control processes and the efficiency of electromechanical energy conversion processes. References 21, figures 6.

Keywords: induction motor, field-oriented control, robustness, comparative investigation, full-order flux vector observer, energy efficiency, static and dynamic performance.

1. Bose B. Power electronics and motor drives: Advances and trends. Academic Press, 2020. 1088 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/C2019-0-02032-8>.
2. Abu-Rub H., Iqbal A., Guzinski J. High performance control of AC drives with MatLab/Simulink. IEEE Press: John Wiley and Sons, 2021. 482 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119969242>.
3. Chiasson J. Modelling and high performance control of electric machines. John Wiley & Sons, 2005. 709 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/0471722359>.
4. Krishnan R., Doran F.C. Study of parameter sensitivity in high-performance inverter-fed induction motor drive systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1987. Vol. IA-23. No 4. Pp. 623–635. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.1987.4504960>.
5. Krishnan R., Bharadwaj A.S. A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector controlled induction motor drive systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991. Vol. 6. No 4. Pp. 695–703. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.97770>.
6. Jansen P.L., Lorenz R.D. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1994. Vol. 30. No 1. Pp. 101–110. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.273627>.
7. Kovbasa S.N. Robustness investigation of magnetic flux observers for induction motor. *Nauchnye trudy Kremenchugskogo gosudarstvennogo politekhnicheskogo universiteta*. 2001. No 1. Pp. 87–92. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/38976>. (accessed at 01.08.2025) (Rus)
8. Han Y., Kim H., Kim H., Lee K. Dual MRAS for robust rotor time constant compensation in IFOC IM drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2024. Vol. 39. No 3. Pp. 1983–1993. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2024.3361453>.
9. Peresada S., Tonielli A., Morici R. High performance indirect field-oriented output feedback control of induction motors. *Automatica*. 1999. Vol. 35. Issue 6. Pp. 1033–1047. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(99\)00003-5](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(99)00003-5).
10. Verrelli C.M., Savoia A., Mengoni M., Marino R., Tomei P., Zarri L. On-line identification of winding resistances and load torque in induction machines. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2014. Vol. 22. No 4. Pp. 1629–1637. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2013.2285604>.
11. Marino R., Peresada S., Tomei P. Global adaptive output feedback control of induction motors with

- uncertain rotor resistance. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1999. Vol. 44. No 5. Pp. 967–983. DOI: <https://doi.org/10.1109/9.763212>.
12. Jadot F., Malrait F., Moreno-Valenzuela J., Sepulchre R. Adaptive regulation of vector-controlled induction motors. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2009. Vol. 17. No 3. Pp. 646–657. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2008.2003434>.
13. Sabzalian M.H., Mohammadzadeh A. A new robust control for induction motors. *IETE Journal of Research*. 2019. Vol. 68. No 2. Pp. 1168–1176. DOI: <https://doi.org/10.1080/03772063.2019.1643265>.
14. Khalil H.K., Strangas E.G. Robust speed control of induction motors using position and current measurements. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1996. Vol. 41. No 8. Pp. 1216–1220. DOI: <https://doi.org/10.1109/9.533690>.
15. Peresada S.M., Kovbasa S.M., Statsenko O.V., Serhiienko O.V. Direct speed-flux vector control of induction motors: controller design and experimental robustness evaluation. *Applied Aspects of Information Technology*. 2022. Vol. 5. No 3. Pp. 217–227. DOI: <https://doi.org/10.15276/aait.05.2022.15>.
16. Accetta A., Alonge F., Cirrincione M., D'Ippolito F., Pucci M., Rabbeni R., Sferlazza A. Robust control for high performance induction motor drives based on partial state-feedback linearization. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2019. Vol. 55. No 1. Pp. 490–503. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2869112>.
17. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2003. Vol. 18. No 1. Pp. 151–163. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.807123>.
18. Verghese G.C., Sanders S.R. Observers for flux estimation in induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1988. Vol. 35. No 1. Pp. 85–94. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.3067>.
19. Peresada S.M., Kovbasa S.N. Generalized algorithm of a direct vector control of an asynchronous motor. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2002. No 4. Pp. 17–22. (Rus)
20. Marino R., Tomei P., Verrelli C.M. Induction motor control design. Springer, 2010. 351 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-1-84996-284-1>.
21. Peresada S.M., Kovbasa S.M., Krasnoshapka N.D. Indirect vector control of induction motors with robustness and adaptation properties to active rotor resistance variations: monograph. Kyiv: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, 2020. 174 p. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/44255>. (Ukr) (accessed at 01.08.2025)

Надійшла 11.08.2025
Прийнята 10.09.2025

TORQUE AND MAGNET HEATING IN A SURFACE-MOUNTED PM MOTOR: A COMPARISON BETWEEN SLOTTED AND SLOTLESS STATOR DESIGNS

I.S. Petukhov*, Ye.V. Isaiev

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

E-mail: igor_petu@ukr.net.

The advantages and disadvantages of two permanent magnet motor designs – slotted and slotless – are analyzed. A commercially available micromotor was adopted as the slotted design. Their performance is compared in terms of torque production and permanent magnet heating under intensive operating conditions. The rotor geometry was assumed to be identical, the maximum flux density in the magnetic cores was set to 1,7 T, and the rotational speed was considered constant. Modeling was carried out using COMSOL Multiphysics, with the results for the slotted design validated using the Simcenter Motorsolve software package. The torque and the amplitude of torque pulsations for both designs were evaluated, and the differences between them were analyzed. The causes of magnetic flux density pulsations in the magnets were studied, and their impact on eddy current losses was assessed. Numerical results for the output parameter ratios of the two designs were presented. The possibility of neglecting magnet heating in the slotless design was emphasized. References 11, figures 8, table 1.

Ключові слова: PM motor, torque, eddy current losses, slotted design, slotless design.

Introduction. Permanent magnet (PM) motors have found widespread use in many technological applications due to their high specific power and torque compared to induction and DC machines. The best performance is usually achieved with conventional slotted stator designs. However, in the field of micro-machine development, there is a growing interest in slotless designs [1–4]. Despite being generally inferior to slotted motors in terms of specific power, torque, and weight [5], slotless motors offer key advantages: simpler construction, lower manufacturing cost, and the absence of cogging torque. These features make them especially suitable for controlled precision drives, where low torque ripple is critical. Thus, when cost or torque smoothness is prioritized, the slotless configuration may be preferred, even though it typically results in reduced torque output.

An important performance-limiting factor in PM motors is the heating of the permanent magnets, primarily caused by eddy currents induced by magnetic-field pulsations in the air gap. In slotted designs, these pulsations are significantly affected by the geometry of the stator slots, particularly the width of the slot opening. In contrast, pulsations in slotless motors arise solely from the space harmonics of the stator winding. Regardless of the source, these magnetic-field pulsations induce eddy currents in the magnets, leading to heating and reduced efficiency.

If all other motor parameters are equal, the torque, torque ripples, and heating of magnets determine whether a slotted or slotless design is preferable. Despite the existence of comprehensive comparative novel studies of slotted and slotless motors [6, 7], the results presented in those works cannot be easily applied to the performance comparison of specific motors. Therefore, a particular design requires a more in-depth investigation of the relevant phenomena and parameters.

This paper is devoted to the preliminary comparative study of torque and magnet heating in a slotless motor being developed, having the same main dimensions as a commercially available slotted external rotor motor [8]. The operating requirements include the ability of the motor to operate for a short time (about 60 s) with a current density of 20 A/mm². A specific feature of the developed slotless motor is its rotating internal “stator” yoke. This design requires the stator winding to be implemented as a compound cylindrical structure (sleeve-shaped), separated from the yoke by an air gap – just as it is separated from the rotor. Although this adds complexity to the winding design, it significantly simplifies the construction of both the stator and rotor cores, which can be manufactured as single solid parts using conventional turning machining technology. At

© Petukhov I.S., Isaiev Ye.V., 2026

*ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1416-1174>

© Publisher PH “Akadempriodyka” of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2026



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>



Fig. 1

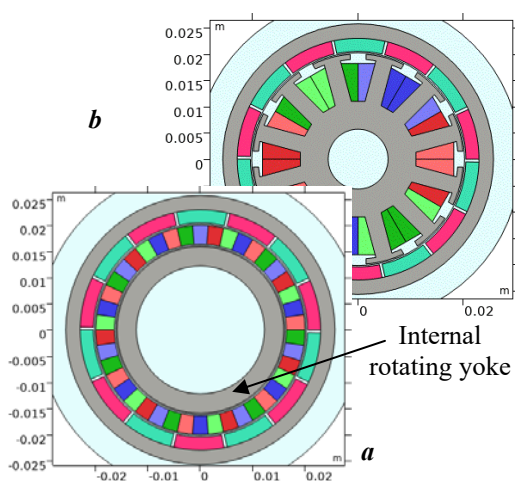


Fig. 2. Cross section of motors: a) slotless design; b) slotted design (red – A^+ , dark red – A^- , green – B^+ , dark green – B^- , blue – C^+ , dark blue – C^- , purple – outward magnets, cyan – inward magnets, light cyan – air, gray – steel).

The COMSOL Multiphysics software package was used for magnetic field simulation. To make the simulation domain more compact while preserving accuracy, a layer of infinite elements was placed at the outer boundary of the surrounding air region, which is not shown in Fig. 2. All necessary dimensions and parameters, both common and specific to the studied motors, are shown in Table. Consequently, the current density in the homogenized windings was equal in both designs.

As the study is comparative and not a comprehensive analysis, the following simulation settings and constraints were adopted according to the characteristics of the considered designs:

1. In the slotted design, the number of rotor poles and stator teeth is unequal. Thus, no symmetry can be identified in the cross section, and the magnetic field must be simulated over the entire cross-sectional domain. In con-

the same time, the absence of relative motion in the stator yoke eliminates rotational iron losses, contributing to improved efficiency and potentially reducing overall production costs. There is significant experience with the development of such motor designs at the Institute of Electrodynamics, NAN of Ukraine [9]. The windings of the sleeve-shaped design and rotor are shown in Fig. 1. It should be noted that the presented design has magnets mounted on the inner yoke, whereas the motor under development is being designed to have magnets placed on the outer yoke.

Thus, the **aim of this study** is to analyze the differences in torque and permanent magnet heating under intensive operating conditions by comparing two specific alternative motor designs: slotted and slotless.

Designs and simulation software. Cross-sections of the two investigated designs are shown in Fig. 2, with corresponding parts highlighted using matching colors. The superscript “+” denotes current flowing out of the plane, while “-” indicates current flowing into the plane. Both designs feature an external rotor diameter of 40 mm and a magnetic core stack length of 20 mm. Motors of this size are typically manufactured with 14 rotor poles [8].

The main dimensions of the compared designs – namely, the rotor diameter, active length (stack), and air gap – are assumed to be equal. It is important to note that, according to the classical theory of electrical machines, the air gap in a slotless machine is equal to the design air gap plus the height of the winding. The cross-sectional areas of the windings are also equal thus current line loading A is equal. The external rotor is surrounded by an air layer to simulate the external magnetic flux linkage.

Common parameters	
Rotor speed	6000 rpm
Phase number	3
Rotor poles, p	14
Stator diameter, D (internal stator!)	40 mm
Stack length	20 mm
Air gap (between rotational parts)	0,5 mm
Height of rotor yoke	2,8 mm
Height of magnet, h_M	2,5 mm
Angular size of magnet	12°
Magnet type	N33SH
Remanent flux density, B_r	1,1 T
Winding fill factor	0,5
Recoil magnetic permeability, μ_{rec}	1,05
Max. effective current density J (≈ 60 s)	20 A/mm ²
Slotted design parameters	
Slot number	12
Slot height	8 mm
Tooth width	3,8 mm
Tooth crown head	1 mm
Slot opening width	3 mm
Slot wedge height	0,5 mm
Slotless design parameters	
Pole number	14
Internal air gap	0,5 mm
Height of winding, h_W	3,6 mm

trast, the slotless design is characterized by equal stator and rotor pole pitches, which allows simulating the magnetic field over just two pole pitches.

2. Due to the consideration of eddy currents in the conductive parts of the machine (such as permanent magnets and yokes) and the presence of moving domains, time-dependent magnetic field modeling is required.
3. The magnetization characteristic was assumed to be nonlinear, and the yoke height and stator tooth width were chosen to ensure a magnetic flux density of approximately 1.7 T, as ensured by preliminary static magnetic field computations.
4. The current in the winding was assumed to be sinusoidal. This assumption is not critical for torque comparison. It is also not critical for magnet heating, as will be explained in the section devoted to heat analysis.
5. The rotational speed of the rotor was assumed to be constant.
6. The reference temperature T_0 of the magnets and windings before the intensive regime is 100 °C.

For the presented settings, the "Rotating Machinery" interface with a time-dependent study was used in the COMSOL Multiphysics software package. The investigation of permanent magnet heating was carried out using the "Heat Transfer in Solids and Fluids" interface of the same package [10]. This interface was essential to account for the convective cooling of the rotor's external surface by the surrounding air.

Torque analysis. The electromagnetic torque in COMSOL Multiphysics can be evaluated using two main approaches. The first is the Arkkio integration method, and the second is based on the Maxwell stress tensor [10]. For the slotless design, torque can also be calculated by integrating the Lorentz force over the winding domain. As expected, all methods yield similar results. Nevertheless, it should be noted that the Arkkio method demonstrates the highest stability, as indicated by the near equality of the positive and negative peaks in the evaluated torque. Integration of the Lorentz force provides comparable stability, but it is applicable only to the slotless design [10].

To represent the torque difference between the studied designs, it is convenient to use relative units, taking the average torque of the slotted design as the reference value. The torque simulated over two electrical periods at effective current densities of 10, 15, and 20 A/mm² is shown in Fig. 3, where in each case the average torque of the slotted motor is taken as 100%. Due to the use of relative units, the curves corresponding to each design overlap. To illustrate this, a scaled fragment is shown in which the curves are artificially separated. From Fig. 3 it can be seen that the torque of the slotted motor is 2,7 times greater than that of the developed slotless motor. Moreover, torque pulsation in the slotted motor is 7,1 times higher than in the slotless one.

The impact of this difference cannot be fully evaluated based solely on the ratio of magnetic flux densities along the midline of the air gap under steady-state conditions. As shown in Fig. 4, the ratio of the maximum flux densities is about 1,9, which is significantly lower than the torque ratio. It should be noted that in the slotless design, the magnetic flux density is evaluated at the center of the winding layer, which is valid only for torque computation using the Lorentz force integration method. The considerable torque reduction is mainly caused by the complex flux density distribution resulting

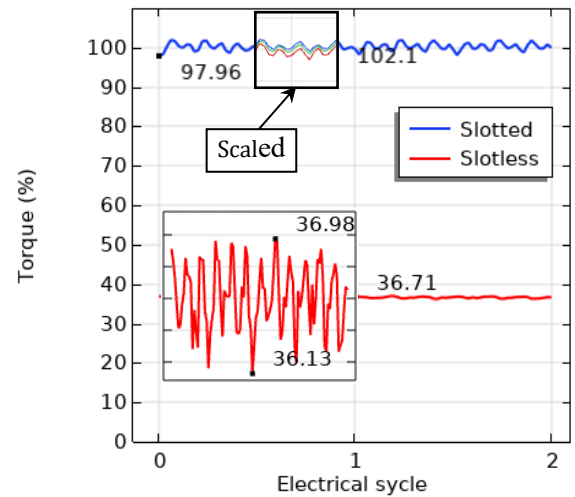


Fig. 3

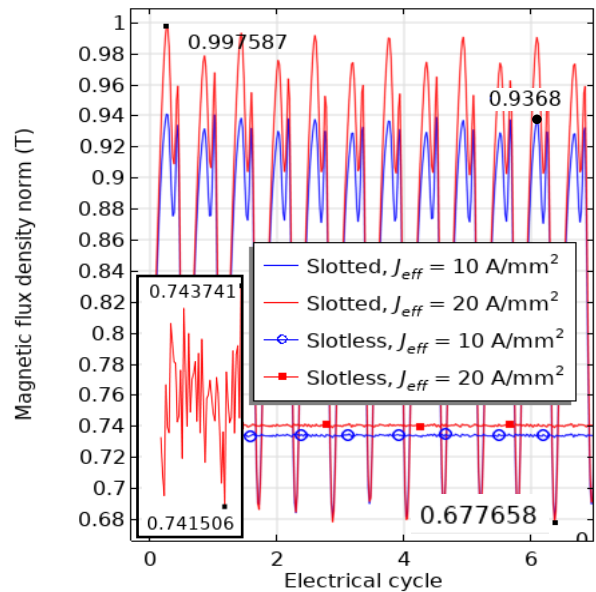


Fig. 4

from the geometry of the stator tooth tips. Therefore, only integration using one of the aforementioned methods can provide an accurate estimate of the motor torque.

Evaluation of Permanent Magnet Heating. The heating of magnets is a harmful phenomenon in high-performance electric motors. The operating temperature limits of neodymium–iron–boron (NdFeB) magnets require precise evaluation of the heating process. Magnet heating is caused both by heat transfer through the air gap from the stator and by losses within the magnets themselves. As mentioned earlier, these losses result from eddy currents induced by magnetic field pulsations.

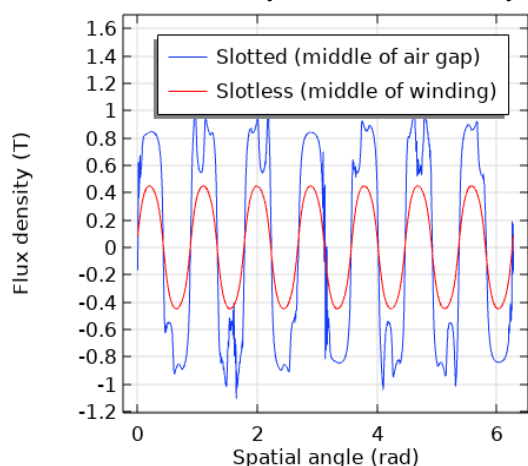


Fig. 5

Fig. 5 presents the distribution of the magnetic flux density norm over seven electrical cycles at an arbitrary point inside the magnet, situated near the surface facing the air gap and rotating with the magnet. The number of electrical cycles was chosen to cover a full cycle of the stator field in the machine. The magnetic flux density pulsation was evaluated at 10 and 20 A/mm² current densities in the winding.

In the slotted machine, this pulsation is caused mainly by the slotted structure of the stator magnetic core. The swing ΔB of the magnetic flux density B at the winding current density $J=10$ and 20 A/mm² is respectively

$$\Delta B_{J=10} = 0,9368 - 0,6777 = 0,2591(\text{T}); \quad (1)$$

$$\Delta B_{J=20} = 0,9976 - 0,6777 = 0,3199(\text{T}).$$

As the eddy current losses are proportional to the square of the magnetic flux density swing, it is natural to estimate the heating and temperature rise ratio of about

$$T / T_0 = (0,3199 / 0,2591)^2 = 1,52. \quad (2)$$

The slotless machine has the same number of poles in both the stator winding and the rotor structure. Thus, magnetic field pulsations are caused solely by the harmonic components of the stator winding magnetomotive force (MMF). However, in the magnified fragment of Fig. 5, high-frequency pulsations can also be observed. These are attributed to discretization errors and decrease with mesh refinement. To eliminate their influence on loss evaluation in “COMSOL Multiphysics”, the *Time to Frequency Losses* subnode within the *Study* node was used. Losses in this subnode are evaluated through Fourier series decomposition, with the user specifying the number of harmonics. In this study, six time harmonics were taken into account to evaluate the eddy current losses, which provides the basis for further quantitative analysis. The Non-Ventilated cooling method was adopted to study. Note that the external rotor design is favorable for cooling.

A relevant question arises: should hysteresis losses be taken into account? The answer can be obtained by analyzing the range of magnetic flux density pulsations together with the demagnetization curve of the permanent magnet (PM). The demagnetization curve for the N33SH magnet is shown in Fig. 6 [11]. Owing to the extended linear portion of this curve, the entire flux density swing lies within the linear region. Therefore, hysteresis losses in the PM can be neglected.

After these preliminary remarks, the results of the investigated heating process can now be considered.

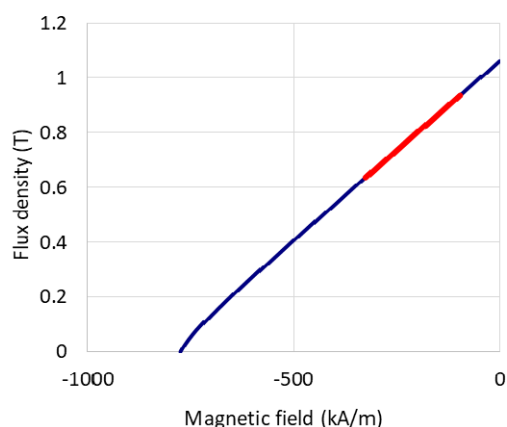


Fig. 6

As in the magnetic field simulation, the heat transfer computation was limited to a two-dimensional problem. The temperature distribution was simulated using the *Heat Transfer in Solids and Fluids* and *Turbulent Flow, Algebraic yPlus* interfaces of the “COMSOL Multiphysics” software package. Fig. 7 shows the temperature distribution in the rotor cross-section after one minute from the start of the intensive regime. The initial temperature T_0 was set to 100 °C, as mentioned above. In accordance with the previously analyzed magnetic flux pulsations (Fig. 5), the temperature rise in the slotted design is significantly more intensive than in the slotless one. Moreover, in the slotted design, heat is generated both in the solid rotor yoke and in the magnets themselves. The temperature scale in the legend of Fig. 7, *b* indicates that the hottest point in the slotted

design is heated by approximately 9,2 °C after one minute of operation at a current density of 20 A/mm². In contrast, in the slotless design, heat sources are concentrated primarily in the magnets, while the yoke does not contribute to magnet heating and acts as a heat sink (Fig. 7, *a*).

For verification, the maximum temperature rise in the magnets and winding of the slotted design was computed using the *Simcenter Motorsolve* software package. In this software, heat transfer is modeled with consideration of both radial and axial heat flow, but only approximately. The temperature rise of the magnets and winding of the slotted motor at three current density values (10, 15, and 20 A/mm²) is presented in Fig. 8. The maximum magnet temperature after 60 s, calculated with both software tools (Fig. 7, *b*, Fig. 8, *a*), is identical, thereby confirming the reliability of both models and the obtained results. The winding temperature rise in the slotted design reaches up to 135 °C (Fig. 8, *b*) under intensive operation, indicating that the winding insulation of classes F and H can withstand this regime.

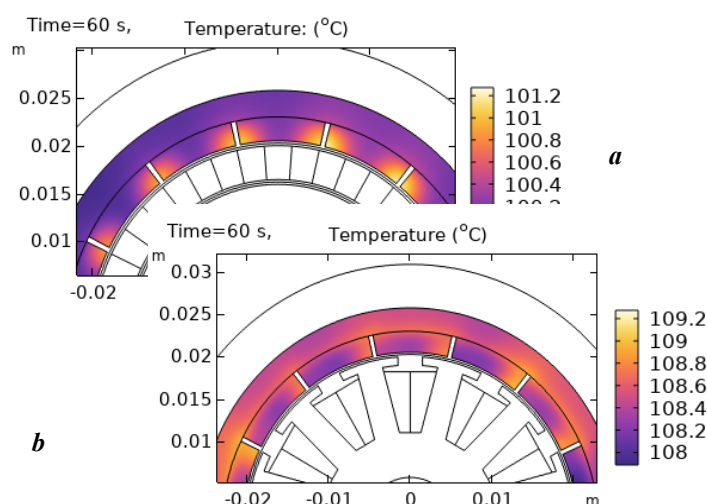


Fig. 7

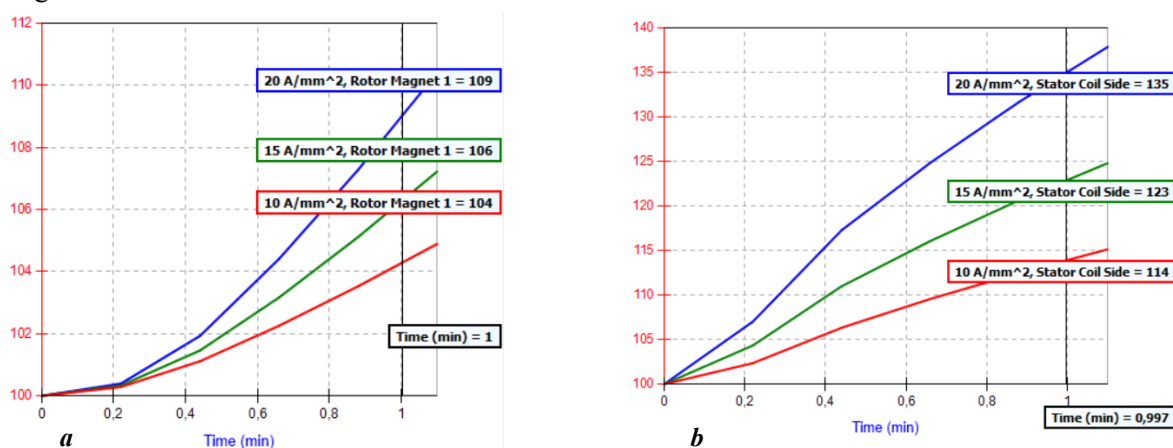


Fig. 8

In the slotless design, the temperature rise during 60 s is about 1.2 °C at $J = 20$ A/mm² (Fig. 7, *a*). Thus, there is no need to present temperature graphs at current densities below the maximum value. As for simulation in *Simcenter Motorsolve*, note that this software does not support designs with a rotated stator. Since the winding in this configuration is better cooled through two air gaps, it may be assumed that the winding temperature will remain within the same limits. The “COMSOL Multiphysics” software predicts a maximum winding temperature of about 40 °C after one minute of the intensive regime, which can be explained by the absence of axial heat transfer in the two-dimensional model.

Discussion. The slotted design exhibits the highest torque, which is approximately 2,7 times greater than that of the slotless one. The ratio of magnetic reluctances, considering only the non-steel segments of the magnetic circuit, is about 1,9, which corresponds to the ratio of the magnetic flux density amplitudes in the air gap (Fig. 4). The remaining factor of about 1,5 (the ratio between 2,7 and 1,9) can be attributed to the different geometric features of the windings.

The torque ratio of the two designs does not depend on the current density in the winding (Fig. 3). The reason is that the MMF of the winding F_w is significantly smaller than that of the magnet, so the mag-

netic flux is mainly determined by the magnet. More specifically, since the total current in both slotted and slotless designs is the same by assumption, the expression for the linear current loading A can be applied for either case. In fact, for the slotless design, within one pole pitch τ , this expression (taking into account the three-phase winding) is

$$A = \frac{3}{2} \frac{J(h_w \tau)}{\tau} = \frac{3}{2} 20 \cdot 10^6 \cdot 0,0036 = 108000 \text{ (A/m)} , \quad (3)$$

where h_w is the winding height (geometrical and material parameters are given in Table 1). The half MMF of the winding F_w , providing the main magnetic flux, is

$$F_w = A \cdot \tau = A \frac{\pi D}{2p} = 108000 \frac{\pi \cdot 0,04}{2 \cdot 14} = 484,7 \text{ (A)} , \quad (4)$$

where D is the stator diameter (noting that the design has an external rotor), p is the number of poles.

On the other hand the MMF of a single magnet F_M is

$$F_M = \frac{B_r h_M}{\mu_{rec} \mu_0} = \frac{1,1 \cdot 0,0025}{1,05 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}} = 2084 \text{ (A)} , \quad (5)$$

where B_r is the remanent magnetic flux density, μ_{rec} is the recoil relative magnetic permeability, and h_M is the height of magnet. From expressions (4) and (5), it follows that the winding MMF is less than 25% of the magnet MMF.

The eddy current heating of the magnets is significantly higher in the slotted design. This is caused by the pronounced pulsation of the magnetic flux density. The swing of the flux density at an arbitrary point near the magnet surface reaches up to 0,32 T at a current density of 20 A/mm². The amplitude of this swing depends on the winding current density; at $J = 10$ A/mm², it is approximately 0,26 T. Since the ratio of these swings (see equation 2) provides an estimate of the magnet temperature rise rate of 1,52, the overheating of the slotted machine during one minute is given by (Fig. 8, b)

$$T_{20} / T_{10} = (109 - 100) / (104 - 100) = 2,25. \quad (6)$$

The deviation of this value from 1,52 obtained in the single-harmonic analysis has a clear explanation: the time dependence of the magnetic flux density contains a significant share of higher harmonics (Fig. 5), which contribute additional losses. The remaining factor of about 1,48 (the ratio between 2,25 and 1,5).

Conclusions. Based on the investigations carried out, the torque and permanent magnet heating of a slotless, surface-mounted PM external-rotor motor can be estimated from the data of a series-produced slotted motor with identical geometric dimensions, within a certain range of comparable micromotor sizes.

The torque of the slotted design is approximately 2.7 times greater than that of the slotless machine and is independent of the current in the winding. This ratio can be derived from the ratio of the magnetic flux density amplitudes in the air gaps of the compared designs, using the coefficient defined in this paper.

The torque pulsation in the slotless design is about 7,1 times lower than that of the slotted motor.

In the slotted design, under the intensive regime with a winding current density of around 20 A/mm², the magnet temperature rises by approximately 9,2 °C per minute due to eddy currents. In the slotless design, under the same conditions, eddy current heating of the magnets due to magnetic field pulsations is much lower, resulting in a temperature rise of only about 1...2 %.

If either manufacturing cost or the minimisation of torque ripple is a primary concern, the slotless design may be preferred.

The work was supported by the state project "To develop scientific principles and principles of construction of magnetoelectric mechatronic modules for specialized automatic control systems" ("Mechatron"), KPKVK 6541030.

1. Islam M. S., Husain I., Mikail R. Slotless Lightweight Motor for Drone Applications. IEEE *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, 01-05 October 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8096851>.

2. Lee Y.-S., Jang I.-S., Yang I.-J., Kim K.-S., Kim W.-H. Study on the Slotless PM Motor Design Process Considering High Speed. *IEEE Trans. Magn.* 2024. Vol 60. No 9. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2024.3427729>.

3. Chattopadhyay R., Islam M. S., Mikail R., Husain I. Slotless Motor with Active Metal Brazed Copper Winding for High Power Density Applications. 2022 IEEE *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, 09-13 October 2022. Pp.1–7. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE50734.2022.9948146>.
4. Petukhov I.S., Kireyev V.G., Akinin K.P., Lavrinenko V.A. Decreasing torque ripple of a slotless permanent magnet torque motor using a double-layer winding. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 4. Pp. 57–62. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.04.057>.
5. Celera Motion. Slotted vs Slotless Motors. URL: <https://www.celeramotion.com/frameless-motors/support/technical-papers/slotless-vs-slotted-motors/> (accessed at 2025-06-14).
6. Nisarg Dave, Gaurang Vakil, Zeyuan Xu, Chris Gerada, He Zhang, David Gerada. Comparison of slotted and slotless PM machines for high kW/kg aerospace applications. 23rd International Conference on *Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Hamamatsu, Japan, 24-27 November 2020. DOI: <https://doi.org/10.23919/ICEMS50442.2020.9291221>.
7. Min S.G., Sarlioglu B. Advantages and Characteristic Analysis of Slotless Rotary PM Machines in Comparison With Conventional Laminated Design Using Statistical Technique. *IEEE Trans. Transp. Electrification*. 2018. Vol 4. No 2. Pp. 517–524. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2018.2810230>.
8. Scorpion Power System. Scorpion SII-4020-630KV. URL: https://www.scorpionsystem.com/catalog/aeroplane/motors_1/sii-40/SII_4020-630/ (accessed at 2025-07-26).
9. Antonov A.E. Electric machines of magnetoelectric type. Fundamentals of Theory and Synthesis. Kyiv: Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, 2011. 216 p. (Rus)
10. COMSOL: Multiphysics Software for Optimizing Designs. COMSOL. URL: <https://www.comsol.com/> (accessed at 2025-07-08).
11. Siemens. What's New in Simcenter Motorsolve and Simcenter SPEED 2021.1? URL: <https://blogs.sw.siemens.com/simcenter/whats-new-in-simcenter-motorsolve-and-simcenter-speed-2021-1/> (accessed 2025-07-26).

УДК 621.313.84:531.383

КРУТНИЙ МОМЕНТ ТА НАГРІВАННЯ МАГНІТІВ У ДВИГУНІ З ПОВЕРХНЕВИМ РОЗТАШУВАННЯМ ПОСТІЙНИХ МАГНІТІВ: ПОРІВНЯННЯ ЗУБЧАСТОГО ТА БЕЗПАЗОВОГО СТАТОРА.

I.C. Петухов, Є.В. Ісаєв
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: igor_petu@ukr.net.

Проаналізовано переваги та недоліки двох конструкцій двигунів із постійними магнітами – із пазами та безпазової. Як зразок двигуна з пазами використано серійний мікродвигун. Їхню продуктивність порівняно за критеріями створення моменту і нагрівання постійних магнітів за умов інтенсивного режиму роботи. Геометрія ротора вважається однаковою, максимальна індукція в магнітопроводі обмежена рівнем 1,7 Тл, а швидкість обертання – сталою. Моделювання виконано в середовищі COMSOL Multiphysic. Задля перевірки результатів для двигуна з пазами використано програмний пакет Simcenter Motorsolve. Оцінено момент і амплітуду його пульсацій для обох конструкцій, проаналізовано відмінності між ними. Досліджено причини пульсацій магнітної індукції в магнітах і оцінено їхній вплив на вихрові втрати. Наведено числові результати співвідношень вихідних параметрів для двох конструкцій. Наголошено на можливості нехтування нагріванням магнітів у безпазовій конструкції. Бібл. 11, рис. 8, табл. 1.

Keywords: двигун з постійними магнітами, крутний момент, втрати на вихрові струми, пазова конструкція, безпазова конструкція.

Received 28.07.2025

Accepted 09.10.2025

ЕФЕКТИВНІСТЬ ЗАСТОСУВАННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З СУЦІЛЬНИМ ОСЕРДЬЯМ ЗАНУРЕНОГО СВЕРДЛОВИННОГО НАСОСУ ЗА ЗБІЛЬШЕНОЇ ЧАСТОТИ ЖИВЛЕННЯ

І.В. Головань^{1*}, канд. техн. наук, О.М. Попович^{1**}, докт. техн. наук,
С.П. Шевчук^{2***}, докт. техн. наук

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: golovan_77@ukr.net; popovich1955@ukr.net.

² Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.

Представлено результати оптимізаційного параметричного синтезу асинхронного двигуна з суцільним осердям зануреного свердловинного насоса за подвоєної частоти живлення. Запропонована методологія синтезу, що базується на слабкозв'язаній коло-польовій математичній моделі з ітераційною параметризацією результатів польового аналізу, яка дає змогу врахувати нелінійні магнітні властивості, наведені струми в роторі, додаткові втрати в масивному ферромагнітному роторі, взаємодію усіх елементів електромеханічної системи. За критерієм максимуму ККД асинхронного двигуна з суцільним осердям зануреного свердловинного насоса визначено оптимальні значення варіюємих конструктивних параметрів з урахуванням величини навантаження за частоти живлення 50 і 100 Гц. Результати дослідження свідчать про суттєве покращення ефективності системи: збільшення продуктивності водопідйому у 2,2 раза, підвищення ККД двигуна на 4 %, скорочення терміну окупності свердловини у 1,9 раза та зменшення кількості робочих коліс насоса у 3 рази. Обґрунтовано конструктивні рішення для АД із суцільним масивним ротором-валом та розбірним статором з порошкового матеріалу і закритими пазами, що сприяють зниженню втрат у міді, сталі та рідині. Запропоновані технічні рішення створюють передумови для проектування оптимізованих ЕМС занурених свердловинних насосів із покращеними показниками капітальних та експлуатаційних витрат. Бібл. 20, рис. 3, табл. 2.

Ключові слова: асинхронний двигун, свердловинний насос, суцільне осердя, слабкозв'язана коло-польова математична модель.

Асинхронні електричні машини є основним засобом перетворення електричної енергії до механічної завдяки сукупності позитивних властивостей: дешевизні й надійності, конструктивної простоти; можливості ефективної інтеграції як з елементами систем живлення, так і робочих механізмів; достатньо високій енергетичній ефективності у динамічних і статичних режимах роботи. Дані позитивні властивості є наслідком індукційного принципу безконтактного створення електричного струму у роторі, що супроводжується омичними втратами.

Коректний вибір та обґрунтування систем електромеханічного перетворення енергії доцільно здійснювати на основі комплексних критеріїв ефективності, які визначаються співвідношенням корисного результату функціонування системи і обсягів витрачених ресурсів [1]. При цьому можливі ситуації, коли асинхронна машина (АМ) програє у ефективності процесів перетворення електричної енергії у ній до механічної, але забезпечує кращу ефективність системи за комплексними критеріями, завдяки своїм конструктивним і режимним інтеграційним властивостям. Широке впровадження комплексних підходів до практики створення ефективних електромеханічних систем (ЕМС) з інтегрованими АМ потребує створення і залучення наукоємних засобів їх комплексного дослідження і проектування. Це стосується як комплексних моделей дослідження режимів ЕМС із визначенням величини комплексних критеріїв ефективності [1], так і ефективних засобів проектування АМ як елемента ЕМС з урахуванням широкого кола варіювання конструктивних і режимних параметрів.

© Головань І.В., Попович О.М., Шевчук С.П., 2026
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-5250-6981>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9238-5782>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-7517-0501>

© Видавець ВД «Академпериодика» НАН України, 2026



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

Прикладом ЕМС, що широко поширені і висувають високі вимоги до інтеграційних властивостей асинхронних двигунів (АД), є системи занурених свердловинних насосних агрегатів, наприклад, для водопостачання або нафтовидобування. Їхні специфічні особливості пов'язані із обмеженням зовнішніх діаметрів, збільшенням механічних втрат АД внаслідок тертя ротора о рідину, підвищених вимог до вібраційної стійкості ротора за його великої довжини, забезпеченням надійної роботи багатовиткової обмотки статора в умовах агресивного середовища, живлення АД від довгої лінії. Задля підвищення ефективності ЕМС занурених свердловинних насосів розробники намагаються знайти оптимум між тенденцією зниження діаметру свердловини (для зменшення її вартості) і збільшення зовнішнього діаметру АД (задля мінімізації його довжини за заданої потужності). Під час пошуку такого оптимуму можуть досліджуватися специфічні особливості конструкцій і режимів.

1) Підвищення частоти живлення і, відповідно, обертання магнітного поля забезпечує більшу потужність АД у габариті машини, продуктивність, напір робочого колеса насоса і дає можливість зменшення числа його ступенів. Недоліком такого рішення є ускладнення роботи упорного підшипнику в умовах підвищених швидкостей, хоча зменшення кількості ступенів зменшує вагу рухомої частини насосного агрегату, а також збільшення втрат на тертя о рідину [3, 4].

2) Суміщення конструктивних елементів АД і ярем магнітопроводів забезпечує зменшення зовнішнього діаметру, але погіршує електромагнітні характеристики двигуна традиційної конструктивної схеми.

3) Ізоляція багатовиткової обмотки від рідини за допомогою гільзи з аустенітної сталі або пазів статора закритої конструкції покращує надійність машини, але при цьому збільшується немагнітний проміжок між статором і ротором, величина потоку розсіювання.

Перспективним напрямом практичної реалізації з урахуванням перелічених особливостей є використання конструктивних схем АД із масивним ротором та суцільним магнітопроводом статора, виготовленим за технологією порошкової металургії [2]. Це відкриває нові можливості для оптимізації габаритно-вагових параметрів і зниження втрат у вузлах машини. Зокрема, масивний ротор ефективно інтегрується з валом, що дає змогу зменшити діаметр розточки статора. Для масивнороторних АД доцільне збільшення немагнітного проміжку [5], що також сприяє зменшенню гідродинамічних втрат від тертя ротора об рідину. Застосування порошкових матеріалів для виготовлення суцільного магнітопроводу статора дає змогу змінити традиційну конструктивну схему та адаптувати конструкцію АД до особливостей роботи у складі свердловинного насосного агрегату.

Ефективне проектування АД інноваційних конструкцій, у тому числі масивнороторних, можна здійснити із залученням слабкозв'язаних коло-польових моделей асинхронного двигуна [6], які забезпечують точність польових і швидкодію колових моделей завдяки ітераційним алгоритмам розв'язку систем рівнянь електричних кіл і електромагнітного поля і параметризації результатів польового аналізу [7].

Метою даної роботи є обґрунтування ефективності застосування АД з суцільним осердям за збільшеної частоти живлення у складі ЕМС зануреного свердловинного насоса в рамках комплексного дослідження. Задля досягнення даної мети буде: розроблено комплексну математичну модель ЕМС свердловинної насосної установки; визначено критерії ефективності системи; розроблено конструктивну схему АД та визначено сукупність варіативних конструктивних і режимних параметрів, що змінюються під час оптимізаційного параметричного синтезу; здійснено пошук оптимального варіанту та обґрунтовано його переваги з огляду на енергетичну ефективність і термін окупності капітальних вкладень.

Комплексна математична модель насосного агрегату свердловини складена, спираючись на серійний варіант системи: ЕЦВ6-4-100 з АД ПЕДВ 6-3. Відцентровий трифазний свердловинний занурений насосний агрегат ЕЦВ6-4-100 з АД ПЕДВ6-3 працює за внутрішнього діаметру обсадної труби $6 \times 25.4 = 152,4$ мм із каталоговими параметрами: подача $4 \text{ м}^3/\text{год.}$; напір 100 м; потужність АД 3 кВт. При цьому, за номінальної швидкості $n_n = 2850 \text{ об/хв}$ має подачу $5,4 \text{ м}^3/\text{год.}$, яка відповідає максимуму ККД насоса 0,575 і потужності приводного АД 2,87 кВт. За нульової подачі напір становить: $H_0 = 117 \text{ м}$. У припущенні, що довідникові дані надано за сталої швидкості, інформація для апроксимації напірних характеристик: на початку робочого відтинку координати ($y \text{ м}^3/\text{год}$ і m) становлять – ($Q'=3$; $H'=110$), а у кінця – ($Q''=6$; $H''=80$) із споживанням у цій точці номінальної

потужності АД, що має місце за величини ККД насосу 0,568. Апроксимаційні залежності напору насосу (H) і ККД (η) від подачі (Q) і швидкості (n) мають вигляд [8]

$$H = H_0(n/n_n)^2 + A Q n / n_n - B Q^2; \quad \eta = \eta_m \left(1 - \left| \frac{Q \cdot n_n}{q Q_n \cdot n} - 1 \right|^{2.3} \right) \begin{cases} \eta_m = \eta_n \left[1 - \left(\frac{n}{n_n} - 1 \right)^{2m} \right], n \leq n_n \\ \eta_m = \eta_n \left[1 - \frac{\eta_n - \eta''}{(n'' - n_n)^2} (n - n_n)^2 \right], n \geq n_n \end{cases}, \quad (1)$$

де константи: $A = \frac{(H' - H_0)Q''^2 - (H'' - H_0)Q'^2}{Q'Q''(Q'' - Q')}$; $B = \frac{(H' - H_0)Q'' - (H'' - H_0)Q'}{Q'Q''(Q'' - Q')}$; $m = \frac{\ln(1 - \eta'/\eta_n)}{\ln(n'/n_n - 1)^2}$;

інформація з каталогових характеристик: H_0 – величина напору за нульовій подачі; Q_n, η_n, n_n – номінальні подача, ККД, швидкість обертання; (Q' ; H'), (Q'' ; H'') – координати початку та кінця робочої ділянки напірної характеристики; η' , η'' – величини максимумів ККД насоса за швидкостях n' , n'' , меншій та більшій за номінальну відповідно; q – коефіцієнт налаштування апроксимаційних характеристик напору і ККД на перетин нуля за однакової подачі (у даному випадку $q = 0,942$).

Момент опору M_{on} на валу АД внаслідок впливу потоку рідини на робоче колесо насоса (визначається у H за подачі у м³/год., напору у метрах, швидкості обертання у об/хв.) і його початкова величина M_{on0} (задля подолання невизначеності відношення подачі до ККД на початку розрахунку задаються початкові значення Q_{01} ; η_{01}) розраховуються за виразами

$$M_{on} = \frac{\rho g Q H}{120 \eta \pi n}; \quad M_{on0} = \frac{\rho g Q_{01} H_0 (n/n_n)^2}{120 \eta_{01} \pi n}.$$

Підвищення ефективності конструктивних рішень і робочих режимів ЕМС напірного переміщення рідини потребує досліджень в умовах зміни швидкості обертання n , подачі Q і напорів H . Задля розв'язку таких задач за допомогою математичного моделювання використовуються апроксимаційні залежності напірних характеристик насосів (1) [8], у яких використано інформацію про величину напору за нульової подачі H_0 і констант A, B . Величина даних констант визначається за індивідуальними експлуатаційними характеристиками насосів, які побудовано для сталої швидкості обертання (1). У випадку дослідження моноблочних насосних агрегатів (наприклад, занурених свердловинних насосів) інформацію про залежність напору від подачі наведено в умовах зміни ковзання АД із завантаженням, що ускладнює визначення величини констант A, B . Для цього випадку за умови лінійності робочого відтинку механічної характеристики запишемо усталені співвідношення між швидкостями (n_0 – синхронна швидкість) і корисними моментами АД M у кН для номінального і поточного режимів, а також вираз у кВт споживаної потужності P насосу, який має k послідовно з'єднаних однакових робочих коліс, кожне з яких у i -му усталеному режимі (корисний момент двигуна M дорівнює моменту опору M_{on} , обумовленому насосом) за подачі Q_i створює напір H_{ki} і перетворює механічну енергію з валу до гідравлічної із ККД η_i

$$\frac{n_0 - n_n}{M_n} = \frac{n_0 - n}{M}; \quad P = \frac{g Q_i k H_{ki}}{3600 \eta_i}; \quad M_n = \frac{30 P_n}{n_n \pi}; \quad M = M_{on} = \frac{30 P}{n \pi} = \frac{g Q_i k H_{ki}}{120 n \pi \eta_i}. \quad (2)$$

Сумісний аналіз рівнянь (1)-(2) показує, що задля уточнення визначення величини констант H_0, A, B потрібно сумісно розв'язати для трьох режимів ($i=1,2,3$) наступні нелінійні рівняння (відносно даних констант, а також n_1, n_2, n_3):

$$\begin{cases} k H_{ki} = k H_{k0} (n_i / n_n)^2 + A Q_i n_i / n_n - B Q_i^2; \\ \frac{(n_0 - n_n) n_n \pi}{30 P_n} = \frac{n_i (n_0 - n_i) 120 \pi \eta_i}{g Q_i k H_{ki}}. \end{cases} \quad (3)$$

Для дослідження режимів роботи трифазного свердловинного зануреного насосного агрегату

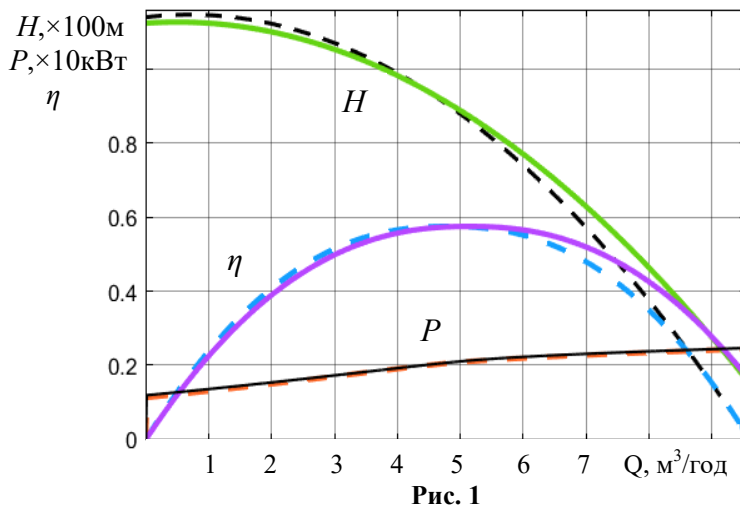


Рис. 1

Дані уточнені залежності (суцільні лінії) наведено на рис. 1 у порівнянні із результатами за (1), (пунктирні лінії), які не враховують зміну швидкості у вихідних даних. Видно, що за номінального режиму результати збігаються, а вагомість уточнення більша, чим більше режим відхиляється від номінального. Наприклад, за подачі $7 \text{ м}^3/\text{год}$ уточнення напору становить 10,2 %.

Комплексна математична модель ЕМС, що включає свердловинний насосний агрегат із зануреним АД, трубопровід та свердловину, повинна забезпечити порівняльне дослідження енергетичної ефективності технічних рішень свердловинних насосних агрегатів за зміни частоти мережі живлення [9–11]. Порівняльний аналіз здійснюється за результатами дослідження усталених режимів роботи ЕМС. Враховуючи складний нелінійний характер рівнянь її складових, розв'язок системи алгебраїчних рівнянь є складною задачею внаслідок проблем збіжності ітераційних розрахунків. Задля подолання даної проблеми у роботі результати розрахунку параметрів усталених режимів роботи визначаються за розв'язком диференціальних рівнянь електричної, механічної, гідравлічної рівноваги до усталеного стану, що ефективно здійснюється у системі імітаційного моделювання. Математичну модель насосу наведено вище. Кутова швидкість його обертання ($\omega_r = n\pi/30$) в усталеному режимі роботи визначається за розв'язком перехідних процесів до усталеного стану із використанням диференціального рівняння механічної рівноваги між корисним моментом АД і моментом опору насосу (2), який визначається його напором, продуктивністю і ККД із урахуванням зведеного до валу АД моменту інерції рухомих частин приводу (J)

$$\frac{d\omega_r}{dt} = (M - M_{on})/J. \quad (4)$$

Величина параметрів робочого режиму, яка залежить від співвідношення характеристик насосу і гідравлічної мережі (трубопроводу і свердловини), знаходиться за розв'язком рівняння рівноваги між напором насосу і втратами напору у мережі. Величина продуктивності, яка відповідає умовам даної рівноваги, визначається за розв'язком диференціального рівняння зміни продуктивності. Воно сформовано відповідно до другого закону Ньютона стосовно переміщення рідини трубопроводом. Оскільки на визначення параметрів усталеного режиму не впливає характер перехідних процесів, маса, що переміщується, визначається спрощеним виразом: $\rho L \pi d^2/4$ (де ρ , L , d – густина рідини, довжина і діаметр трубопроводу). Силовий вплив на дану масу, який є пропорційним різниці напору насосу (H) і втрат напору у мережі ($H_M = H_r + RQ^2$, де H_r , R – геодезичний напір і опір трубопроводу), становить: $\rho g(H - H_M) \pi d^2/4$. Враховуючи, що інтеграл від швидкості рідини за площею перетину трубопроводу є подачею, отримано вираз похідної від подачі

$$\frac{dQ}{dt} = g \pi d^2 (H - H_r - RQ^2)/4L. \quad (5)$$

Величина геодезичного напору визначається відстанню від поверхні до рівня води у свердловині. За нульової подачі даний рівень відповідає рівню ґрунтових вод. Із збільшенням подачі величина геодезичного напору буде збільшуватися внаслідок зниження рівня води у свердловині на

з $k = 9$, ЕЦВ 6-4-100 із АД ПЕДВ 6-3 визначимо величини констант апроксимаційної залежності напірної характеристики за наступними режимами: ($Q_1=3$; $H_{k1}=110/9$; $\eta_1=0,479$); ($Q_2=5,4$; $H_{k2}=87,6/9$; $\eta_2=0,575$); ($Q_3=6$; $H_{k3}=80/9$; $\eta_3=0,568$). При цьому: $n_0=3000$; $n_n=2850$; $P_n=3$. Результати розв'язку системи нелінійних рівнянь (3) за наведеними вихідними даними із залученням засобів системи МАТЛАБ (блок *Algebraic Constraint*) використано під час побудови розрахункових експлуатаційних характеристик насосу ЕЦВ 6-4-100 за номінальної швидкості.

величину падіння напору за фільтрації води у ґрунті. Якщо у номінальному режимі це зниження і геодезичний напір дорівнюють ΔH_{cn} і $H_{Гн}$, то у загальному випадку, за припущення сталості гідравлічного опору фільтрації, можна отримати

$$H_{Г} = H_{Гн} + \Delta H_{cn} (Q^2 / Q_n^2 - 1). \quad (6)$$

Дослідження свердловинної насосної установки виконаємо із урахуванням співвідношення у номінальному режимі між напором насоса і геодезичним: $H_{Гн} = \eta_m H_n$, де ККД трубопроводу η_m , який враховує втрати напору у мережі, прийmemo на рівні 0,9. За даних умов у сталому режимі роботи за рівності напору насоса і втрат напору у мережі визначимо опір гідравлічної мережі

$$R = (1 - \eta_m) H_n / Q_n^2. \quad (7)$$

З урахуванням (6), (7) рівняння (5) набуває виду

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{g\pi d^2}{4L} \left(H - \eta_m H_n + \Delta H_{cn} - \frac{\Delta H_{cn} + (1 - \eta_m) H_n}{Q_n^2} Q^2 \right). \quad (8)$$

Комплексна математична модель системи побудована за наступних величин параметрів у (8): $\eta_m = 0,9$; $\Delta H_{cn} = 1$ м; $Q_n = 5,4$ м³/год.; $H_n = 87,6$ м; $L = \eta_m H_n + 10$, з урахуванням глибини занурення

насосу під воду у свердловині і відстані до зливу; $d = 0,0508$ м (за продуктивності 6 м³/год. швидкість потоку буде становити 0,82 м/с). Програмну реалізацію комплексної моделі у системі імітаційного моделювання наведено на рис. 2, де представлено частину розрахунку параметрів робочих режимів насоса, мережі, свердловини, яка складається з блоків розв'язку диференціальних рівнянь (4), (8) задля визначення значень продуктивності та кутової швидкості і з блоку апроксимації характеристики робочого колеса насоса *PEDW6-4-100* у відповідності з (1), (3). Кількість робочих коліс враховано блоком даних *kk*. На виході даної частини моделі отримується інформація про кутову швидкість, яка визначається рівнянням (4) за інформацією про моменти: механічних і додаткових опорів *Mmex*, *Mdob*, момент насоса (2), електромагнітний *Мем*. Останній визначається у показаній на рис. 2 частині розрахунку параметрів робочих режимів АД, до якої входить блок *AD* з реалізацією слабкозв'язаної колопольової моделі. У ньому розв'язуються колові рівняння АД електромеханотронної системи [8] відповідно до напруги, кутової швидкості, електромагнітних параметрів за результатами польового аналізу. Величина електромагнітного моменту з виходу блоку використовується для (4), а струмів фаз *i1*, *i2*, *i3* – для імітаційного моделювання фаз статора АД у системі імітаційного моделювання із використанням блоків керованих джерел струмів. У паралель до входу цих блоків підключений блок опорів втрат у сталі із вхідною інформацією про ці втрати *Pst*.

Комплексний критерій ефективності ЕМС характеризує співвідношення обсягів виробленого корисного продукту і спожитих ресурсів. За оцінки експлуатаційних витрат це в основному співвідношення за час роботи *T* обсягів видобутої води і спожитої системою електроенергії або у сталому режимі це Q/P_1 . Задля оцінки ефективності капітальних вкладень врахуємо вартість води c_w і електроенергії c_e в грн./м³ та грн./кВт*год. Приймемо, що у базовому варіанті (живлення від промислової мережі) термін окупності витрат на спорудження свердловини становить $T_{o\delta}$, який залежить від годинного прибутку $c_w Q_{\delta} - c_e P_{1\delta}$, де одиниці продуктивності і потужності – м³/год. і кВт. За умови незмінної вартості свердловини зміна режиму роботи

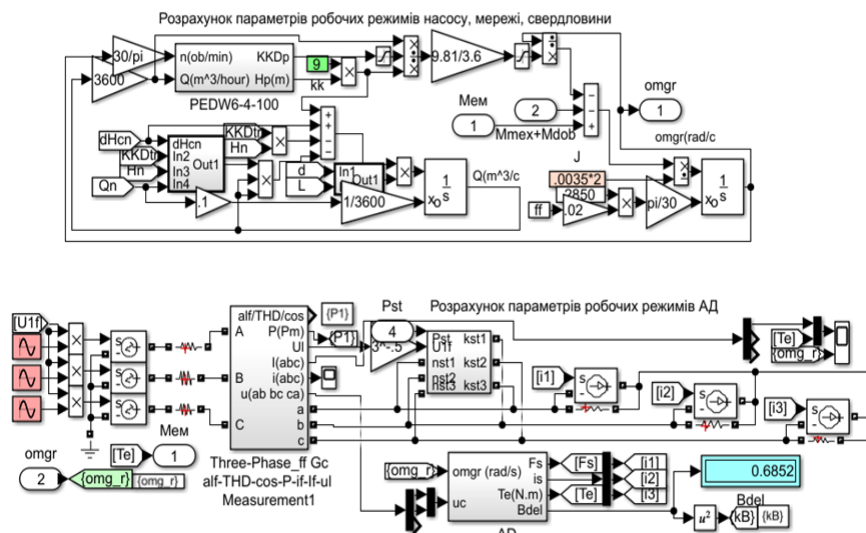


Рис. 2

(наприклад, перехід на частоту живлення ЕМС 100 Гц) супроводжується зміною терміну окупності капітальних вкладень відносно базового варіанту

$$\frac{T_o}{T_{o.\delta}} = \frac{c_w Q_{\delta} - c_e P_{1\delta}}{c_w Q - c_e P_1} \quad (9)$$

Вираз відносного терміну окупності капітальних вкладень (9) забезпечує у першому наближенні порівняльну оцінку варіантів ЕМС водопостачання з урахуванням співвідношення експлуатаційних і капітальних витрат. Задля визначення (9) треба розрахувати параметри робочого режиму у варіантах, що досліджується і базовому. За зміни параметрів робочого режиму із часом потрібна інтегральна оцінка за час циклу роботи t_u

$$\frac{T_o}{T_{o.\delta}} = \int_0^{t_u} (c_w Q_{\delta} - c_e P_{1\delta}) dt / \int_0^{t_u} (c_w Q - c_e P_1) dt \quad (10)$$

Задля вирішення задачі оптимального параметричного синтезу АД за комплексними критеріями ефективності системи математичну модель АД зануреного насосного агрегату задля дослідження його режимів роботи побудовано на основі слабозв'язаної коло-польової математичної моделі і реалізовано засобами Simulink у блоці АД (рис. 2.).

Даний підхід до моделювання із визначенням параметрів заступної схеми відповідно до [7] використано для проведення тестового чисельного експерименту з дослідження робочого режиму зануреного асинхронного двигуна ПЕДВ 2.8-140 (з подальшим порівнянням отриманих характеристик із характеристиками згідно з даними в [5] (табл. 1, кол. 2, 3) за умови потужності на валу АД 2,8 кВт), а також задля дослідження перспективних режимів АД у складі насосного агрегату.

Таблиця 1

Параметри режиму роботи АД		потужність на валу 2,8 кВт		АД у складі насосного агрегату			
		АД ПЕДВ 2.8-140					МФР, МО
		δ=0.0006				δ=0.0011	
		f=50 Гц, (технічна документація)	f=50 Гц, (чисельний експеримент)	f=50 Гц	f=100 Гц	f=100 Гц	f=100 Гц, (C=13мкф)
1		2	3	4	5	6	7
потуж. на валу P ₂ , Вт		2800	2810	2193	6255	6354	6639
ККД, %		74.5	74.6	77.0	66.5	76.0	81
cosφ		0.82	0.837	0.78	0.85	0.76	54 (1)
I _s , А		7.0	6.8	5.53	8.34	8.36	12.6 (I _л =6.88)
U _ф , В		220	220	220	440	440	400
ω _г , рад/с		-	296	300.7	606.3	609.1	616.9
M _{ем} , Н·м			10.47	8.2	-	11.8	12.1
Втрати, Вт	механічні, P _{мех}	266	262	271	1869	815	752
	в обмотці статора	376	310	214	461	467	330
	в обмотці ротора, P _р	110	187	111	297	228	138
	Додаткові, P _д	20	19	14	47	45	95
	в сталі P _{ст}	180	173	185	481	459	244
	Гріючі, ΣP	952	951	795	3155	2014	1560
Q, м ³ /год		-	-	5.3	-	11.1	11.4
Q/P ₁ , (T _о /T _{о.δ})		-	-	1.85, (1)	-	1.3, (0.55)	1.4, (0.53)
I _п , А		-	38	-	-	60	79 (I _{п.л} =70; cosφ=0.56)
M _{п.ем} , Н·м		-	30	-	-	35	56

Низька розбіжність енергетичних параметрів свідчить про достатньо високу точність і достовірність опису фізичних процесів в машині за допомогою коло-польової ММ.

Механічні втрати розраховувалися за методикою [5], яка враховує втрати на тертя об воду та в підшипниках. Додаткові втрати визначалися як 0.5% від потужності, що споживається машиною. Втрати в сталі розраховувалися за середньквадратичною індукцією окремо для ділянок ярма та

зубців магнітопроводу статора. Оскільки на етапі оптимізаційного параметричного синтезу тепловий розрахунок машини інноваційної конструкції не проводився, задля врахування теплових обмежень у заданих габаритах досліджуваної машини було використано значення допустимого рівня втрат, що відповідає серійному АД. Припускається, що всі втрати, які виділяються в машині, сприяють її нагріванню. Для серійного двигуна загальна величина втрат становить 952 Вт, які можна приймати за допустимі значення втрат у заданих габаритах. В табл. 1 кол. 4 приведені параметри режиму роботи АД з шихтованим осердям за частоти живлення 50 Гц у разі роботи з насосом. Гріючи втрати в даній машині знаходяться в допустимих межах і становлять 795 Вт.

Відповідно до напірної характеристики насоса (рис. 1) і характеристики мережі з гідравлічним опором (7) АД розвиває електромагнітний момент 8,2 Н·м, а насос забезпечує подачу 5,3 м³/год. У разі підвищення частоти живлення двигуна до 100 Гц подача насоса (у випадку зменшення кількості його коліс до 3) зростає приблизно до 11 м³/год. Збільшення швидкості потоку води сприяє зростанню тепловіддачі. Якщо теплообмін покращується, тоді можна допустити більші втрати в обмотці без перегріву. Так, в задачах конвективного теплообміну, до якої можна віднести і охолодження двигуна водою, задля оцінки інтенсивності тепловіддачі використовується число Нуссельта [12]. У разі турбулентного режиму потоку рідини число Нуссельта в функції швидкості потоку рідини зростатиме нелінійно, а саме $Nu \sim Re^{0.8}$, де $Re^{0.8}$ – це число Рейнольдса, яке є прямо пропорційне швидкості потоку рідини, але в степені 0.8, який відповідає турбулентному режиму потоку. Тоді підвищення швидкості потоку в 2 рази, а отже і в 2 рази числа Re , призведе до збільшення інтенсивності теплообміну (коефіцієнта тепловіддачі) в 1.74 рази. Відповідно, допустимі втрати, які спричиняють нагрів двигуна, за частоти 100 Гц також можуть бути збільшені приблизно у 1.74 рази, що становитиме 1654 Вт.

У табл. 1 кол. 5 наведено параметри режиму роботи АД із традиційною конструкцією в складі насосного агрегату (висота немагнітного проміжку $\delta=0.6$ мм) за частоти живлення 100 Гц. Подвійне збільшення частоти живлення призводить до подвоєння швидкості обертання ротора АД та забезпечення необхідного напору насоса меншою кількістю робочих коліс. Зменшимо їхнє число з дев'яти до трьох, що забезпечує потрібну величину напору насоса для подолання статичних і динамічних втрат напору за подвоєної подачі.

За живлення серійного асинхронного двигуна частотою 100 Гц спостерігається перевищення втрат [13–15], що спричиняють нагрівання обмотки на 1500 Вт (табл. 1). Значні механічні втрати у розмірі 1869 Вт знижують ККД машини до 66,5%.

Результати дослідження свідчать про необхідність адаптації конструкції електричних машин до нових умов експлуатації. Аналіз таблиці втрат показує, що найбільші з них припадають на механічні, втрати від вихрових струмів у сталі магнітопроводу та втрати в обмотці статора. З метою підвищення енергоефективності та надійності електричної машини в умовах підвищеної частоти живлення адаптована конструктивна схема асинхронного двигуна має передбачати зменшення зазначених втрат за рахунок: оптимізації висоти немагнітного проміжку – для зниження механічних втрат; застосування матеріалу магнітопроводу статора з меншими втратами на вихрові струми; оптимізації обмоткових даних з метою мінімізації омичних втрат.

Реалізація зазначених вимог може бути забезпечена конструктивною схемою асинхронного двигуна з монолітним осердям. Монолітне осердя ротора представляє собою масивний феромагнітний ротор (МФР) з валом, виготовлений за технологією литої металургії з подовжніми прорізами заданої глибини [16]. Осердя статора виконане у вигляді суцільного магнітопроводу за технологією порошкової металургії. З метою підвищення коефіцієнта заповнення пазів міддю пропонується розділити осердя статора на дві частини: зубцеву зону з закритими пазами з боку немагнітного проміжку та ярмову зону. Розбірна конструкція осердя забезпечує прямий доступ до пазів з боку ярма, що дає змогу ефективно встановлювати обмотку з литою ізоляцією.

Враховуючи, що коефіцієнт заповнення обмотки з литою ізоляцією може сягати 0.5 і більше [17], в математичній моделі асинхронного двигуна з монолітним осердям цей коефіцієнт було підвищено з 0.14 (у серійному виконанні) до 0.5. Асинхронний двигун за такою конструктивною схемою потребує оптимізації параметрів, тому було реалізовано оптимізаційний проектний синтез АД з монолітним осердям за частоти живлення 100 Гц за критерієм максимального ККД. Параметри оптимізації з діапазоном варіювання і їх величина, наведено в табл. 2.

Додаткові втрати у АД відповідають додатковим втратам за вищими гармоніками поля, що визначаються за поліноміальною залежністю, яка, в свою чергу, формується за результатами серії

розрахунків електромагнітного квазістаціонарного і нестационарного полів в 2D-постановці розрахункової області АД за зміни модуля обертового магнітного поля на середній лінії повітряного проміжку асинхронного двигуна та ковзання ротора.

За результатами проведеного пошуку екстремуму, реалізованого на основі методу градієнтного спуску за алгоритмом послідовного квадратичного програмування [18, 19], отримано оптимальну, за критерієм максимуму ККД, конструкцію АД з монолітним осердям, параметри якого наведено в табл. 2. На рис. 3 показано конструктивну схему асинхронного двигуна з монолітним осердям, що отримана за результатами оптимізаційного параметричного синтезу в комп'ютерних середовищах Matlab/Simulink та Comsol Multiphysics за порівняльного дослідження із зміною частоти живлення із використанням комплексної моделі рис. 2.

Таблиця 2

Конструктивні параметри	Діапазон зміни параметрів	Традиційна конструкція АД	Оптимізована конструкція АД з монолітним осердям
Глибина прорізів, м	$0.02 \leq h_z \leq 0.034$	-	0.024
Кількість прорізів, м	32, 42, 64	-	42
Ширина прорізів, м	$0.0005 \leq b_z \leq 0.0012$	-	0.00052
Радіус розточки, м	$0.023 \leq R \leq 0.035$	0.0345	0.034
Висота ярма статора, м	$0.0105 \leq H_z \leq 0.02$	0.011	0.016
Висота не магнітного проміжку, м	$0.006 \leq h_\delta \leq 0.0014$	0.0006	0.0011
Висота зубцевого мостика, м	$0.0005 \leq h_{zp} \leq 0.002$	-	0.001
Кількість витків	$15 \leq W \leq 30$	25	20
Діаметр проволочки, м	$0.00085 \leq D_{np} \leq 0.002$	0.00104	0.0017
Матеріал магнітопроводу статора	Somaloy 130i 5P, Somaloy h1000 5P, [20]	-	Зубцева зона - Somaloy 130i 5P Ярмова зона – Somaloy h1000 5P
Матеріал ротора	Сталь Ст 3, СМ20	-	Сплав СМ20

Можна бачити, що найбільшого зниження втрат в оптимізованій машині досягнуто в частині: механічних втрат – завдяки збільшенню висоти немагнітного проміжку; втрат в обмотці статора – завдяки кращому заповненню міддю паза; втрат в сталі магнітопроводу статора – завдяки вико-

ристанню порошкових матеріалів сердечника з меншими питомими втратами. Окремо варто відзначити лише вдвічі вищий рівень додаткових втрат у застосованому масивному феромагнітному роторі порівняно з асинхронним двигуном традиційної конструкції, що зумовлено оптимальним співвідношенням висоти немагнітного проміжку, висоти зубцевого мостика та однорідністю матеріалу в зоні зубець – зубцевий місток. Зазвичай, додаткові втрати у АД з МФР збільшуються у 4...9 разів у порівнянні з короткозамкнутим ротором. У підсумку: гріючі втрати на рівні 1560 Вт (табл. 1, кол. 7) є задовільними, оскільки не перевищують гранично допустиме значення 1654 Вт.

Враховуючи визначальний вплив висоти немагнітного проміжку на величину гріючих втрат, проведено дослідження асинхронного двигуна традиційної конструкції з висотою немагнітного проміжку $\delta = 0,0011$ м за частоти живлення 100 Гц.

Таке підвищення немагнітного проміжку дало можливість зменшити гріючі втрати з 3155 Вт до 2014 Вт (табл. 1, кол. 6). Проте, незважаючи на загальне покращення, гріючі втрати залишаються завищеними на 360 Вт порівняно з допустимими значеннями.

За результатами оптимізаційного параметричного синтезу АД з монолітним осердям за частоти живлення 100 Гц отримано його ККД на рівні 81%. При цьому комплексний критерій ефективності

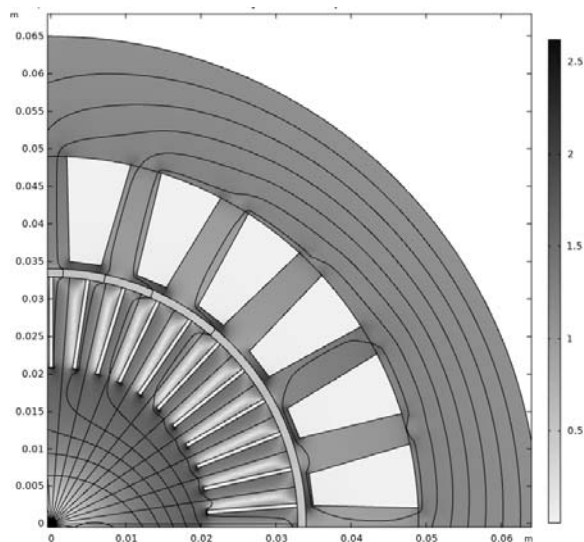


Рис. 3

ЕМС на базі даного двигуна, а саме термін окупності, виявився майже у 2 рази меншим у порівнянні з ЕМС на базі АД з традиційною конструкцією за частоти живлення 50 Гц (табл. 1, кол. 7).

До недоліку АД з монолітним осердям, який є традиційним, можна віднести високий рівень споживання реактивної потужності, який в даному випадку компенсується конденсаторною батареєю з ємністю у 13 мкф. За наявності такої батареї значення струму лінії I_d в робочому режимі відмічається на рівні струму АД з традиційною конструкцією (табл. 1, кол. 7).

Висновки.

1. Параметричний синтез АД з монолітним осердям зануреного свердловинного насосу в умовах подвоєння частоти живлення забезпечив (порівняно із базовим серійним варіантом) покращення показників ефективності: збільшення продуктивності у 2,2 рази; зменшення терміну окупності свердловини у 1,9 рази і кількість робочих коліс насосу у 3 рази; збільшення ККД АД на 4 %. Збільшення продуктивності за незмінного діаметру труби свердловини збільшує втрати напору і призводить до зменшення енергетичної ефективності системи (відношення продуктивності до споживаної потужності) на 30 %. Наявність масивних елементів магнітопроводу АД знижує коефіцієнт потужності, що компенсується постійно підключеним конденсатором ємністю 13 мкф (за базової потужності АД 3 кВт).

2. Обґрунтовано, що подвоєння частоти живлення дає можливість очікувати двократне зростання продуктивності та зменшення терміну окупності капітальних вкладень для свердловинного водопідйому. Це формує передумови для побудови оптимальних ЕМС, збалансованих за капітальними та експлуатаційними витратами.

3. Розроблено комплексну математичну модель ЕМС зануреного свердловинного насосного агрегату, яка дає змогу визначати параметри режимів роботи з урахуванням взаємодії насоса, АД та трубопроводу. Дана модель забезпечує можливість параметричного синтезу АД за узагальненими критеріями ефективності такими, як співвідношення між обсягом видобутої води та спожитою електроенергією, а також відносний термін окупності капітальних вкладень у свердловину. При цьому враховується вплив подачі на зміну параметрів робочої точки насосу та моменту навантаження АД з урахуванням динамічних втрат напору в трубопроводі, статичного напору, а також падіння рівня води у свердловині та втрат за фільтрації у ґрунті. Розроблений алгоритм визначення коефіцієнтів апроксимації характеристик насоса залежно від швидкості обертання та подачі дає змогу уточнити напірну характеристику більш ніж на 10 %, що забезпечує коректне врахування впливу зміни швидкості за довідниковими параметрами моноблочних насосних агрегатів.

4. Використання методології параметричного синтезу АД на основі слабкозв'язаної колопольової моделі з ітераційними циклами параметризації результатів польового аналізу забезпечило визначення оптимальних конструктивних параметрів АД з МФР і статором на основі порошкових матеріалів. При цьому були враховані нелінійні властивості магнітопроводів; наведені струми у роторі; додаткові втрати в МФР; взаємний вплив асинхронного двигуна, насосу, трубопроводу та свердловини на параметри робочих режимів.

5. Обґрунтовано конструкцію АД зануреного свердловинного насосу з суцільними масивним ротор-валом і розбірним магнітопроводом статора з закритими пазами і окремими деталями ярма та зубцевої зони, яка забезпечує зниження додаткових втрат у МФР у кілька разів завдяки оптимізації конструктивних параметрів зубцевої зони з закритими пазами статора; втрат на тертя ротора об рідину через зменшення його діаметру; зменшення втрат у міді статора завдяки збільшенню величини коефіцієнту заповнення пазу статора за його розбірної конструкції; зменшення втрат у сталі статора завдяки порошковим матеріалам.

1. Popovych O.M., Golovan I.V. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 52–59. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.052>.

2. Bo Zhang. Soft Magnetic Composites in Novel Designs of Electrical Traction Machines Paperback. Dissertation. 2017. 294 p. DOI: <https://doi.org/10.5445/KSP/1000064348>.

3. Khayatzaheh F., Ghafouri J. Dynamical modeling of frequency controlled variable speed parallel multistage centrifugal pumps. *Archive of Mechanical Engineering*. 2015. Vol. 62. No 3. Pp. 347–361. DOI: <https://doi.org/10.1515/meceng-2015-0020>.

4. Shang L., Cao J., Wang Z., Liu X. Hydraulic Characterization of Variable-Speed Pump Turbine under Typical Pumping Modes. *Processes*. 2023. Vol. 11(10). Article no: 2903. DOI: <https://doi.org/10.3390/pr11102903>.

5. Счастливы Г.Г., Семаков В.Г., Федоренко Г.М. Погружные асинхронные электродвигатели. М.: Энергоатомиздат, 1983. 178 с.
6. Golovan I., Popovych O. Circuits-Field Approach to Mathematical Modeling of Induction Motors for the Purposes of Optimal Design. IEEE 5th International Conference on *Modern Electrical and Energy System (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 27-30 September 2023. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES61502.2023.10402409>.
7. Попович О.М., Головань І.В. Визначення параметрів заступної схеми асинхронного двигуна та їх нелінійних залежностей за результатами польового аналізу. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2012. Вип. 31. С. 38–48.
8. Бібік О.В., Попович О.М., Шевчук С.П. Енергоефективні режими електромеханічної системи насосної установки багатоповерхового будинку. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 5. С. 38–45. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.038>.
9. Szafraniec A. Mathematical model of asynchronous pump drive with distributed mechanical parameters. *Przegląd elektrotechniczny*. 2018. No 6. Article no: 114182. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2018.06.32>.
10. Bordeasu D., Proștean O., Filip I., Drăgan F., Vașar C. Modelling, Simulation and Controlling of a Multi-Pump System with Water Storage Powered by a Fluctuating and Intermittent Power Source. *Mathematics*. 2022. Vol. 10(21). Article no: 4019. DOI: <https://doi.org/10.3390/math10214019>.
11. Sperlich A., Pfeiffer D., Burgschweiger J., Campbell E., Beck M., Gnirss R., Ernst M. Energy Efficient Operation of Variable Speed Submersible Pumps: Simulation of a Ground Water Well Field. *Water*. 2018. Vol. 10(9). Article no: 1255. DOI: <https://doi.org/10.3390/w10091255>.
12. Incropera F.P., DeWitt D.P., Bergman T.L., Lavine A.S. Fundamentals of Heat and Mass Transfer. 6th ed. John Wiley&Sons, 2007. 1070 p.
13. Klíma J., Víték O. Analysis of high-speed induction motor. Proceedings of the 16th International Conference on *Mechatronics – Mechatronika 2014*, Brno, Czech Republic, 03-05 December 2014. Pp. 85–91. DOI: <https://doi.org/10.1109/MECHATRONIKA.2014.7018240>.
14. Hong D.-K., Choi J.-H., Han P.-W., Chun Y.-D., Woo B.-C., Koo D.-H. Analysis of high speed induction motor for spindle made by copper die casting process. *Int. J. Precis. Eng. Manuf.* 2012. No 13. Pp. 2251–2257. DOI: <https://doi.org/10.1007/s12541-012-0299-5>.
15. Bordeasu D., Proștean O., Filip I., Vașar C. Adaptive Control Strategy for a Pumping System Using a Variable Frequency Drive. *Machines*. 2023. Vol. 11(7). Article no: 688. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines11070688>.
16. Лищенко А.И., Лесник В.А. Асинхронные машины с массивным ферромагнитным ротором. К.: Наукова думка, 1984. 167 с.
17. Bose B.K. Modern Power Electronics and AC Drives. Prentice Hall, 2001. 738 p.
18. MATLAB. The Language of Technical Computing. Getting Started with MATLAB. The Math Works, Inc. USA, 2005.
19. Liao W., Zhang Q., Meng H. An SQP Algorithm for Structural Topology Optimization Based on Majorization–Minimization Method. *Appl. Sci.* 2022. Vol. 12(13). Article no: 6304. DOI: <https://doi.org/10.3390/app12136304>.
20. Somaloy[®] 5P. Material data. URL: https://www.hoganas.com/globalassets/downloads/library/somaloy_somaloy-5p-material-data_2274hog.pdf (дата звернення 25.06.2025)

EFFECTIVENESS OF USING A SOLID-CORE INDUCTION MOTOR IN A SUBMERSIBLE BOREHOLE PUMP UNDER INCREASED SUPPLY FREQUENCY

I.V. Golovan¹, O.M. Popovych¹, S.P. Shevchuk²

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
56, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03057, Ukraine,
E-mail: golovan_77@ukr.net; popovich1955@ukr.net.

² National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,
37, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03056, Ukraine.

The article presents the results of the optimization-based parametric synthesis of an induction motor with a solid core for a submersible borehole pump operating at doubled supply frequency. The proposed synthesis methodology is based on a weakly coupled circuit-field mathematical model with iterative parameterization of field analysis results. This approach makes it possible to account for nonlinear magnetic properties, rotor-induced currents, additional losses in the solid ferromagnetic rotor, and the interaction of all elements of the electromechanical system. According to the criterion of maximum efficiency, the optimal values of the variable design parameters of the induction motor with a solid core for the submersible borehole pump were determined, taking into account the load magnitude at supply frequencies of 50 and 100 Hz. The results demonstrate a significant improvement in system performance: a 2.2-fold increase in water lifting capacity, a 4% increase in motor efficiency, a 1.9-fold reduction in the payback period of the

borehole, and a threefold reduction in the number of impellers in the pump. Design solutions are substantiated for the induction motor with a solid rotor-shaft and a dismountable stator made of powder material with closed slots, which contribute to reducing copper, steel, and fluid losses. The proposed technical solutions lay the groundwork for designing optimized electromechanical systems for submersible borehole pumps with improved capital and operational cost indicators. References 20, figures 3, tables 2.

Key words: induction motor, borehole pump, solid core, weakly coupled circuit-field mathematical model.

1. Popovych O.M., Golovan I.V. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 52–59. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.052>.
2. Bo Zhang. Soft Magnetic Composites in Novel Designs of Electrical Traction Machines Paperback. Dissertation. 2017. 294 p. DOI: <https://doi.org/10.5445/KSP/1000064348>.
3. Khayatzaadeh F., Ghafouri J. Dynamical modeling of frequency controlled variable speed parallel multistage centrifugal pumps. *Archive of Mechanical Engineering*. 2015. Vol. 62. No 3. Pp. 347–361. DOI: <https://doi.org/10.1515/meceng-2015-0020>.
4. Shang L., Cao J., Wang Z., Liu X. Hydraulic Characterization of Variable-Speed Pump Turbine under Typical Pumping Modes. *Processes*. 2023. Vol. 11(10). Article no: 2903. DOI: <https://doi.org/10.3390/pr11102903>.
5. Schastlivy G.G., Semakov V.G., Fedorenko G.M. *Submersible Induction Electric Motors*. Moskva: Energoatomizdat, 1983. 178 p. (Rus)
6. Golovan I., Popovych O. Circuits-Field Approach to Mathematical Modeling of Induction Motors for the Purposes of Optimal Design. IEEE 5th International Conference on *Modern Electrical and Energy System (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 27-30 September 2023. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES61502.2023.10402409>.
7. Popovych O.M., Golovan I.V. Determination of equivalent circuit parameters of an induction motor and their nonlinear dependencies based on field analysis results. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2012. Vyp. 31. Pp. 38–48. (Ukr)
8. Bibik O.V., Popovych O.M., Shevchuk S.P. Energy-efficient operation modes of the electromechanical system of a multi-storey building pumping unit. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 5. Pp. 38–45. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.038>. (Ukr)
9. Szafraniec A. Mathematical model of asynchronous pump drive with distributed mechanical parameters. *Przegląd elektrotechniczny*. 2018. No 6. Article no: 114182. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2018.06.32>.
10. Bordeasă D., Proștean O., Filip I., Drăgan F., Vașar C. Modelling, Simulation and Controlling of a Multi-Pump System with Water Storage Powered by a Fluctuating and Intermittent Power Source. *Mathematics*. 2022. Vol. 10(21). Article no: 4019. DOI: <https://doi.org/10.3390/math10214019>.
11. Sperlich A., Pfeiffer D., Burschweiger J., Campbell E., Beck M., Gnirss R., Ernst M. Energy Efficient Operation of Variable Speed Submersible Pumps: Simulation of a Ground Water Well Field. *Water*. 2018. Vol. 10(9). Article no: 1255. DOI: <https://doi.org/10.3390/w10091255>.
12. Incropera F.P., DeWitt D.P., Bergman T.L., Lavine A.S. *Fundamentals of Heat and Mass Transfer*. 6th ed. John Wiley&Sons, 2007. 1070 p.
13. Klíma J., Vítek O. Analysis of high-speed induction motor. Proceedings of the 16th International Conference on *Mechatronics – Mechatronika 2014*, Brno, Czech Republic, 03-05 December 2014. Pp. 85–91. DOI: <https://doi.org/10.1109/MECHATRONIKA.2014.7018240>.
14. Hong D.-K., Choi J.-H., Han P.-W., Chun Y.-D., Woo B.-C., Koo D.-H. Analysis of high speed induction motor for spindle made by copper die casting process. *Int. J. Precis. Eng. Manuf.* 2012. No 13. Pp. 2251–2257. DOI: <https://doi.org/10.1007/s12541-012-0299-5>.
15. Bordeasă D., Proștean O., Filip I., Vașar C. Adaptive Control Strategy for a Pumping System Using a Variable Frequency Drive. *Machines*. 2023. Vol. 11(7). Article no: 688. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines11070688>.
16. Lishchenko A.I., Lesnik V.A. *Induction Machines with a Massive Ferromagnetic Rotor*. Kyiv: Naukova Dumka, 1984. 167 p. (Rus)
17. Bose B.K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, 2001. 738 p.
18. MATLAB. *The Language of Technical Computing. Getting Started with MATLAB*. The Math Works, Inc. USA, 2005.
19. Liao W., Zhang Q., Meng H. An SQP Algorithm for Structural Topology Optimization Based on Majorization–Minimization Method. *Appl. Sci.* 2022. Vol. 12(13). Article no: 6304. DOI: <https://doi.org/10.3390/app12136304>.
20. Somaloy[®] 5P. Material data. URL: https://www.hoganas.com/globalassets/downloads/library/somaloy_somaloy-5p-material-data_2274hog.pdf (accessed at 25.06.2025).

Надійшла 07.07.2025

Прийнята 24.07.2025

МОДЕЛЬ ПЛАНУВАННЯ РОБОТИ АКТИВНОГО СПОЖИВАЧА
НА РОЗДРІБНОМУ РИНКУ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇІ.В. Блінов^{1*}, член-кор. НАН України, Є.В. Парус^{1**}, канд. техн. наук,В.О. Артемчук^{2***}, докт. техн. наук¹ Інститут електродинаміки НАН України,пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна. E-mail: blinovihor@gmail.com; paruseugene@gmail.com.² Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України,вул. Генерала Наумова, 15, Київ, 03164, Україна. E-mail: volodymyr.artemchuk@pimee.ua.

Роботу присвячено опису математичної моделі розв'язання задачі планування графіків купівлі та продажу електричної енергії активним споживачем. Основна ціль оптимізації – максимізація вигоди як різниці між надходженнями від продажу електроенергії та витратами на її закупівлю. Наведено цільову функцію та систему рівнянь балансів електроенергії. Формалізовано моделі контролю напрямків потоків енергії в окремих вузлах локальної електроенергетичної системи активного споживача. Деталізовано математичну модель контролю рівня заповнення накопичувача установки зберігання енергії як основного засобу балансування потоків енергії в мікромережі. Досліджено особливості формування оптимальних графіків купівлі/продажу електроенергії, а також графіків регулювання режимів установки зберігання енергії в умовах різних обсягів відпуску електроенергії від джерела нерегульованої генерації. Бібл. 19, рис. 3.

Ключові слова: активний споживач, планування режимів, відновлювані джерела, установка зберігання енергії.

Вступ. Сьогодні важливим напрямом розвитку електроенергетики України є формування нових ринкових відносин, що відбуваються в умовах широкого впровадження технологій розподіленої генерації [1] та технологій “розумних мереж” [2], зокрема мікромереж, застосування яких дає змогу підвищити ефективність використання енергетичних ресурсів та роботу споживачів на ринку електричної енергії. Новим типом учасника ринку електричної енергії України, зокрема роздрібного ринку електричної енергії, є «активний споживач», який може здійснювати продаж електропостачальнику надлишків виробленої електричної енергії генеруючими установками, зокрема за механізмом самовиробництва без необхідності отримання ліцензії, що є новою моделлю взаємовідносин в сфері електроенергетики [3]. Відповідно запровадження механізму самовиробництва дає можливість забезпечувати виробленою електричною енергією власні електроустановки, а також здійснювати продаж її надлишків електропостачальнику.

За підсумками календарного місяця приватні домогосподарства та малі непобутові споживачі здійснюють продаж відпущеної електричної енергії за механізмом самовиробництва постачальнику універсальних послуг за ціною, що склалася на ринку «на добу наперед» у розрахунковому періоді (годині), або іншому електропостачальнику за вільними цінами, інші споживачі – електропостачальнику за вільними цінами, з якими у них укладені договори купівлі-продажу електричної енергії за механізмом самовиробництва. Для споживачів електричної енергії, що працюють на роздрібному ринку

© Блінов І.В., Парус Є.В., Артемчук В.О., 2026

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-8010-5301>; ** <https://orcid.org/0000-0001-9087-3902>;*** <https://orcid.org/0000-0001-8819-4564>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2026

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

електричної енергії з електропостачальником за вільними цінами, задача планування купівлі та продажу електричної енергії за механізмом самовиробництва набуває особливої актуальності в сучасних умовах, оскільки її вирішення дає змогу підвищити економічну ефективність їхньої роботи за рахунок оптимізації добових графіків купівлі та продажу електричної енергії.

Дозволена до відпуску в мережу електрична потужність активного споживача за механізмом самовиробництва (крім побутового споживача та малого непобутового споживача) визначається відповідно до Кодексу системи розподілу [4].

Аналіз публікацій показує, що значної уваги у розвитку роботи споживачів електричної енергії набувають задачі забезпечення ефективної роботи мікромереж та впровадження технологій «розумних мереж». Наприклад, в [5] наведений огляд та класифікація локальних енергосистем згідно положень концепції Smart Grid («розумних мереж»). Публікація також розвиває основи керування енергетичними процесами в електричних мережах та підходи до організації локальних платформ торгівлі електроенергією. В [6] досліджено комплекс проблем інтеграції джерел розосередженої генерації у локальні системи енергопостачання згідно із концепцією Smart Grid. Запропоновано моделі вибору й узгодження режимів роботи активного споживача та вибору режимів роботи системи електропостачання із активним споживачем та розосередженою генерацією. Представлено моделі систем керування устаткуванням активного споживача. В [7] зосереджено увагу на задачах керування попитом у системах розподілу та локальних електроенергетичних системах з розподіленою генерацією за технологіями Smart Grid. Проблеми розробки бізнес-моделей функціонування активних споживачів розглянуті в [8]. Проблеми розробки бізнес-моделей функціонування активних споживачів розглянуті в [9].

При цьому у наукових публікаціях недостатньо уваги приділяється формалізації методів і моделей комплексного планування стратегії участі активного споживача у торгівлі електричною енергією, якими враховуються як технологічні можливості, так і економічні інтереси активного споживача.

Метою роботи є опис розроблених математичних моделей задля розв'язання задач планування оптимальних за економічними критеріями графіків купівлі й продажу активним споживачем електричної енергії із врахуванням наявних обсягів енергетичних ресурсів.

Концептуальні основи побудови математичної моделі.

Математична модель призначена для використання в задачах планування режимів активного споживача. Основною ціллю планування є формування оптимальних за економічними критеріями добових графіків купівлі/продажу електроенергії, а також графіки заряджання/розряджання накопичувача УЗЕ (установка зберігання енергії), якими реалізуються оптимальні баланси електроенергії у локальній електро-енергетичній системі активного споживача.

Припускається, що інші завдання планування режимів локальної електроенергетичної системи активного споживача розв'язуються окремо і, за потреби, результати вирішення таких завдань враховуються у вхідних даних. Наприклад, завдання утримання резервів енергії задля забезпечення ізольованого режиму роботи [10] вирішується окремою задачею оптимізації. Обсяги енергії, зарезервовані на потреби живлення навантаження в умовах відсутності централізованого електропостачання, враховуються обсягами робочої ємності УЗЕ, виділеними для регулювання режимів з метою реалізації планових графіків купівлі/продажу електроенергії.

Математична модель враховує такий мінімальний набір енергетичного устаткування активного споживача: СЕС (сонячна електростанція) та УЗЕ, що є основним засобом балансування енергії в локальній електроенергетичній системі активного споживача. Припускається, що СЕС і УЗЕ підключені до інвертора, яким реалізуються функції моніторингу та контролю. Припускається, що обсяги енергії, відпущеної у систему розподілу та отриманої із неї, фіксуються сертифікованим лічильником як точкою комерційного обліку активного споживача.

Припускається, що втрати електроенергії враховані у сумарних значеннях обсягів власного електроспоживання. Виключення становлять втрати електроенергії в УЗЕ, які виникають за протікання струмів його заряджання та розряджання. Обсяги таких втрат енергії помітно впливають на відношення між обсягами накопичуваної та відпущеної енергії. Тому втрати електроенергії в УЗЕ, які виникають за протікання струмів заряджання та розряджання, враховуються у рівняннях балансів накопиченої в УЗЕ енергії. В цих рівняннях у локальній електроенергетичній системі активного споживача обсяги накопиченої в УЗЕ і відпущеної з УЗЕ енергії відповідають показникам моніторингу режимів [11] у вузлі підключення УЗЕ до інвертора.

В математичній моделі задача планування розв'язується із врахуванням погодинних цін у сегменті РДН (ринок «на добу наперед») як основного індикатора ринкової вартості електроенергії. Тому задача планування виконується для побудови оптимальних добових графіків купівлі/продажу електроенергії (економічна диспетчеризація на добу наперед згідно із класифікацією в [12]). При цьому добові графіки купівлі/продажу електроенергії сегментуються по окремим розрахунковим періодам, означеним в [13] як інтервали часу в 60 хвилин. За потреби більш точного врахування особливостей технологічних процесів у мікромережі застосовуються більш короткі інтервали часу.

В [14] наведені різні варіанти обліку електроенергії та ціноутворення для активного споживача. Крім того, електропостачальники мають право встановлювати власні умови обліку та розрахунків вартості електроенергії для активних споживачів у комерційних угодах. Дослідження різних форм участі активного споживача на ринку електроенергії виходить за межі тематики публікації. Тому у наведених математичних моделях прийнято визначення, що ціни купівлі та продажу електроенергії на кожен розрахунковий період є вхідними даними, розрахованими заздалегідь [15] згідно із чинним статусом та укладеними договорами споживача.

Слід зауважити, що Кодекс комерційного обліку [16] визначає фіксацію потоків енергії у формі обсягу та напрямку потоку: від'ємні значення для експорту електроенергії у систему розподілу та додатні значення для імпорту електроенергії із системи розподілу. Тому графік експорту/імпорту енергії достатньо подавати однією змінною, додатне чи від'ємне значення якої визначатиме відповідно імпорт чи експорт енергії. Така форма забезпечує зведення балансів енергії в області комерційного обліку [16]. Проте представлена у публікації математична модель призначена для розв'язання задачі економічної диспетчеризації, а саме: максимізації вигоди активного споживача як різниці між вартістю проданої та купленої електроенергії. При цьому [14] визначає різні правила ціноутворення для обсягів окремо купівлі і окремо продажу енергії. Тому для розв'язання задачі математичної оптимізації більш зручно використовувати окремо змінну обсягу продажу електроенергії із відповідною ціною продажу та окремо змінну обсягу купівлі електроенергії із відповідною ціною купівлі. За результатами оптимізації не складно, за потреби, подати обсяги купівлі і продажу єдиним агрегованим графіком фізичних потоків, де купівля відображається додатними значеннями потоку енергії, а продаж – від'ємними. Так само для УЗЕ заряджання і розряджання – принципово різні технологічні процеси із різними обмеженнями потоків, коефіцієнтами втрат енергії та структурами вартості окремо для накопичення і окремо для відпуску електроенергії. Тому задля розв'язання задачі математичної оптимізації також більш зручно використовувати окремо змінні обсягу заряджання та розряджання електроенергії.

В описі математичної моделі використано наступну відповідність термінології:

- *імпорт електроенергії* визначає потоки енергії із системи розподілу у мережу активного споживача із обсягом, який дорівнює обсягу *купівлі електроенергії* на роздрібному ринку;
- *експорт електроенергії* визначає потоки енергії із мережі активного споживача у систему розподілу із обсягом, який дорівнює обсягу *продажу електроенергії* на роздрібному ринку.

Цільова функція. В задачах планування комерційної діяльності як основна ціль визначається максимізація отримуваної вигоди. Для активного споживача максимізація вигоди досягається за рахунок збільшення (максимізації) чисельного значення різниці між фінансовими надходженнями від продажу електроенергії та платежами за куплену електроенергію

$$Max(GF_{\text{prof}}) = \sum_{h=1}^{24} (-C_h^{\text{куп}} \cdot V_{\text{куп},h}^{\text{AC}} + C_h^{\text{прод}} \cdot V_{\text{прод},h}^{\text{AC}} + C_h^{\text{прод}} \cdot V_{\text{R},h}^{\text{CEC}}), \quad (1)$$

де $C_h^{\text{куп}}$, $C_h^{\text{прод}}$ – ціни відповідно купівлі та продажу електроенергії у електропостачальника в розрахунковий період h , (€/(кВт·год)); $V_{\text{куп},h}^{\text{AC}}$, $V_{\text{прод},h}^{\text{AC}}$ – змінні оптимізації, обсяги відповідно купленої та проданої електроенергії в розрахунковий період h , (кВт·год); $V_{\text{R},h}^{\text{CEC}}$ – змінна оптимізації, обсяги обмеження нерегульованої генерації СЕС в розрахунковий період h , (кВт·год).

Графіки купівлі/продажу електроенергії відповідають графікам потоків електроенергії у точці комерційного обліку активного споживача. Якщо в задачах планування потік електроенергії у точці комерційного обліку подається однією змінною, то напрямок потоку визначається знаком, наприклад, – додатними значеннями обсягів для експорту електроенергії у систему розподілу (реалізація

проданої електроенергії) та від'ємними значеннями обсягів для імпорту електроенергії із системи розподілу (споживання купленої електроенергії). Проте, у загальному випадку ціни купівлі та продажу електроенергії на окремий розрахунковий період мають не однакові значення. Тому розрахунки вартості електроенергії в (1) зручно формалізувати двома змінними оптимізації: окремо для обсягів купівлі та продажу електроенергії. Тоді для кожного напрямку потоку електроенергії через точку комерційного обліку (імпорт чи експорт) у цільовій функції (1) приводиться окремо відповідне значення ціни електроенергії (купівля чи продаж).

Використання змінних оптимізації окремо для купівлі (імпорт) і продажу (експорт) електроенергії вимагає формалізації обмежень, якими із множини розв'язків вилучаються режими із ненульовими значенням обсягів імпорту та експорту електроенергії одночасно, що фізично неможливо реалізувати. Формальне визначення обмеження напрямків потоку електроенергії у точці комерційного обліку

$$(V_{\text{куп},h}^{\text{AC}} = 0 \wedge V_{\text{прод},h}^{\text{AC}} = 0) \vee (V_{\text{куп},h}^{\text{AC}} > 0 \wedge V_{\text{прод},h}^{\text{AC}} = 0) \vee (V_{\text{куп},h}^{\text{AC}} = 0 \wedge V_{\text{прод},h}^{\text{AC}} > 0): \forall h = [1..24]. \quad (2)$$

В [17] для реалізації умови (2) запропоновано обмежувати область розв'язків задачі планування використанням у цільовій функції штрафів, які фіктивно завищують витрати для ненульових значень обсягів купівлі та продажу електроенергії одночасно

$$PF^{\text{AC}} = R_{\text{pf}}^{\text{AC}} \cdot \sum_{h=1}^{24} (V_{\text{куп},h}^{\text{AC}} - V_{\text{прод},h}^{\text{AC}})^2, \quad (3)$$

де $R_{\text{pf}}^{\text{AC}}$ – коефіцієнт штрафів за ненульові обсяги купівлі та продажу електроенергії одночасно.

Штрафна функція (3) достатньо просто реалізується у цільовій функції (1) без потреби у змінах математичних моделей технологічних процесів в енергетичному устаткуванні активного споживача. Проте для використання (3) в (1) необхідно емпірично підбирати коефіцієнт штрафів, узгоджений з доступними обсягами енергоресурсів та ринковими цінами. Задача підбору штрафних коефіцієнтів ускладнюється, якщо до (1) додається кілька штрафних функцій для відсікання недопустимих режимів різного енергетичного устаткування (наприклад, контроль напрямку потоків енергії у точці комерційного обліку активного споживача, контроль напрямку потоків енергії у вузлі приєднання УЗЕ до інвертора, а також відсікання некомпенсованого профіциту генерації СЕС).

Слід також зважати, що штрафна функція (3) зменшує вірогідність, але не усуває повністю можливість отримання технічно недопустимих розв'язків, наприклад, розв'язків із ненульовими значеннями обсягів імпорту та експорту енергії одночасно в умовах значного профіциту генерації СЕС. Тому, задля вирішення проблеми контролю напрямків потоків енергії розроблено моделі імітації режимів, в яких потоки енергії здійснюються у заданих напрямках.

Моделі контролю потоків енергії у заданих напрямках. Модель призначена для контролю напрямку потоків енергії у приєднанні до окремого вузла у схемі електричних з'єднань активного споживача. Принципи формування та основні складові моделі контролю потоків енергії у заданих напрямках відображені на рис. 1.

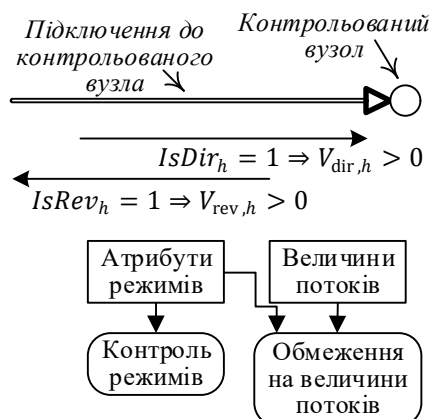


Рис. 1. Контроль потоку енергії

Задля приєднання до контрольованого вузла бінарні атрибути означають наступні режими напрямку потоків енергії: «прямий» (напрямок до контрольованого вузла) та «реверсивний» (напрямок від контрольованого вузла). Окремо виділяється режим «очікування» з нульовим значенням потоків енергії. Модель визначає допустимість існування лише одного режиму протягом розрахункового періоду

$$IsDir_h + IsRev_h \leq 1: \forall h = [1..24],$$

де $IsDir_h$, $IsRev_h$ – змінні оптимізації, бінарні атрибути відповідно прямого та реверсивного напрямків потоку енергії у розрахунковий період h .

Для прямого та реверсивного напрямків потоку енергії визначаються відповідні змінні із величинами таких потоків. Модель задає наступні правила для значень потоків енергії:

$$\left(V_{dir,h} = \begin{cases} 0 : IsDir_h = 0 \\ > 0 : IsDir_h = 1 \end{cases} \right) \wedge \left(V_{rev,h} = \begin{cases} 0 : IsRev_h = 0 \\ > 0 : IsRev_h = 1 \end{cases} \right) : \forall h = [1..24].$$

За нульового значення бінарного атрибуту прямого напрямку потоку енергії змінна, якою визначається величина потоку енергії у цьому напрямку, має дорівнювати нулю. Якщо бінарне значення атрибуту прямого напрямку потоку енергії дорівнює одиниці, то змінна, якою визначається величина потоку енергії у цьому напрямку, має бути більшою нуля. Зазначені правила реалізуються системою обмежень

$$\begin{cases} V_{dir,h} - IsDir_h \cdot V_{dir,max} \leq 0 \\ IsDir_h \cdot V_{dir,min} - V_{dir,h} \leq 0 \end{cases} : \forall h = [1..24],$$

де $V_{dir,h}$ – змінна оптимізації, обсяг електроенергії у прямому напрямку за розрахунковий період h , (кВт·год); $V_{dir,max}$ – максимальне значення обсягу електроенергії у прямому напрямку за розрахунковий період h , (кВт·год); $V_{dir,min}$ – мінімальне значення обсягу електроенергії у прямому напрямку за розрахунковий період h , (кВт·год).

Обмеження мінімального значення обсягу для потоку електроенергії у прямому напрямку впроваджено з метою відсікання неінтуїтивних ситуацій нульових значень обсягу електроенергії за активованого атрибуту прямого потоку

$$(IsDir_h = 1 \wedge V_{dir,h} = 0) \rightarrow \emptyset : \forall h = [1..24].$$

Таким чином, мінімальне значення обсягу для потоку електроенергії у прямому напрямку визначає поріг чисельних значень, вище якого значення потоку слід вважати ненульовим.

Аналогічно формується система обмежень для контролю зворотного напрямку потоку енергії

$$\begin{cases} V_{rev,h} - IsRev_h \cdot V_{rev,max} \leq 0 \\ IsRev_h \cdot V_{rev,min} - V_{rev,h} \leq 0 \end{cases} : \forall h = [1..24],$$

$$(IsRev_h = 1 \wedge V_{rev,h} = 0) \rightarrow \emptyset$$

де $V_{rev,h}$ – змінна оптимізації, обсяг електроенергії у зворотному напрямку за розрахунковий період h , (кВт·год); $V_{rev,max}$ – максимальне значення обсягу електроенергії у зворотному напрямку за розрахунковий період h , (кВт·год); $V_{rev,min}$ – мінімальне значення обсягу електроенергії у зворотному напрямку за розрахунковий період h , (кВт·год).

В задачі планування графіків купівлі/продажу електроенергії активним споживачем контроль напрямку потоку енергії реалізований для двох приєднань: приєднання системи електропостачання активного споживача до точки комерційного обліку електроенергії у системі розподілу та приєднання УЗЕ до інвертора.

Задля приєднання системи електропостачання активного споживача до точки комерційного обліку електроенергії напрямки потоку енергії інтерпретуються термінами купівлі (напрямок потоку електроенергії із системи розподілу до системи електропостачання активного споживача) і продажу (напрямок потоку електроенергії із системи електропостачання активного споживача до системи розподілу)

$$\begin{cases} IsBuy_h^{AC} + IsSale_h^{AC} \leq 1 \\ V_{куп,h}^{AC} - IsBuy_h^{AC} \cdot V_{куп,max}^{AC} \leq 0 \\ IsBuy_h^{AC} \cdot V_{куп,min}^{AC} - V_{куп,h}^{AC} \leq 0 \\ V_{прод,h}^{AC} - IsSale_h^{AC} \cdot V_{прод,max}^{AC} \leq 0 \\ IsSale_h^{AC} \cdot V_{прод,min}^{AC} - V_{прод,h}^{AC} \leq 0 \end{cases} \begin{cases} (IsBuy_h^{AC} = 0 \wedge V_{куп,h}^{AC} > 0) \rightarrow \emptyset \\ (IsBuy_h^{AC} = 1 \wedge V_{куп,h}^{AC} = 0) \rightarrow \emptyset \\ (IsSale_h^{AC} = 0 \wedge V_{прод,h}^{AC} > 0) \rightarrow \emptyset \\ (IsSale_h^{AC} = 1 \wedge V_{прод,h}^{AC} = 0) \rightarrow \emptyset \end{cases} : \forall h = [1..24], \quad (4)$$

де $IsBuy_h^{AC}$, $IsSale_h^{AC}$ – змінні оптимізації, бінарні атрибути відповідно купівлі та продажу електроенергії у розрахунковий період h ; $V_{куп,h}^{AC}$, $V_{прод,h}^{AC}$ – змінні оптимізації, обсяги відповідно купівлі та продажу електроенергії за розрахунковий період h , (кВт·год); $V_{куп,max}^{AC}$, $V_{прод,max}^{AC}$ – максимальні значення обсягів відповідно купівлі та продажу електроенергії за розрахунковий період h , (кВт·год); $V_{куп,min}^{AC}$, $V_{прод,min}^{AC}$ – мінімальні значення обсягів відповідно купівлі та продажу електроенергії за розрахунковий період h , (кВт·год).

Задля приєднання УЗЕ до інвертора напрямки потоку енергії інтерпретуються термінами заряджання (напрямок потоку електроенергії від інвертора до УЗЕ) і розряджання (напрямок потоку електроенергії від УЗЕ до інвертора)

$$\left\{ \begin{array}{l} IsCh_h^{УЗЕ} + IsDch_h^{УЗЕ} \leq 1 \\ V_{зар,h}^{УЗЕ} - IsCh_h^{УЗЕ} \cdot V_{зар,max}^{УЗЕ} \leq 0 \\ IsCh_h^{УЗЕ} \cdot V_{зар,min}^{УЗЕ} - V_{зар,h}^{УЗЕ} \leq 0 \\ V_{роз,h}^{УЗЕ} - IsDch_h^{УЗЕ} \cdot V_{роз,max}^{УЗЕ} \leq 0 \\ IsDch_h^{УЗЕ} \cdot V_{роз,min}^{УЗЕ} - V_{роз,h}^{УЗЕ} \leq 0 \end{array} \right. \left[\begin{array}{l} (IsCh_h^{УЗЕ} = 0 \wedge V_{зар,h}^{УЗЕ} > 0) \rightarrow \emptyset \\ (IsCh_h^{УЗЕ} = 1 \wedge V_{зар,h}^{УЗЕ} = 0) \rightarrow \emptyset \\ (IsDch_h^{УЗЕ} = 0 \wedge V_{роз,h}^{УЗЕ} > 0) \rightarrow \emptyset \\ (IsDch_h^{УЗЕ} = 1 \wedge V_{роз,h}^{УЗЕ} = 0) \rightarrow \emptyset \end{array} \right] : \forall h = [1..24], \quad (5)$$

де $IsCh_h^{УЗЕ}$, $IsDch_h^{УЗЕ}$ – змінні оптимізації, бінарні атрибути режимів відповідно заряджання та розряджання УЗЕ у розрахунковий період h ; $V_{зар,h}^{УЗЕ}$, $V_{роз,h}^{УЗЕ}$ – змінні оптимізації, обсяги відповідно купівлі та продажу електроенергії за розрахунковий період h , (кВт·год); $V_{зар,max}^{УЗЕ}$, $V_{роз,max}^{УЗЕ}$ – максимальні значення обсягів відповідно заряджання та розряджання УЗЕ за розрахунковий період h , (кВт·год); $V_{зар,min}^{УЗЕ}$, $V_{роз,min}^{УЗЕ}$ – мінімальні значення обсягів відповідно заряджання та розряджання УЗЕ за розрахунковий період h , (кВт·год).

Баланси електроенергії у активного споживача. Обсяги потоків електроенергії у контрольованих вузлах пов'язуються рівняннями загальних балансів енергії у схемі електричних з'єднань активного споживача

$$V_{куп,h}^{AC} - V_{прод,h}^{AC} + V_{роз,h}^{УЗЕ} - V_{зар,h}^{УЗЕ} - V_{R,h}^{CEC} = V_{вс,h}^{AC} - V_h^{CEC} : \forall h = [1..24], \quad (6)$$

де $V_{вс,h}^{AC}$ – прогнозований обсяг власного електроспоживання активного споживача у розрахунковий період h , (кВт·год); V_h^{CEC} – прогнозований обсяг відпуску електроенергії від СЕС у розрахунковий період h , (кВт·год).

Згідно Правил ринку [13] дозволена до відпуску в мережу електрична потужність активного споживача за механізмом самовиробництва (крім побутового споживача та малого непобутового споживача), включно з генеруючими установками та установками зберігання енергії третіх осіб, не може одночасно перевищувати 50 відсотків від величини дозволеної (договірної) потужності електроустановок такого споживача, що призначені для споживання електричної енергії. Крім того, згідно Кодексу систем розподілу [4] дозволена до відпуску в мережу електрична потужність активного споживача (побутового та малого непобутового споживача) включно з генеруючими установками та установками зберігання енергії третіх осіб не може одночасно перевищувати величини дозволеної (договірної) потужності електроустановок об'єкта такого споживача, що призначені для споживання електричної енергії.

Визначені чинними нормативно-правовими актами обмеження на відпуск активним споживачем електричної енергії у систему розподілу враховуються у математичній моделі відповідними обмеженнями максимального допустимого значення продажу електроенергії

$$V_{прод,h}^{AC} \leq V_{прод,max}^{AC} : \forall h = [1..24]. \quad (7)$$

Баланси накопиченої енергії в УЗЕ. В математичній моделі планування графіків купівлі/продажу електроенергії активного споживача передбачено контроль потоків енергії заряджання/розряджання УЗЕ у вузлі приєднання систем накопичення до інвертора. Для контролю обсягу накопиченої в УЗЕ енергії та оцінки значення коефіцієнту ефективності накопичувача

додатково враховуються втрати енергії у режимах заряджання та розряджання. Втрати енергії у таких режимах оцінюються квадратичними залежностями від значень потоків енергії. Втрати енергії у стані очікування (саморозряд накопичувача та живлення системи моніторингу УЗЕ) у наведеній математичній моделі вважаються незмінними (такими, що не залежать від режиму функціонування УЗЕ), а їхнє значення враховується у структурі обсягів власного електроспоживання для активного споживача.

Функції втрат енергії у режимах заряджання та розряджання УЗЕ

$$\begin{cases} \Delta W_{зар,h}^{УЗЕ}(V_{зар,h}^{УЗЕ}) = \frac{\Delta V_{зар,max}^{УЗЕ}}{(V_{зар,max}^{УЗЕ})^2} \cdot (V_{зар,h}^{УЗЕ})^2 \\ \Delta W_{роз,h}^{УЗЕ}(V_{роз,h}^{УЗЕ}) = \frac{\Delta V_{роз,max}^{УЗЕ}}{(V_{роз,max}^{УЗЕ})^2} \cdot (V_{роз,h}^{УЗЕ})^2 \end{cases} : \forall h = [1..24], \quad (8)$$

де $V_{зар,h}^{УЗЕ}$, $V_{роз,h}^{УЗЕ}$ – змінні оптимізації, обсяги відповідно заряджання та розряджання енергії в УЗЕ за розрахунковий період h , (кВт·год); $V_{зар,max}^{УЗЕ}$, $V_{роз,max}^{УЗЕ}$ – обсяги енергії в УЗЕ в умовах максимальної потужності відповідно заряджання та розряджання протягом розрахункового періоду h , (кВт·год); $\Delta V_{зар,max}^{УЗЕ}$, $\Delta V_{роз,max}^{УЗЕ}$ – втрати електроенергії в умовах максимальної потужності відповідно заряджання та розряджання протягом розрахункового періоду h , (кВт·год).

Використання квадратичних функцій втрат електроенергії (8) зумовлює потребу у застосуванні методів нелінійної (зокрема квадратичної) оптимізації в задачах моделювання режимів роботи мікромережі. При цьому функції квадратичних втрат енергії, як показано у [18], додатково дають змогу реалізувати неціновий критерій оптимізації, а саме – забезпечення, за можливості, однакових обсягів заряджання або розряджання УЗЕ у години із однаковими ринковими цінами.

Обсяг накопиченої в УЗЕ енергії наприкінці довільного розрахункового періоду часу h із врахуванням квадратичних функцій втрат енергії розраховується за формулою

$$W_h^{УЗЕ} = W_{beg}^{УЗЕ} + \sum_{k=1}^h (V_{зар,k}^{УЗЕ} - V_{роз,k}^{УЗЕ} - \Delta W_{зар,k}^{УЗЕ}(V_{зар,k}^{УЗЕ}) - \Delta W_{роз,k}^{УЗЕ}(V_{роз,k}^{УЗЕ})) : \forall h = [1..24],$$

де $W_{beg}^{УЗЕ}$ – обсяг накопиченої в УЗЕ електроенергії на початок доби, (кВт·год); $V_{зар,k}^{УЗЕ}$, $V_{роз,k}^{УЗЕ}$ – змінні оптимізації, обсяги відповідно заряджання та розряджання електроенергії в УЗЕ у розрахунковий період k , (кВт·год); $\Delta W_{зар,k}^{УЗЕ}(V_{зар,k}^{УЗЕ})$, $\Delta W_{роз,k}^{УЗЕ}(V_{роз,k}^{УЗЕ})$ – квадратичні функції втрат енергії (8) у режимах відповідно заряджання та розряджання УЗЕ, (кВт·год).

Система обмежень для контролю обсягів накопиченої в УЗЕ електроенергії наприкінці розрахункового періоду h має вигляд

$$W_{min,h}^{УЗЕ} \leq W_h^{УЗЕ} \leq W_{work}^{УЗЕ} : \forall h = [1..24], \quad (9)$$

де $W_{min,h}^{УЗЕ}$ – мінімальний рівень накопичення електроенергії в УЗЕ наприкінці розрахункового періоду h , (кВт·год); $W_{work}^{УЗЕ}$ – виділена для вирішення завдань регулювання режимів локальної електроенергетичної системи робоча ємність накопичувача енергії в УЗЕ, (кВт·год).

Рентабельність експлуатації УЗЕ. У [17] обґрунтовано потребу враховувати собівартість ресурсів УЗЕ задля забезпечення рентабельної експлуатації установки. На відміну від наведеної у [17] оцінки вартості циклу заряджання/розряджання УЗЕ для оптимізації режимів власного споживання енергії у локальній енергетичній системі активного споживача необхідно враховувати як напрямки потоків енергії у вузлі приєднання УЗЕ до інвертора, так і напрямки потоків енергії у точці комерційного обліку активного споживача.

Гранична різниця цін накопиченої та відпущеної електроенергії, якою забезпечується рентабельна експлуатація УЗЕ, оцінюється за формулою

$$C_{f,dch}^{UZE} = \frac{Cost_{full}^{UZE}}{W_{nom}^{UZE} \cdot DoD_{norm} \cdot N_{norm}^{UZE}} = \frac{Cost_{1c}^{UZE}}{W_{nom}^{UZE} \cdot DoD_{norm}}, \quad (10)$$

де $Cost_{full}^{UZE}$ – витрати на закупівлю, встановлення і обслуговування УЗЕ, (€); N_{norm}^{UZE} – нормована кількість циклів заряд/розряд УЗЕ; W_{nom}^{UZE} – номінальна ємність накопичувача УЗЕ, (кВт·год); DoD_{norm} – нормована виробником глибина розряду накопичувача УЗЕ.

Для активного споживача під профіцитом генерації СЕС розуміється обсяг енергії, який підлягає примусовому обмеженню внаслідок неможливості його продажу чи накопичення в УЗЕ. Відповідно вартість використаних ресурсів заряджання/розряджання в УЗЕ визначається за вартістю купівлі та продажу енергії у відповідні розрахункові періоди.

Приклади планування графіків купівлі/продажу активним споживачем електроенергії.

У прикладі розрахунків використано схему мікромережі із одним інвертором, до якого підключені СЕС потужністю 80 кВт та УЗЕ із літій-іонним накопичувачем ємністю 40 кВт·год та нормованою глибиною розряду 0,9. Гранична різниця цін накопиченої і відпущеної електроенергії, якою забезпечується рентабельна експлуатація УЗЕ, по (10) склала 4,93 €/кВт·год. Для розрахунків використана ретроспективна інформація за 8.07.2025, а саме: фактичні графіки власного електроспоживання і генерації СЕС (отримані від системи моніторингу [11]), а також вартість електроенергії у сегменті РДН (отримана на офіційному сайті оператора ринку). В розрахунках ціна продажу електроенергії прирівнюється до ціни купівлі електроенергії, що дає змогу дослідити особливості формування балансів електроенергії із врахуванням графіка ринкових цін без деталізації правил ціноутворення для активного споживача. Разом із цим дослідження різних моделей ціноутворення для активного споживача, що працює із електропостачальником за вільними цінами, є предметом подальших досліджень.

Задля розв'язання задачі планування графіків купівлі/продажу активним споживачем електроенергії застосовано математичну модель оптимізації із цільовою функцією (1) та системою обмежень (4) – (9). Процедури оптимізації реалізовані програмними засобами Gurobi [19] у надбудові Solver Studio для засобів Microsoft Excel. Отримані за результатами оптимізації графіки купівлі/продажу електроенергії відображені на рис. 2, а, а графіки управління режимами УЗЕ – на рис. 2, б.

Літній сезон року характеризується значною часткою СЕС у структурі генерації ОЕС України, що призводить до значного зниження ринкових цін у денні години доби. Тому, активні споживачі, які беруть участь у процесах купівлі/продажу електроенергії за комерційними угодами (на відміну від СЕС, для яких встановлено «зелені тарифи»), змушені продавати надлишки сонячної генерації за найнижчими протягом доби ринковими цінами. У розглянутому прикладі, завдяки балансуванню потоків енергії за рахунок регулювання режимів УЗЕ, період продажу надлишків генерації СЕС (у даній публікації під надлишками генерації СЕС розуміються додатні значення різниці між обсягами сонячної генерації та обсягами власного електроспоживання) зміщений у ранкову частину максимуму відпуску електроенергії від СЕС (рис. 2, а) з 9:00 до 12:00. Таке зміщення дало можливість дещо збільшити економічну вигоду від діяльності активного споживача, оскільки період продажу електроенергії припадає не на період добового мінімуму ринкових цін з 11:00 до 14:00, а на період поступового зниження ринкових цін з 8:00. У період з 11:00 до 13:00 надлишки генерації СЕС використовуються для продажу електроенергії та накопичення електроенергії в УЗЕ. Нарешті, у 13-ту годину надлишки генерації СЕС накопичуються в УЗЕ.

За результатами оптимізації визначено два цикли заряджання/розряджання УЗЕ протягом доби (рис. 2, б). Перший цикл заряджання/розряджання УЗЕ зумовлюється різницею ринкових цін у ранкові і нічні години доби достатньою для беззбиткового використання ресурсів УЗЕ. Протягом нічного мінімуму ринкових цін у перші сім годин доби відбувається заряджання УЗЕ. Накопичена енергія повністю розряджається у період ранкового сплеску ринкових цін (з 7:00 до 9:00) до появи значних обсягів генерації СЕС. Другий цикл заряджання/розряджання УЗЕ здійснює накопичення значних обсягів профіциту генерації СЕС з 11:00 до 14:00. Накопичена в УЗЕ електроенергія частково компенсує обсяги власного електроспоживання у години максимуму ринкових цін з 19:00 до 23:00.

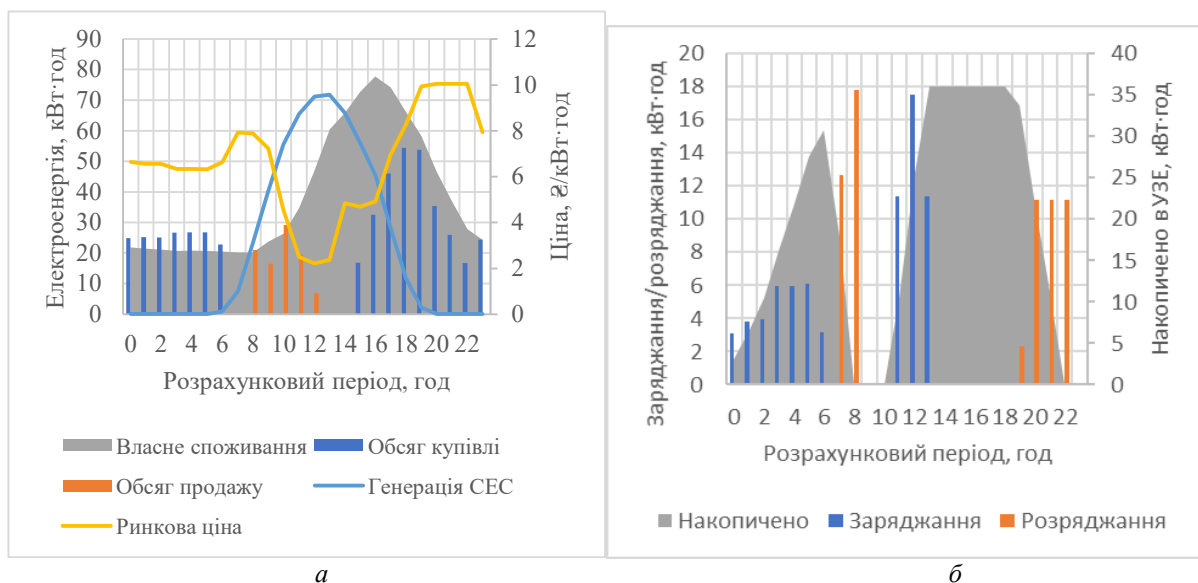


Рис. 2. Приклад результатів оптимізації графіків купівлі/продажу електроенергії для активного споживача у літній сезон.

Розглянемо особливості планування діяльності активного споживача у зимовий сезон, коли незначні (у порівнянні із літнім сезоном) обсяги генерації СЕС не спричиняють суттєві коливання ринкових цін протягом доби. Результати оптимізації з використанням ретроспективної інформації за 23.12.2024 відображені на рис. 3.

У зимовий сезон відносно незначні обсяги генерації СЕС лише частково компенсують власне електроспоживання активного споживача (рис. 3, а). Тому у активного споживача відсутні енергетичні ресурси для продажу електроенергії.

Найбільша різниця ринкових цін спостерігається для таких періодів доби, як: вечірній максимум ринкових цін та нічний мінімум ринкових цін. Тому для УЗЕ розраховано оптимальний графік зарядження у нічні години доби та розрядження у вечірні години доби. Слід також зазначити, що в нічні години відбулося зарядження УЗЕ лише із сумарним обсягом 18,5 кВт·год. Неповне використання доступної робочої ємності УЗЕ 36 кВт·год зумовлюється недостатньо великою різницею ринкових цін у нічні і вечірні періоди доби. Крім того різниця ринкових цін у інші періоди доби виявилася недостатньою для рентабельного використання двох циклів зарядження/розрядження УЗЕ.

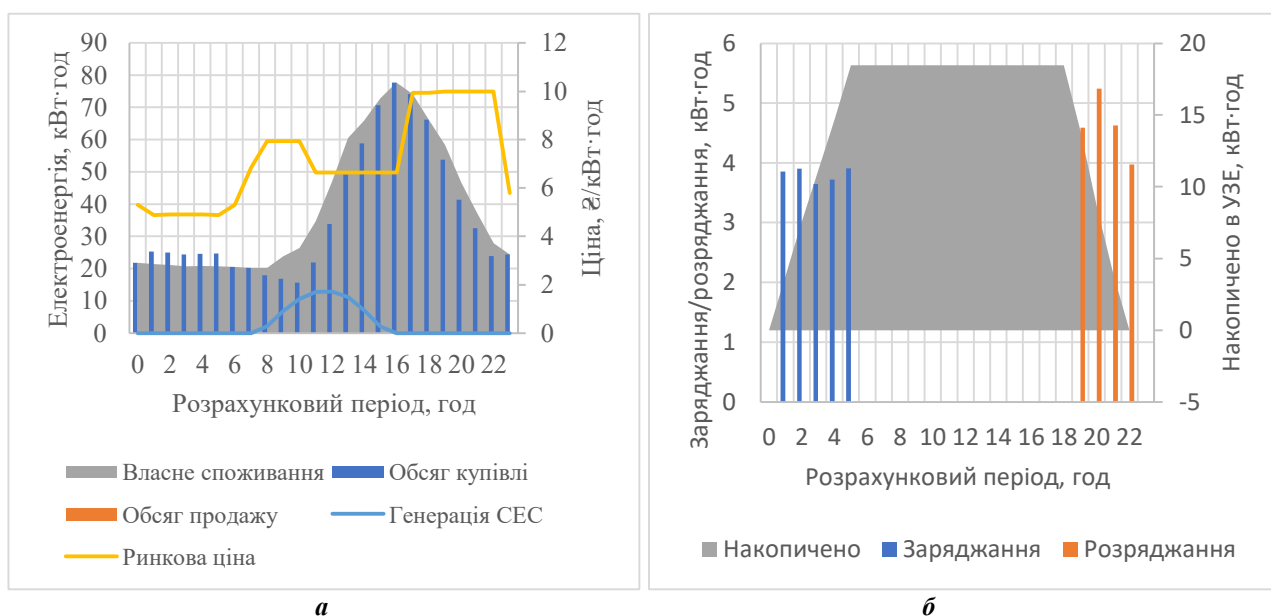


Рис. 3. Приклад результатів оптимізації графіків купівлі/продажу електроенергії для активного споживача у зимовий сезон.

Висновки. Розвинуто теоретичні основи комплексного вирішення проблем планування роботи активного споживача на роздрібному ринку електричної енергії та розробки графіків роботи власного енергетичного устаткування задля підвищення ефективності його використання. Зазначено принципові відмінності у підходах до оцінки вартості ресурсів генерації та зберігання енергії під час вирішення завдань раціонального використання енергетичних ресурсів задля забезпечення власного електроспоживання від оцінки вартості енергетичних ресурсів у активного споживача. В межах практичних розрахунків з використанням створеної моделі для активного споживача вартість обсягів генерації СЕС та використаних ресурсів заряджання/розряджання УЗЕ оцінюється виключно за ринковою вартістю купівлі/продажу електроенергії у відповідні розрахункові періоди.

За результатами експериментальних розрахунків відзначено, що зі збільшенням обсягів доступної потужності ВДЕ та УЗЕ відбувається «зсув» оптимальних графіків роботи енергетичного обладнання від відповідності графіку власного електроспоживання до узгодження із очікуваним графіком ринкових цін. Розроблена модель є основою для подальших досліджень оцінювання ефективності роботи активного споживача на роздрібному ринку електричної енергії, зокрема в частині визначення доцільних умов укладання договорів на постачання електричної енергії за вільними цінами та оцінювання доцільного складу енергетичних ресурсів у локальній енергетичній системі активного споживача.

Роботу виконано в межах наукової роботи «Розвиток розподіленої енергетики в умовах ринку електричної енергії України з використанням технологій та систем цифровізації. Розділ 1. Організаційні та математичні моделі взаємодії учасників децентралізованого ринку електроенергії» (шифр. Цифровізація) (КПКВК 6541230) та виконання наукової роботи «Забезпечення ефективного функціонування та розвитку розподіленої енергетики в Україні з використанням технологій мікромереж (шифр. РЕЖИМ-3)» (КПКВК 6541230).

1. Про схвалення Стратегії розвитку розподіленої генерації на період до 2035 року і затвердження операційного плану заходів з її реалізації у 2024 - 2026 роках. Розпорядження Кабінету Міністрів України від 18.07.2024 р. № 713-р URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/713-2024-%D1%80#Text> (дата звернення 20.06.2025).

2. Концепція впровадження “розумних мереж” в Україні до 2035 року. Розпорядження Кабінету Міністрів України від 14.10.2022 р. № 908-р. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/908-2022-%D1%80#Text> (дата звернення 20.06.2025).

3. Правила роздрібного ринку електричної енергії. Постанова НКРЕКП від 14.03.2018 р. № 312. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0312874-18#Text> (дата звернення 20.06.2025).

4. Кодекс систем розподілу. Постанова НКРЕКП від 14.03.2018 р. № 310. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/en/v0310874-18?lang=uk#Text> (дата звернення 20.06.2025).

5. Денисюк С.П., Таргонський В.А., Артем'єв М.В. Локальні електроенергетичні системи з активним споживачем: методи побудови та алгоритми їх функціонування. *Енергетика: економіка, технології, екологія*. 2018. № 3. С. 7-22. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.3.2018.164244>.

6. Денисюк С.П., Базюк Т.М., Федосенко М.М., Ярмолук О.С. Системи електропостачання з активним споживачем: моделі та режими. Київ: Аверс, 2017. 182 с.

7. Опришко В.П. Оцінювання ефективності керування попитом в системах електропостачання з активним споживачем: дис. канд. техн. наук: 05.14.01. НТУ України КПІ ім. Ігоря Сікорського. Київ: 2019. 185 с. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/29532> (дата звернення 05.07.2025).

8. Blinov I., Radziukynas V., Shymaniuk P., Dyczko A., Stecula K., Sychova V., Miroshnyk V., Dychkovskyi R. Smart Management of Energy Losses in Distribution Networks Using Deep Neural Networks. *Energies*. 2025. Vol. 18. 3156. DOI: <https://doi.org/10.3390/en18123156>.

9. Schweiger G., Eckerstorfer L.V., Hafner I., Fleischhacker A., Radl J., Glock B., Wastian M., Rößler M., Lettner G., Popper N., Corcoran K. Active consumer participation in smart energy systems. *Energy and Buildings*. 2020. Vol. 227. 110359. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enbuild.2020.110359>.

10. IEC TS 62898-1: 2017+AMD 1: 2023 Microgrids – Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification. 2023. 78 p.

11. Kyrylenko O., Denysiuk S., Bielokha H., Dyczko A., Stecula B., Pazynich Y. Smart Monitoring and Management of Local Electricity Systems with Renewable Energy Sources. *Energies*. 2025. Vol. 18(16). 4434. DOI: <https://doi.org/10.3390/en18164434>.

12. IEC TS 62898-2: 2018+AMD 1: 2023 Microgrids – Part 2: Guidelines for operation. 2018. 38 p.

13. Про затвердження Правил ринку: Постанова НКРЕКП від 14.03.2018 р. № 307. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18#Text> (дата звернення 20.06.2025).

14. Порядок продажу та обліку електричної енергії, виробленої активними споживачами, та розрахунків за неї. Постанова НКРЕКП від 29.12.2023 р. № 2651. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v2651874-23#Text> (дата звернення 04.07.2025).
15. Hennadii I., Blinov I., Parus Ye. Simulation Model of New Electricity Market in Ukraine. 2019 IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS), Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 339-342. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>.
16. Кодекс комерційного обліку електричної енергії. Постанова НКРЕКП від 14.03.2018 р. № 311. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0311874-18#top> (дата звернення 04.07.2025).
17. Блінов І.В., Парус Є.В., Шиманюк П.В., Ворущило А.О. Модель оптимізації функціонування мікромережі з СЕС та установкою зберігання енергії. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 5. С. 69-78. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.069>. (дата звернення 20.06.2025).
18. Парус Є.В., Блінов І.В. Оптимізація використання доступних енергоресурсів мікромережі за умов підтримки готовності до ізольованого режиму. *Технічна електродинаміка*. 2025. № 5. С. 56-69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.05.056>.
19. Gurobi Optimization LLC, Gurobi Optimizer Reference Manual. 2025. URL: <https://docs.gurobi.com/projects/optimizer/en/current/index.html> (дата звернення 20.06.2025).

PROSUMER OPERATION PLANNING MODEL IN THE RETAIL ELECTRICITY MARKET

I.V. Blinov¹, Ye.V. Parus¹, V.O. Artemchuk²

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

E-mail: blinovihor@gmail.com; paruseugene@gmail.com.

²G.E. Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering of the NAS of Ukraine,
15, General Naumov Str., Kyiv, 03164, Ukraine.

E-mail: volodymyr.artemchuk@pimee.ua.

The publication is devoted to the description of the mathematical model for solving the problem of planning schedules of purchase and sale of electric energy by a prosumer. The main goal of optimization is to maximize the benefit as the difference between revenues from the sale of electric energy and costs for the purchase of electric energy. The objective function and the system of equations of electric energy balances are given. Models for controlling the directions of energy flows in individual nodes of the local electric energy system of a prosumer are formalized. The mathematical model for controlling the level of filling of the energy storage unit as the main means of balancing energy flows in the microgrid is detailed. The features of the formation of optimal schedules of purchase/sale of electric energy, as well as schedules for regulating the modes of the energy storage unit under conditions of different volumes of electric energy release from the source of unregulated generation are investigated. References 19, figures 3.

Keywords: active consumer, mode planning, renewable sources, energy storage unit.

1. On the Approval of the Strategy for the Development of Distributed Generation for the Period until 2035 and the Endorsement of the Operational Action Plan for Its Implementation in 2024–2026. Order of the Cabinet of Ministers of Ukraine 18.07.2024 No 713-p. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/908-2022-%D1%80#Text> (accessed at 20.06.2025). (Ukr)
2. Concept of implementation of smart grids in Ukraine by 2035. Order of the Cabinet of Ministers of Ukraine 14.10.2022 No 908-p. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/908-2022-%D1%80#Text> (accessed at 20.06.2025) (Ukr)
3. Retail electricity market rules. NERC Resolution 14.03.2018 No 312. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0312874-18#Text> (accessed at 20.06.2025) (Ukr)
4. Code of distribution systems. NERC Resolution 14.03.2018 No 310. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/en/v0310874-18?lang=uk#Text> (accessed at 20.06.2025) (Ukr)
5. Denysiuk S.P., Tarhonskyi V.A., Artemiev M.V. Local electric power systems with active consumers: construction methods and algorithms for their functioning. *Energhetyka: Ekonomika, Tekhnologii, Ekologiya*. 2018. No 3. Pp. 7-22. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.3.2018.164244> (Ukr)
6. Denysyuk S.P., Bazyuk T.M., Fedosenko M.M., Yarmolyuk O.S. Power supply systems with active consumers: models and modes. Kyiv: Avers, 2017. 182 p. (Ukr)
7. Opryshko V.P. Demand side management efficiency assessment in power supply systems with a prosumer: cand. tech. sci. diss.: 05.14.01. National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, 2019. 185 p. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/29532> (accessed at 20.06.2025) (Ukr)

8. Blinov I., Radziukynas V., Shymaniuk P., Dyczko A., Stecula K., Sychova V., Miroshnyk V., Dychkovskyi R. Smart Management of Energy Losses in Distribution Networks Using Deep Neural Networks. *Energies*. 2025. Vol. 18. 3156. DOI: <https://doi.org/10.3390/en18123156>.
9. Schweiger G., Eckerstorfer L.V., Hafner I., Fleischhacker A., Radl J., Glock B., Wastian M., Rößler M., Lettner G., Popper N., Corcoran K. Active consumer participation in smart energy systems. *Energy and Buildings*. 2020. Vol. 227. 110359. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enbuild.2020.110359>.
10. IEC TS 62898-1: 2017+AMD 1: 2023 Microgrids – Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification. 2023. 78 p.
11. Kyrilenko O., Denysiuk S., Bielokha H., Dyczko A., Stecula B., Pazynich Y. Smart Monitoring and Management of Local Electricity Systems with Renewable Energy Sources. *Energies*. 2025. Vol. 18(16). 4434. <https://doi.org/10.3390/en18164434>.
12. IEC TS 62898-2: 2018+AMD 1: 2023 Microgrids - Part 2: Guidelines for operation. 2018. 38 p.
13. 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 20.06.2025) (Ukr)
14. Procedure for the sale and accounting of electricity generated by active consumers, and payments for it. Resolution of the national commission for the energy and utilities of Ukraine 29.12.2023 No 2651. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v2651874-23#Text> (accessed at 04.07.2025). (Ukr)
15. Hennadii I., Blinov I., Parus Ye. Simulation Model of New Electricity Market in Ukraine. 2019 IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS), Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 339-342. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>.
16. Code of Commercial Electricity Accounting. Resolution of the National Commission for the Energy and Utilities of Ukraine 14.03.2018 No 311. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0311874-18#top> (accessed at 04.07.2025). (Ukr)
17. Blinov I.V., Parus Ye.V., Shymaniuk P.V., Vorushylo A.O. Optimization model of microgrid functioning with solar power plant and energy storage system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 69-78. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.069>. (Ukr)
18. Parus Ye.V., Blinov I.V. Optimization of the use of available energy resources of the microgrid under the condition of supporting readiness for isolated mode. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 5. Pp. 56-69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.05.056>. (Ukr)
19. Gurobi Optimization LLC, Gurobi Optimizer Reference Manual. 2025. URL: <https://docs.gurobi.com/projects/optimizer/en/current/index.html> (accessed at 20.06.2025).

Надійшла 15.07.2025

Прийнята 22.09.2025

МОДЕЛЮВАННЯ ТА АНАЛІЗ ДОВГОТРИВАЛИХ 24-ГОДИННИХ ПРОЦЕСІВ ЗМІНЕННЯ ПОТОКІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ В МІКРОМЕРЕЖІ ПРОМИСЛОВОГО ПІДПРИЄМСТВА

А.А. Щербань^{1*} академік НАНУ, О.Д. Подольцев^{1**}, докт. техн. наук,
Р.В. Білянін^{2***}, канд. техн. наук, Т.Ю. Антоненко^{2****}, канд. техн. наук, Ю.В. Дадажанов^{2*****}

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

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

² ПАТ "ЗАВОД ПІВДЕНКАБЕЛЬ",
вул. Автогенна, 7, Харків, 61099, Україна.

У роботі розглянуто енергетичну стратегію реалізації надійного безперебійного електроживлення критично важливого технологічного обладнання промислового підприємства України в сучасних воєнних умовах шляхом створення в ньому промислової мікромережі та вирішення науково-технічних задач з оптимального використання її елементів і зменшення загальних витрат, які враховують вартість електроенергії, отримуваної від кожного джерела мікромережі. Задля вирішення вказаної задачі використовувався метод комп'ютерного моделювання. Показано, що для моделювання в мікромережі довготривалих (24-годинних) електромагнітних процесів доцільно використовувати узагальнений метод розрахунку комплексних струмів, який зазвичай застосовують для розрахунку електричних кіл синусоїдного струму. Але в даній задачі треба ще додатково враховувати, що в мікромережі повільно змінюються в часі не тільки амплітуди струмів, але і їхні фази, тому бажано застосовувати метод динамічного фазору, за яким розрахунок проводиться одночасно у комплексній і часовій площинах. Для реалізації такого методу в пакеті Matlab/Simulink необхідно розробляти відповідні системні моделі для всіх джерел електроживлення та змінного у часі навантаження. Наведено результати розрахунку довготривалих (протягом доби) потоків активної та реактивної потужностей в мікромережі типового промислового підприємства, що містить такі джерела електроенергії, як когенераційна установка і сонячна електростанція, які можуть працювати як паралельно із зовнішньою електромережею, так і без неї. Визначено добові витрати на електроенергію, яка отримується від кожного джерела електроживлення. Оскільки в мікромережах використовуються різні джерела електроживлення, то під час визначення шляхів зменшення загальних витрат на електроенергію слід розглядати різні сценарії підключення джерел електроживлення та їхній взаємний вплив на загальні витрати. Бібл. 32, рис. 8, табл. 1.

Ключові слова: промислова мікромережа, критично важливе електрообладнання, змінення в мікромережі активної та реактивної електричних потужностей, метод розрахунку довготривалих електричних процесів, комп'ютерний аналіз у пакеті Matlab/Simulink.

Вступ. На теперішній час одним із важливих і реалістичних підходів до здійснення надійного забезпечення електричною енергією критично важливого електрообладнання на промисловому підприємстві є створення на ньому локальної мікромережі [1–3]. Визначення поняття мікромережі наведено в [4–6] і сформульовано як електромережа низької та/або середньої напруги, що має у своєму складі джерела розподіленої електрогенерації і здатна працювати як в ізолюваному режимі, так і паралельно із зовнішньою електроенергетичною системою.

Згідно стандарту IEEE 1547.4 острівна енергосистема з розподіленою електрогенерацією може розглядатися як мікромережа, якщо вона відповідає чотирьом умовам: 1) містить власні (зокрема відновлювані) джерела електроенергії та навантаження; 2) може працювати паралельно з загальною системою електропостачання і від'єднуватися від неї, працюючи в острівному режимі; 3) має локальну електроенергетичну систему; 4) є спеціально спроектованою [7–9]. Особливо важливо, що мікромережа може працювати в автономному (острівному) режимі, тобто бути від'єднаною від основної електромережі [10–12]. Причому вона може включати в себе різні споживачі електроенергії

© Щербань А.А., Подольцев О.Д., Білянін Р.В., Антоненко Т.Ю., Дадажанов Ю.В., 2026
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-0200-369X>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9029-9397>;
*** <https://orcid.org/0000-0003-3781-6233>; **** <https://orcid.org/0009-0007-2388-2252>;
***** <https://orcid.org/0009-0002-7462-8418>

© Видавець ВД «Академпериодика» НАН України, 2026



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

(навантаження) та власні розподілені енергетичні ресурси, такі як когенераційні установки, дизельні й бензинові електрогенератори, автономні відновлювані джерела енергії (ВДЕ) [13–15], електромагнітні й напівпровідникові перетворювачі параметрів електроенергії, які мають системи проміжного її накопичення [16], зокрема акумуляторні батареї різного типу [13, 17] та суперконденсатори [18, 19]. Використання таких накопичувачів в електроіндукційних [20] та електроімпульсних установках [21, 22] забезпечує реалізацію короткочасних режимів великої потужності без порушення режимів електроживлення чутливих систем діагностики [16] і комп'ютерної техніки [23]. За паралельної роботи з основною мережею мікромережа може передавати в неї надлишок своєї енергії, покращуючи економічні характеристики підприємства.

Під час аварійних відключень основної мережі мікромережа продовжує працювати, але вже в ізольованому (острівному) режимі, забезпечуючи в першу чергу безперервне електроживлення критично важливого електротехнологічного обладнання всієї системи від своїх автономних джерел електроенергії та систем її попереднього накопичення в акумуляторах [19, 24] і суперконденсаторах [18, 19]. При цьому центральний контролер і локальні контролери мікромережі здійснюють диспетчерську роботу всієї системи електроживлення підприємства [24] і за необхідності можуть відключати навантаження, які не відносяться до критично важливих.

Моделювання електромагнітних процесів у мікромережі дає змогу вивчати на етапі її проектування та побудови основні закономірності протікання усталених і перехідних режимів та змінення локальних активних і реактивних потужностей та прогнозувати основні електроенергетичні та перехідні електромагнітні процеси в мікромережі за різних режимів електроживлення критично важливого електротехнологічного обладнання. При цьому реалізуються найбільш оптимальні методи та підходи, представлені у роботах [25–27].

На даний час економічно найбільш ефективним для промислового підприємства слід вважати режим моделювання 24-годинної роботи мікромережі з отриманням попередньої інформації про погодинну вартість електроенергії за добу наперед – як прогнозовану ціну в сегменті РДН. У такому режимі можна враховувати всю енергію, що була передана в мікромережу впродовж доби. Проте якщо чисельний комп'ютерний розрахунок електромагнітних процесів в мікромережі проводити в часовій області за допомогою моделей високого рівня деталізації, то треба використовувати відносно малий крок інтегрування (на рівні 10^{-5} с) задля отримання задовільної точності розрахунків. Але чисельне інтегрування з таким кроком довготривалого 24-годинного електромагнітного процесу потребувало б значних комп'ютерних витрат, що майже унеможливило б проведення багатоваріантних розрахунків під час вирішення оптимізаційних задач.

Тому у даній роботі для моделювання такого процесу запропоновано використовувати символічний метод розрахунку комплексних струмів та напруг за умови, що амплітуди та фази цих синусоїдних величин повільно змінюються в часі. Такий метод називають методом динамічного фазору [28, 29], згідно з ним чисельний розрахунок комплексних струмів і напруг виконується одночасно у комплексній та часовій площинах. Його доцільно використовувати, коли цікавляться тільки повільними зміненнями всіх величин із характерним часом $\tau \gg T$, де $T = 20$ мс є періодом змінення струмів промислової частоти 50 Гц. В мікромережі, що досліджується, змінення у часі як рівня сонячної радіації, так і навантаження – технологічного обладнання підприємства – відповідають цим умовам, що зумовлює доцільність використання такого методу. Але для його реалізації необхідно створити відповідні моделі всіх елементів мікромережі, для яких можна використовувати класичний символічний метод розрахунку – класичний метод фазору.

Тому, **метою даної роботи** були: 1) розробка комп'ютерної моделі промислової мікромережі, що містить такі джерела електроенергії, як когенератор, дизель-генератор і сонячна електростанція, які працюють паралельно із зовнішньою електромережею або без неї, що дає змогу у разі використання методу динамічного фазору в електричних колах такої мікромережі розраховувати довготривалі процеси (протягом доби і навіть тижня); 2) визначення в мікромережі змінень активної та реактивної потужностей за проміжок часу – 24 години та 3) виконувати аналіз різних сценаріїв підключення основних елементів мікромережі із урахуванням вартісних характеристик електричної енергії, яка генерується різними джерелами електроживлення.

Для реалізації цієї мети в роботі, як приклад, розглядається промислова мікромережа, яка може бути створена на типовому промисловому підприємстві України, з урахуванням сучасних умов його електропостачання.

Енергетична стратегія типового вітчизняного промислового підприємства задля забезпечення його безперебійного та надійного електропостачання.

На сьогодні електроенергетика суттєво впливає на всі сфери життєдіяльності людей, тобто вона є життєзабезпечуючим техногенним фактором, який суттєво впливає на розвиток людської цивілізації. Якщо ще на початку лютого 2022 року диверсифікація капіталу у промислових компаніях України була за такими основними інвестиційними напрямками, як освоєння нової продукції, розвиток нових виробництв, придбання та модернізація спеціалізованого обладнання, то вже в кінці лютого 2022 р. трансформація, що почала відбуватися в різних сферах через воєнний стан, змусила збалансувати та направити їх на ті напрямки розвитку, які дають можливість безперервно працювати та своєчасно виробляти готову продукцію. Насамперед основні інвестиційні напрями були спрямовані на досягнення енергетичної безпеки та безперебійності критично важливих підприємств, і головною проблемою стала розробка та впровадження нової енергетичної стратегії в умовах воєнного стану для реалізації такої енергонезалежності та безперебійності.

Початком реалізації вказаної енергетичної стратегії може стати придбання і монтаж на підприємстві електростанції, потужність генерації енергії якої не залежить від пори року, погодних умов та сонячної радіації. Таким джерелом незалежного електроживлення може бути когенераційна газова установка. Якщо використовувати також сонячну електростанцію, то треба визначити мапу сонячної активності на території підприємства та бажане розташування сонячних батарей задля отримання максимальної генерації електроенергії. Бажано також мати джерела безперебійного електроживлення відповідальних енергооб'єктів. У даній роботі використовувалися джерела такого електроживлення потужністю 250 кВА, 400 кВА, 500 кВА і 800 кВА. Всі вказані джерела були об'єднані в єдину локальну енергосистему підприємства – мікромережу, схематично показану на рис. 1.

Джерела безперервного живлення бажано розташовувати біля критично важливого навантаження і тому їх було внесено до блоку – промислове виробництво. Характеристику такої електромережі наведено на рис. 2.

Всіх споживачів електроенергії можна віднести до трьох типів. Перший – це критично важливе електротехнологічне обладнання, яке у разі відключення зовнішньої електромережі не може навіть короткочасно (протягом 2–10 мс) залишатися без електроживлення. Тому воно використовує джерела безперебійного живлення.

Другий тип – електрообладнання загального призначення, яке можна відключити у разі зникнення електроживлення від зовнішньої електромережі. Також існує третій тип обладнання, яке має відносно невелику потужність, проте повинно бути постійно під'єднаним до джерела електричної енергії. Це освітлення, аварійне і вимірювальне обладнання та силові трансформатори в режимі холостого ходу.

Побудова на підприємстві описаної вище мікромережі дає змогу забезпечити частково незалежне електропостачання, здійснювати акумулювання та стабілізацію пікових навантажень на підприємстві, а також в певні проміжки часу і генерацію електроенергії в зовнішню електромережу стороннім споживачам. Разом з цими заходами на підприємстві також доцільно впровадити такі енергозберігаючі технології, як утеплення приміщень, встановлення частотних перетворювачів, утилізаторів тепла, енергозберігаючого обладнання, модернізацію системи обліку електроенергії, тощо.

Реалізація вищезазначеної енергетичної стратегії дає можливість перейти підприємству зі статусу споживача електричної енергії в статус активного споживача. Це означає, що компанія своїм генеруючим та акумулюючим обладнанням може не тільки забезпечувати власні потреби в електроенергії, а й до 50% від загального обсягу річного споживання електроенергії постачати її у міську електромережу для сторонніх споживачів у терміни, коли вартість в ній електроенергії є найбільш коштовною.

Це дає змогу компанії отримувати додаткові кошти, які можливо використовувати на розвиток підприємства. Тому для підвищення результативності мікромережі в роботі запропоновано використання методу комп'ютерного моделювання і проведення аналізу різних сценаріїв її роботи.

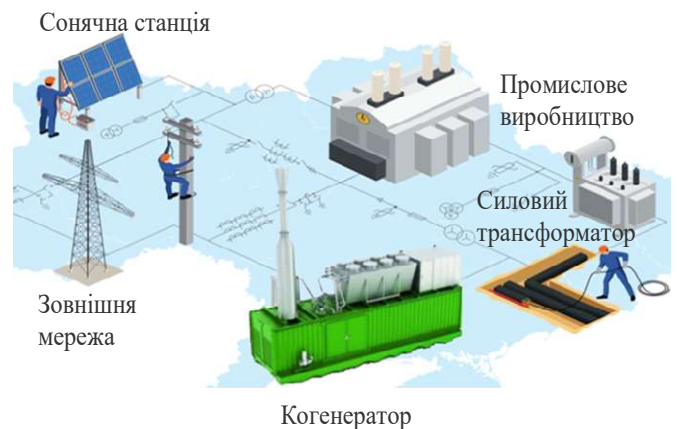


Рис. 1

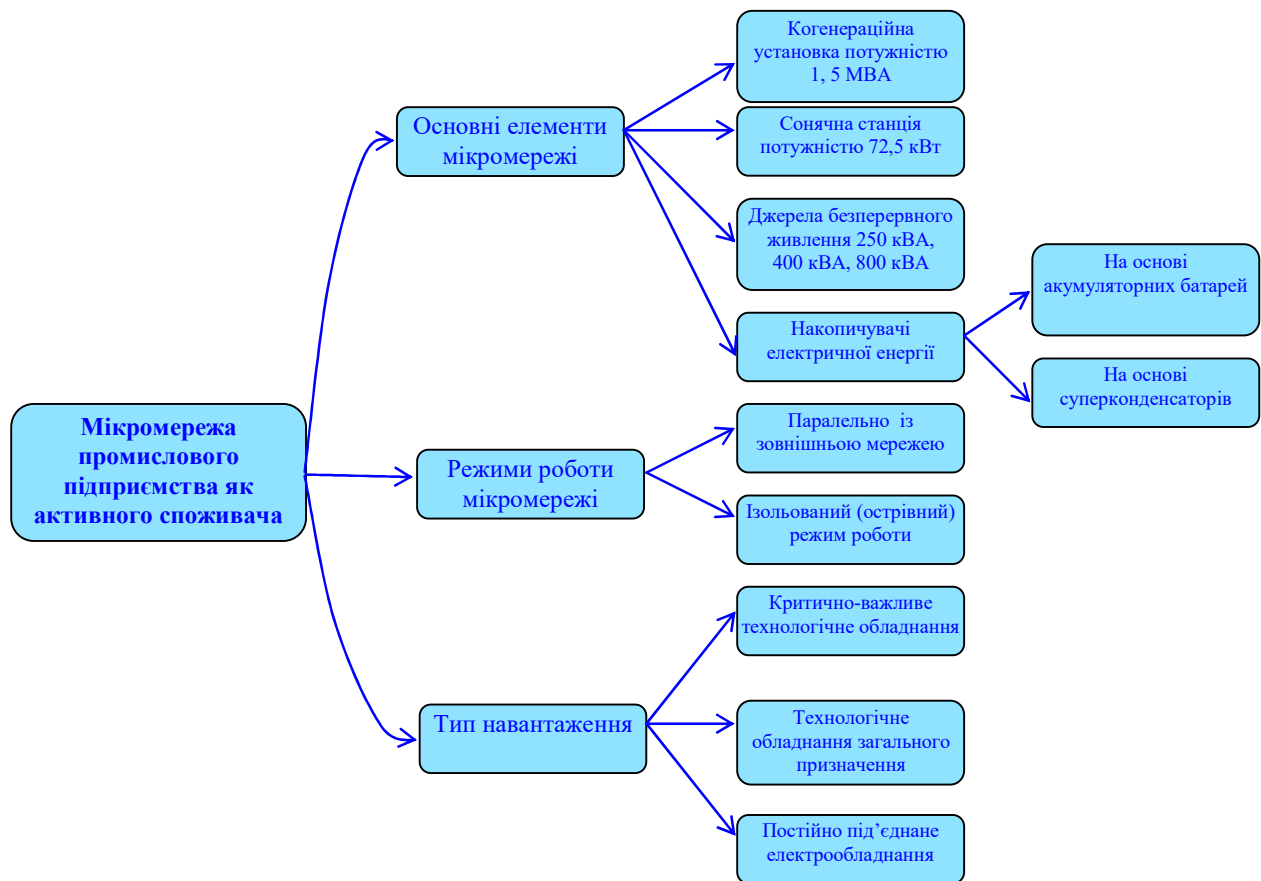


Рис. 2

Комп'ютерна Simscape-модель електричної мікромережі підприємства. На рис. 3 показано створену в пакеті Matlab/Simulink імітаційну Simscape-модель промислової мікромережі, що досліджується. Основними її елементами, моделі яких представлено на цьому рисунку, є наступні.

- 1) Когенераційна установка з активною потужністю 1,5 МВт та максимальною реактивною потужністю 0,5 МВАр.
- 2) Сонячна електростанція встановленою потужністю 72,5 кВт.
- 3) Силивий трифазний трансформатор 6/0,4 кВ потужністю 6,3 МВА.
- 4) Навантаження, що складається з технологічного обладнання підприємства та характеризується активною та реактивною потужностями, значення яких змінюються у часі впродовж доби за визначеним законом.
- 5) Силиві кабельні й повітряні лінії електропередачі, що з'єднують елементи мікромережі.

При цьому, в моделі на рис. 3 не наведено джерела безперервного живлення, оскільки вони працюють в аварійному режимі вимкнення джерел електроенергії, що потребує особливого розгляду.

В моделі також ураховується, що величину напруги задає зовнішня електромережа, а кожен із трьох наведених блоків має однакову структуру – містить два керованих джерела струму, комплексні значення яких розраховуються таким чином, щоб активна і реактивна потужності на виході блоку дорівнювала заданим функціям часу.

Як приклад внутрішню структуру блоку навантаження показано на рис. 4, де вхідне значення змінної у часі активної потужності $P_{Load}(t)$, що характеризує споживання на підприємстві електроенергії, величину якої технологічними установками характеризує графічна залежність, наведена на рис. 5, а.

В той же час змінне у часі значення реактивної потужності $Q_{Load}(t)$ цих технологічних установок навантаження визначається з умови, що коефіцієнт їхньої потужності в кожен момент часу приблизно дорівнює 0,9.

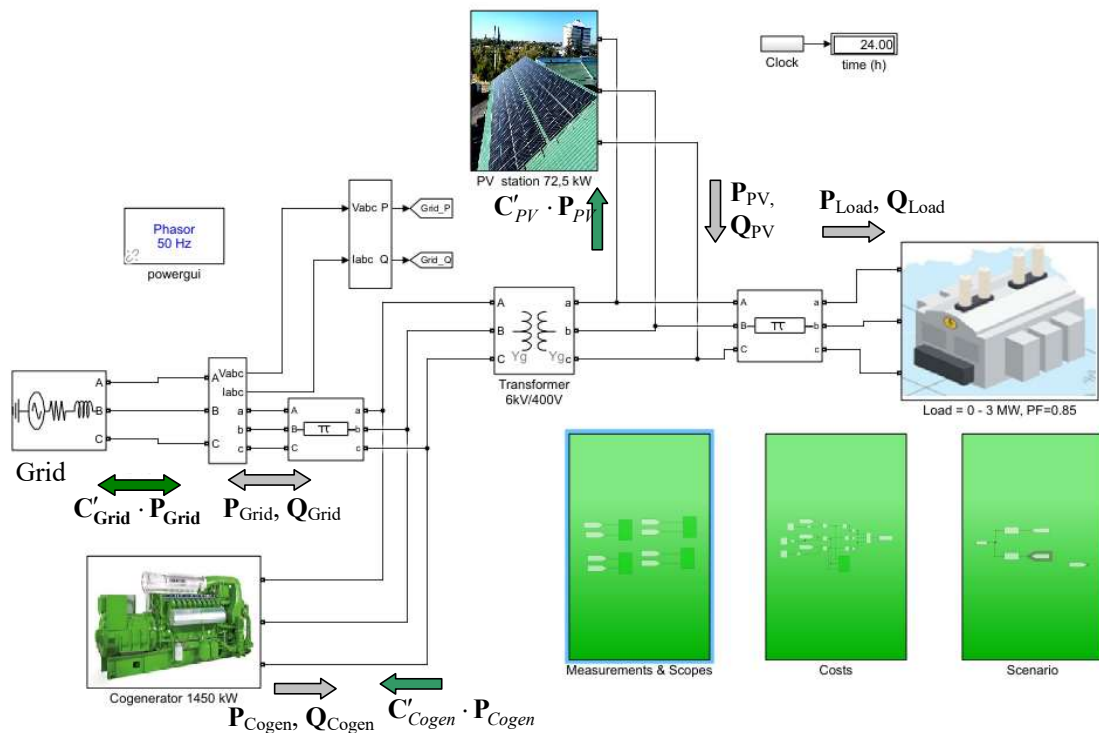


Рис. 3

Змінення у часі активної потужності електроенергії, що генерувалася сонячною електростанцією, показано залежністю на рис. 5, б. Наведені на рис. 5 залежності є результатами вимірювання змінення потужності електроенергії, що генерувалася сонячною електростанцією на підприємстві за конкретну добу – 26.02.2025 р., причому на вставці вгорі на рис. 5, а показано фото екрану приладу, що вимірює змінення активної потужності протягом однієї доби. Важливо відзначити, що використання саме такої структури, яку наведено на рис. 4, задля побудови моделі блоку навантаження та блоків для сонячної станції та когенератора, дає змогу реалізувати метод динамічного фазору для розрахунку довготривалого перехідного процесу в мікромережі.

Побудована Simscap-модель на рис. 3 також містить три блоки, позначені зеленим кольором, які відповідають: 1) за вимірювання потужностей і побудову їхніх графічних залежностей; 2) за розрахунки вартісних характеристик електроенергії; 3) за реалізацію в програмі різних сценаріїв підключення та вимкнення джерел електроенергії. Перевагою наведеної моделі є висока швидкість розрахунку одного варіанту – час розрахунку якого не перевищує 30 сек.

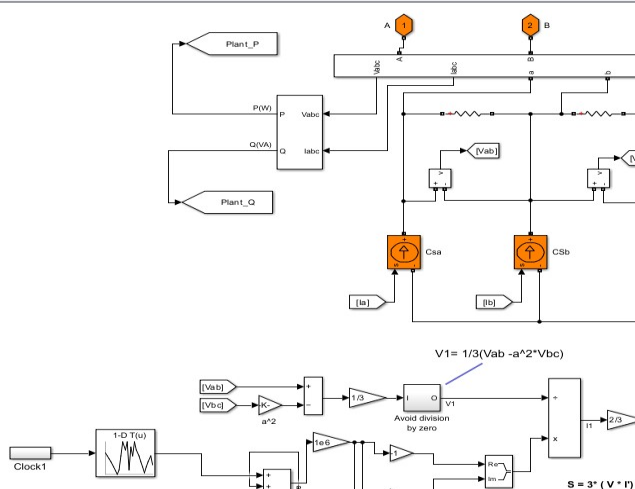


Рис. 4

залежність якої наведено на рис. 5, б. При цьому її коефіцієнт потужності дорівнює одиниці.

Передачу електроенергії у навантаженнях і джерелах живлення мікромережі характеризують змінення активної і реактивної потужностей [30–32], які показано об'ємними сірими стрілками на рис. 3. На рис. 6, а показано змінення активної, а на рис. 6, б – реактивної потужностей.

При цьому приймалося, що когенераційна установка весь час має потужність 1450 кВт із коефіцієнтом потужності 0,9, а сонячна станція генерує активну потужність, часову

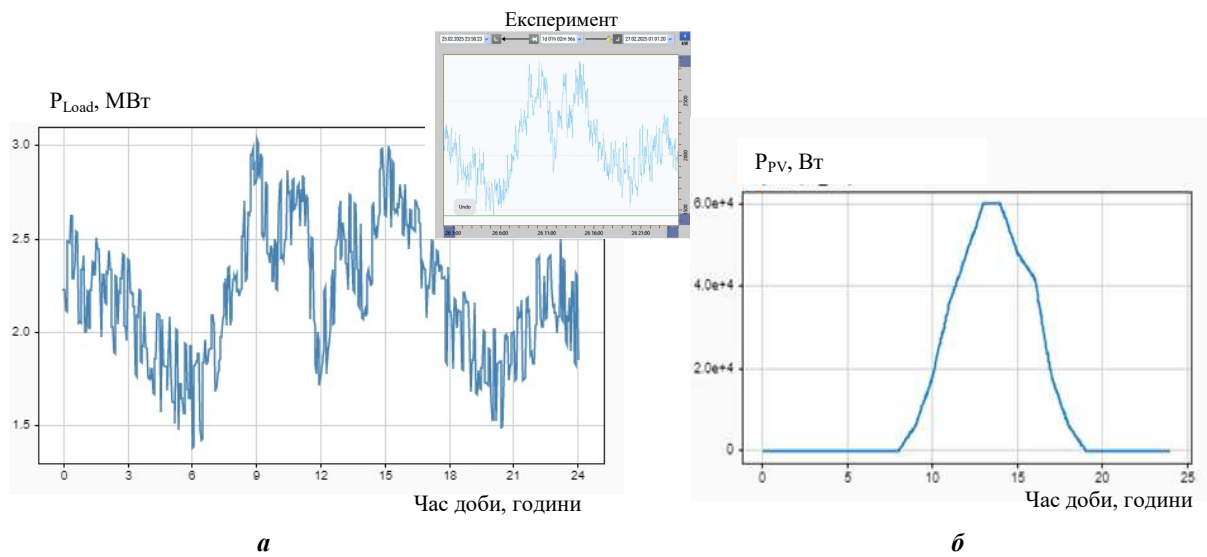


Рис. 5

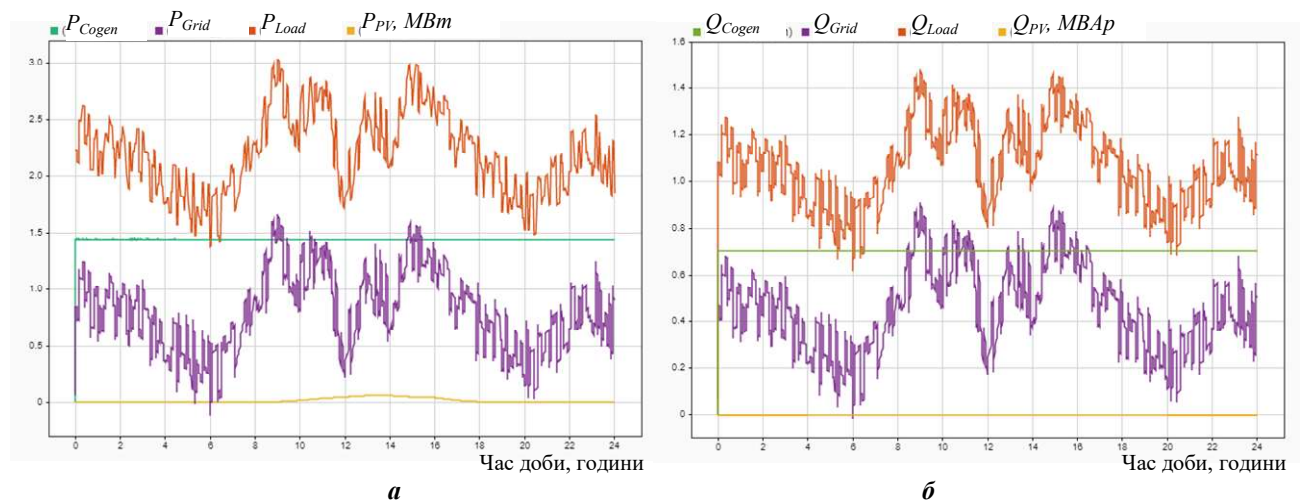


Рис. 6

Із наведених на рис. 6 результатів розрахунків видно, що електроенергію у мікромережі генерує переважно когенераційна установка і зовнішня електромережа. При цьому в кожен момент часу виконується баланс активної потужності в мікромережі

$$P_{Grid} + P_{Cogen} + P_{PV} = P_{Load} + \sum P,$$

де $\sum P$ – електричні втрати в силовому трансформаторі та в двох лініях електропередавання, що використовувалися в моделі на рис. 3. Ці втрати також розраховуються як функції часу, а їхнє значення складало декілька відсотків від активної потужності навантаження.

Реактивна потужність навантаження, у кожен момент часу компенсується когенератором та зовнішньою мережею, тому в мікромережі виконується також баланс і реактивної потужності

$$Q_{Grid} + Q_{Cogen} = Q_{Load} + \sum Q,$$

де $\sum Q$ – реактивна потужність силового трансформатору і двох ліній електропередавання.

При цьому отримане значення активної потужності характеризує інтенсивність добового споживання електроенергії (тобто за одиницю часу) на підприємстві.

Аналіз добових витрат на електроенергію підприємством. Зміненням активної потужності в мікромережі, які показано сірими стрілками на рис. 3 і значення яких наведено на рис. 5, можна поставити у відповідність інтенсивність грошових витрат за споживану щогодини електричну енергію від відповідних джерел електроживлення. Слід зазначити, що ці потоки характеризуються як

величиною, так і напрямком. Якщо електрична енергія від сонячної станції та когенератора завжди поступає в мікромережу, то відповідні грошові потоки на рис. 3 теж спрямовані до цих джерел.

Взаємодія зовнішньої мережі із мікромережею є більш складною – потік електроенергії між ними в певні проміжки часу може бути спрямованим як в прямому (до мікромережі), так і в зворотному (від джерел мікромережі до зовнішньої мережі, коли підприємство продає надлишок енергії зовнішньому споживачу) напрямках. На рис. 3 такі можливі варіанти показано двонаправленими об'ємними стрілками як для активної потужності P_{Grid} , так і для грошового потоку $C'_{Grid} \cdot P_{Grid}$, пов'язаному з цією потужністю. Тут C'_{Grid} – ціна на електроенергію, що поступає від зовнішньої мережі або передається в цю мережу від підприємства.

Розраховані на цій основі потоки електроенергії в мікромережі дають можливість розрахувати добові витрати на електроенергію, що є важливим показником для підприємства, яке випускає конкурентоспроможну продукцію. Для розрахунку цих витрат використовувалися наступні значення питомих витрат підприємства на виробництво 1 кВт год електроенергії:

- сонячною станцією – $C'_{PV} = 5,6$ грн/(кВт·год);
- когенераційною установкою – $C'_{Cg} = 5,7$ грн/(кВт·год).

При цьому під час розрахунку враховувалися вартість генеруючого обладнання і термін його окупності на підприємстві. Також для когенераційної установки враховувалася вартість природного газу для підприємства на момент проведення цих досліджень.

Ціна на електроенергію, що поступає від зовнішньої електромережі або передається в цю мережу – C'_{Grid} , розраховується з використанням погодинної ціни купівлі або продажу електроенергії в сегменті РДН $C^{РДН}_{II}$ за наступним виразом:

$$C'_{Grid} = \begin{cases} C^{РДН}_{II}, & P_{Grid} > 0, \\ C^{РДН}_{II}, & P_{Grid} < 0. \end{cases}$$

В цьому виразі режим $P_{Grid} > 0$ означає, що мікромережа споживає електроенергію від зовнішньої мережі, а $P_{Grid} < 0$ – мікромережа генерує електроенергію в зовнішню мережу, і підприємство продає електроенергію зовнішньому споживачу за ціною, зумовленою відповідними нормативами – приймалося $C^{РДН}_{II} = 8,96$ грн/(кВт·год)

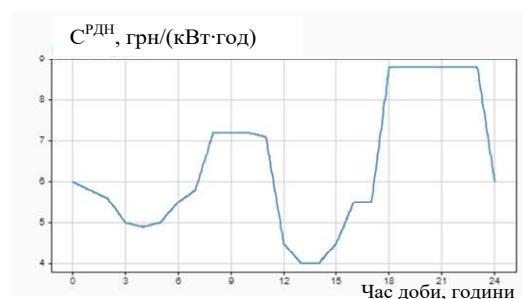


Рис. 7

для проведення подальших розрахунків. Погодинні значення $C^{РДН}$ для підприємства, що використовувалися в цих розрахунках, показано на рис. 7.

Використовуючи ці показники та розраховані і показані на рис. 6, а потоки активної потужності, добові витрати на електроенергію для підприємства у разі використання мікромережі розраховуються за загальною формулою

$$C_{Grid} = \int_0^{24} C'_{Grid}(t) \cdot P_{Grid}(t) dt, \quad C_{PV} = \int_0^{24} C'_{PV} \cdot P_{PV}(t) dt, \quad C_{Cogen} = \int_0^{24} C'_{Cogen} \cdot P_{Cogen}(t) dt. \quad (1)$$

Загальні добові витрати на електроенергію складають

$$\sum C = C_{Grid} + C_{PV} + C_{Cogen}, \text{ [грн]}. \quad (2)$$

На рис. 8 показано погодинні витрати на електроенергію від трьох розглянутих вище джерел живлення, які розраховано як $C'_{Grid}(t) \cdot P_{Grid}(t)$ (для зовнішньої мережі), $C'_{PV} \cdot P_{PV}(t)$ (сонячна станція) та $C'_{Cg} \cdot P_{Cg}(t)$ (для когенератора). Загальні добові витрати, що розраховувалися за виразами (1) і (2) для досліджуваного режиму мікромережі, мають наступні значення: $C_{Grid} = 121$ тис. грн, $C_{PV} = 2$ тис. грн, $C_{Cogen} = 198$ тис. грн, $\sum C = 321$ тис. грн. Видно, що найбільші витрати пов'язані з роботою когенератора і тому будь-яке зменшення ціни на електроенергію від нього суттєво вплине на загальні витрати.

Аналіз добових витрат на електроенергію за різних сценаріїв роботи мікромережі. Визначення стратегії зменшення на підприємстві витрат на електроенергію (за добу, місяць та рік) є актуальною задачею, задля вирішення якої можуть бути задіяні різні підходи і, в тому числі, комп'ютерне моделювання. Такий підхід передбачає побудову відповідної моделі мікромережі, постановку оптимізаційної задачі та отримання оптимального рішення. В найпростішому варіанті постановка задачі оптимізації може включати планування різних сценаріїв роботи мікромережі та вибору з їх числа такого, що характеризується найменшими добовими витратами на електроенергію для підприємства. В даній роботі, реалізуючи саме такий підхід, на основі розробленої та описаної вище Simscape-моделі мікромережі проведено розрахунки декількох сценаріїв, описаних у таблиці, та проведено їхній

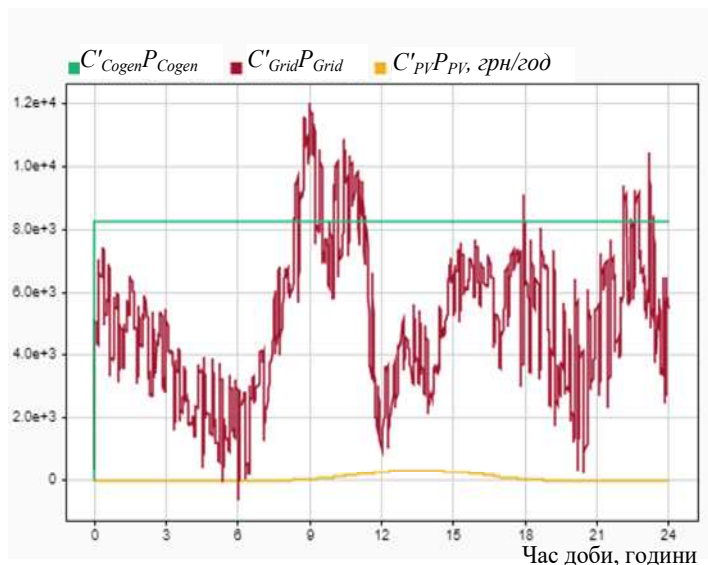


Рис. 8

№ п/п	Короткий опис сценаріїв роботи мікромережі	Загальна сума добових витрат $\sum C$, тис. грн.
1	Електроживлення здійснюється тільки від зовнішньої мережі	345
2	Когенератор і сонячну електростанцію підключено цілодобово	321
3	Когенератор та сонячну станцію підключено з 6-00 до 24-00.	318
4	Потужність когенератора збільшено з 1,45 до 2 МВт.	309
5	Потужність когенератора збільшено з 1,45 до 2,5 МВт.	287
6	Потужність когенератора збільшено з 1,45 до 3 МВт.	252

порівняльний аналіз за критерієм – значення загальних добових витрат на електроенергію $\sum C$ – див. вираз (2). Припускалося, що для збільшення потужності когенератора (позиції 4–6 у таблиці) на підприємстві додатково встановлено ще один когенератор потужністю 1,5 МВт. Із таблиці видно, що оскільки ціна на електроенергію, що продається в зовнішню мережу, є відносно високою – складає 8,96 грн./(кВт·год), то у разі збільшення потужності когенератора або використання, наприклад, додаткового когенератора чи дизель-генератора, загальні добові витрати на електроенергію можуть стати меншими – див. варіанти 5 і 6 у таблиці.

Висновки. 1. Досліджено і визначено наукові та практичні умови реалізації надійного безперебійного електроживлення критично важливого технологічного обладнання стратегічно важливих підприємств України в сучасних умовах.

2. Обґрунтовано, що вказану стратегію доцільно реалізувати шляхом створення мікромережі з когенераційними установками, дизель-генераторами, відновлюваними джерелами електроенергії, акумуляторними і конденсаторними накопичувачами електроенергії та спеціальними джерелами безперебійного електроживлення у єдину локальну

енергосистему підприємства – мікромережу, схематично показану на рис. 1.

3. У процесі реалізації вказаної стратегії в електрообладнанні мікромереж (визначенні та оптимізації довготривалих 24-годинних електромагнітних процесів) треба урахувати, що в них повільно змінюються в часі не тільки амплітуди струмів, але і їхні фази, тому в розрахунках доцільно використовувати так званий узагальнений метод Фазору з проведенням досліджень одночасно у комплексній і часовій площинах.

4. Оскільки в мікромережах використовуються різні джерела електроживлення, то під час визначення шляхів зменшення загальних витрат на електроенергію слід розглядати різні сценарії підключення джерел електроживлення та їхній взаємний вплив на загальні витрати.

1. Microgrid. Design, Optimization, and Applications. Ed. by Amit Kumar Pandey. CRS Press, 2024. 316 p.
2. Patrao J., Figueres E., Garcerá G., González-Medina R. Microgrid architectures for low voltage distributed generation. *Renew Sustain Energy Rev.* 2015. No 43. Pp. 415-424. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.11.054>.
3. Pabbuleti B., Somlal J. A review on hybrid ac/dc microgrids: Optimal sizing, stability control and energy management approaches. *J. Crit. Rev.* 2021. No 7(1). Pp. 371-381. DOI: <https://doi.org/10.31838/jcr.07.02.72>.
4. SGCG/M490/G_Smart Grid Set of Standards 25 Version 3.1. Official edition. 2014. 259 p.
5. IEC TS 62898-1: 2017+AMD 1: 2023 Microgrids – Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification. 2023. 78 p.
6. IEC TS 62898-2: 2018+AMD 1: 2023 Microgrids – Part 2: Guidelines for operation. 2018. 38 p.
7. Kroposki B., Basso T., DeBlasio R. Microgrid standards and technologies. *Energy Society General Meeting*, Pittsburgh, PA, USA, 20–24 July 2008. URL: <https://doi.org/10.1109/pes.2008.4596703> (accessed at 15.06.2025).
8. Bayindir R., Colak I., Fulli G., Demirtas K. Smart grid technologies and applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews.* 2016. Vol. 66. Pp. 499-516. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.08.002>.
9. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchanskyy V., Shkaruplyo V. Evaluation of The Efficiency of The Use of Electricity Storage Systems in The Balancing Group and The Small Distribution System. IEEE 2nd KhPI Week on *Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 13-17 September 2021. Pp. 262-265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>.
10. Hatziairgyriou N., Hiroshi Asano, Reza Iravani, Chris Marnay. Microgrids. *IEEE Power and Energy Magazine.* 2007. Vol. 5. No 4. Pp. 78-94. DOI: <https://doi.org/10.1109/mpae.2007.376583>.
11. Sachidananda Sen, Vishal Kumar. Microgrid modelling: A comprehensive survey. *Annual Reviews in Control.* 2018. Vol. 46. Pp. 216-250. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2018.10.010>.
12. Liang H., Zhuang W. Stochastic Modeling and Optimization in a Microgrid: A Survey. *Energies.* 2014. Vol. 7(4). Pp. 2027-2050. DOI: <https://doi.org/10.3390/en7042027>.
13. Zia M.F., Elbouchikhi E., Benbouzid M.E.H. An Energy Management System for Hybrid Energy Sources-based Stand-alone Marine Microgrid. IOP Conference Series: *Earth and Environmental Science.* 2019. Vol. 322. P. 012001. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/322/1/012001>.
14. Ostapchuk O.V., Shevchenko I.V. Use of hybrid systems based on renewable sources in microgrid: an overview. *Vidnovliuvana energetika.* 2022. No 4. Pp. 9-25. DOI: [https://doi.org/10.36296/1819-8058.2022.4\(71\).9-25](https://doi.org/10.36296/1819-8058.2022.4(71).9-25). (Ukr)
15. Yeliz Yoldaş, Ahmet Önen, Muyeen S.M., Athanasios V. Vasilakos, İrfan Alan. Enhancing smart grid with microgrids: Challenges and opportunities. *Renewable and Sustainable Energy Reviews.* 2017. Vol. 72. Pp. 205-214. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.01.064>.
16. Shcherba A., Vinnychenko D., Suprunovska N., Roziskulov S., Dyczko A., Dychkovskiy R. Management of Mobile Resonant Electrical Systems for High-Voltage Generation in Non-Destructive Diagnostics of Power Equipment Insulation. *Electronics.* 2025. No 14(15). P. 2923. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics14152923>.
17. Zia M.F., Elbouchikhi E., Benbouzid M., Guerrero J.M. Energy Management System for an Islanded Microgrid With Convex Relaxation. *IEEE Transactions on Industry Applications.* 2019. Vol. 55. No 6. Pp. 7175-7185. DOI: <https://doi.org/10.1109/tia.2019.2917357>.
18. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Biletsky O.O. Increasing energy efficiency of charge circuits of supercapacitors from voltage source. Proceedings IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS-2020)*, Kyiv, Ukraine, May 12-14, 2020. Pp. 164-167. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160218>.
19. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analysis of transient and steady modes in the power supply system of electric vehicles, which contains a battery and supercapacitors connected in parallel. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2025. No 5. Pp. 19-25. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.05.019>.
20. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Suprunovska N.I., Bilianin R.V., Antonets T.Yu., Masluchenko I.M. Modeling and analysis of electro-thermal processes in installations for induction heat treatment of aluminum cores of power cables. *Electrical Engineering & Electromechanics.* 2024. No 1. Pp. 51-60. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.07>. (Ukr)
21. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Transient analysis in circuits of electric discharge installations with voltage feedback taking into account the recovery time of locking properties their semiconductor switches. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2018. No 3. Pp. 43-47. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.043>.
22. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Features of the formation of multi-channel pulse currents and fast-migrating electric sparks in the layer of current-conducting granules of electric-discharge installations. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2022. No 2. Pp. 3-11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.003>.

23. Shcherba A., Podoltsev O., Kucheriava I., Hutorova M., Petryshyn L., Pazynich Yu. Computer simulation and management of partial discharges in XLPE insulation of high-voltage power cable. *Polityka Energetyczna, Energy Policy Journal*. 2025. No 28(3). Pp. 5-26. DOI: <https://doi.org/10.33223/epj/208278>.
24. Li Y., Nejabatkhah F. Overview of control, integration and energy management of microgrids. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*. 2014. Vol. 2. No 3. Pp. 212–222. DOI: <https://doi.org/10.1007/s40565-014-0063-1>.
25. Sirviö K.H., Laaksonen H., Kauhaniemi K., Repo S. Evolution of the electricity distribution networks—active management architecture schemes and microgrid control functionalities. *Applied Sciences*. 2021. Vol. 11. No 4. Pp. 1772. DOI: <https://doi.org/10.3390/app11041772>.
26. Gokul Sidarth Thirunavukkarasu, Mehdi Seyedmahmoudian, Elmira Jamei, Ben Horan, Saad Mekhilef, Alex Stojcevski. Role of optimization techniques in microgrid energy management systems. A review. *Energy Strategy Reviews*. 2022. Vol. 43. Article no: 100899. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.esr.2022.100899>.
27. Ahmad Alzahrani, Mehdi Ferdowsi, Pourya Shamsi, Cihan H. Dagli. Modeling and Simulation of Microgrid. *Procedia Computer Science*. 2017. Vol. 114. Pp. 392-400. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2017.09.053>.
28. Yang T., Bozhko S., Le-Peuvedic J.M., Asher G., Hill C.I. Dynamic Phasor Modelling of Multi-Generator Variable Frequency Electrical Power Systems. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2016. Vol. 31. Issue 1. Pp. 563-571. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2015.2399371>.
29. Sanders S.R., Noworolski J.M., Liu X.Z., Verghese G.C. Generalized averaging method for power conversion circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991. Vol. 6. Pp. 251-259. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.76811>.
30. Stagg G.W., ElAbiad A.H. Computer Methods in Power System Analysis. McGraw-Hill, 1968. 438 p.
31. Reijer Idema, Domenico J. P. Lahaye. Computational Methods in Power System Analysis, 2014. 123 p. DOI: <https://doi.org/10.2991/978-94-6239-064-5>.
32. Mahmoud M.S., Hussain S.A., Abido M.A. Modeling and control of microgrid: An overview. *Journal of the Franklin Institute*. 2014. Vol. 351. Issue 5. Pp. 2822-2859. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2014.01.016>.

MODELING AND ANALYSIS OF LONG-TERM 24-HOUR PROCESSES OF CHANGES IN ELECTRICAL ENERGY FLOWS IN THE MICROGRID OF AN INDUSTRIAL ENTERPRISE

A.A. Shcherba¹, O.D. Podoltsev¹, R.V. Belyanin², T.Yu. Antonets², Yu.V. Dadazhanov²

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

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

² Yuzhcable works, PJSC,
Avtogenna str., 7, Kharkiv, 61099, Ukraine.

The paper considers the energy strategy for implementing reliable uninterrupted power supply of critically important technological equipment of an industrial enterprise of Ukraine in modern military conditions by creating its industrial microgrid and solving scientific and technical problems regarding the optimal use of its elements and reducing overall costs, which take into account the cost of electricity received from each source of the microgrid. To solve this problem, a computer modeling method was used. It is shown that for modeling long-term (24-hour) electromagnetic processes in a microgrid, it is advisable to use a generalized method for calculating complex currents, which is usually used to calculate sinusoidal current electrical circuits. However, in this task, it is also necessary to take into account that in a microgrid, not only the amplitudes of currents change slowly over time, but also their phases, so it is advisable to use the dynamic phasor method, according to which the calculation is performed simultaneously in the complex and time planes. To implement this method in the Matlab/Simulink package, it is necessary to develop appropriate system models for all power sources and time-varying loads. The paper presents the results of calculating long-term (over a day) active and reactive power flows in the microgrid of a typical industrial enterprise, which contains such power sources as a solar power plant and a cogeneration unit, which can operate both in parallel with the external power grid and without it. The daily costs of electricity obtained from each power source are determined. In order to identify ways to reduce the total cost of electricity, the paper considers various scenarios for connecting power sources and determines their impact on the total daily costs of the enterprise. References 32, figures 8, table 1.

Key words: industrial microgrid, critical electrical equipment, changes in active and reactive electrical power in the microgrid, method for calculating long-term electrical processes, computer analysis in the Matlab/Simulink package.

Надійшла 03.07. 2025
Прийнята 22.09.2025

ПОРІВНЯННЯ КЛАСИЧНИХ ТА НЕЙРОМЕРЕЖЕВИХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ПРОГНОЗУВАННЯ ОБСЯГІВ СПОЖИВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НЕПОБУТОВОГО СПОЖИВАЧА

В.В. Сичова*, докт. філософії, **В.О. Мірошник****, канд. техн. наук

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

E-mail: miroshnyk.volodymyr@gmail.com.

Розглянуто задачу прогнозування електричного навантаження енергооб'єкта в умовах високої варіативності споживання. Проведено порівняльний аналіз ефективності моделей прогнозування із горизонтами 1 й 24 години. Для першого варіанта досліджено методи SSA, Холта-Вінтерса, а також архітектури нейромереж LSTM і Transformer. Для другого – додатково розглянуто моделі з попередньою декомпозицією на основі перетворення Гільберта-Хуанга (модель M1) та поліноміальної регресії (модель M2). Проведено оцінку якості моделей за допомогою чотирьох метрик: середньої похибки (ME), середньої абсолютної похибки (MAE), середньоквадратичної похибки (RMSE) та середньої абсолютної відносної похибки (MAPE). Отримані результати свідчать, що за горизонту 1 година модель Transformer забезпечила найменші значення MAE та MAPE (2,54 кВт та 4,95% відповідно), що свідчить про її високу точність. LSTM продемонструвала схожу точність із найменшим зміщенням прогнозу. Моделі SSA та Holt-Winters суттєво поступилися за точністю, хоча й показали кращу стабільність у запобіганні великим похибкам. У разі прогнозування на 24 години найкращих результатів за точністю та стабільністю досягла модель Transformer (MAE 3,61 кВт). Модель M1, побудована на основі Гільберта-Хуанга, показала збалансовану продуктивність за всіма метриками, а LSTM – високу абсолютну точність. Додатковий аналіз частот розподілу середньої похибки показав, що Transformer і LSTM забезпечують високу цілісність точних прогнозів у вузьких інтервалах похибок, на відміну від SSA та Holt-Winters, для яких характерні систематичні зсуви. Наукова новизна роботи полягає у визначенні закономірностей застосування нейромережеских моделей у задачах прогнозування навантаження непобутових споживачів: вперше показано перевагу архітектури Transformer для короткострокових горизонтів прогнозування. Бібл. 16, рис. 2, табл. 3.

Ключові слова: прогнозування навантаження, часові ряди, мікромережа, LSTM, Transformer, декомпозиція, Holt-Winters, SSA.

Вступ. Сучасні умови функціонування Об'єднаної енергосистеми України характеризуються підвищеною нестабільністю, зумовленою комплексом глобальних викликів (енергетична криза, кліматичні зміни) та локальних ризиків (воєнні дії, техногенні інциденти) [1]. Актуальні цілі посилення стійкості ОЕС України в цих умовах наведені, зокрема, в Стратегії розвитку розподіленої генерації на період до 2035 року [2], серед яких виділено збільшення сумарної встановленої потужності об'єктів відновлюваної енергетики виробниками та активними споживачами, збільшення сумарної встановленої потужності та ємності установок зберігання енергії, модернізація мережевої інфраструктури, створення мікромереж на принципах «розумних мереж».

За таких умов забезпечення сталої, безперебійної та економічно ефективної роботи енергооб'єктів вимагає впровадження інтелектуальних технологій керування навантаженням, ключовим елементом яких є високоточне прогнозування обсягів споживання електричної енергії на різних часових горизонтах.

Особливе значення ця задача має для непобутових споживачів електричної енергії, частка яких у структурі споживання електроенергії в окремих регіонах перевищує 60%. До цієї категорії належать промислові підприємства, логістичні центри, заклади охорони здоров'я, об'єкти транспортної інфраструктури та IT-центри обробки даних. Споживання таких об'єктів відзначається високою варіативністю, зумовленою виробничими циклами, зміною режимів роботи обладнання та впливом зовнішніх чинників (температурні коливання, погодні умови, графіки поставок сировини).

© Сичова В.В., Мірошник В.О., 2026

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

© Видавець ВД «Академпериодика» НАН України, 2026



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

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

Неврахування цих факторів у прогнозних моделях призводить до значних небалансів, підвищення тарифних витрат та зниження стійкості енергопостачання.

В умовах розвитку концепції активного споживача (prosumer) [3], що поєднує функції споживання та генерації електроенергії, зростає потреба у точному прогнозуванні як для побудови власного енергобалансу, так і для оптимізації взаємодії з ринком. Наприклад, непобутовий споживач електричної енергії, що має дахову фотоелектричну станцію та систему накопичення енергії, здатен в години низьких цін накопичувати електроенергію, а в години пікового навантаження – продавати її в мережу. Ефективність такої стратегії прямо залежить від точності прогнозів виробітку та споживання.

Мікромережі, що інтегрують локальні джерела генерації, установки зберігання енергії та гнучке навантаження споживачів, потребують прогнозних рішень для оптимального керування режимами своєї роботи [4]. Зокрема, у разі аварійного відключення від систем розподілу або роботі у режимі «острова» точність прогнозування визначає здатність системи підтримувати баланс між генерацією та споживанням, уникати перевантажень і забезпечувати енергопостачання критичних споживачів (наприклад, лікарень або систем водопостачання).

У більш широкому контексті впровадження високоточних алгоритмів прогнозування є необхідною умовою підвищення гнучкості енергосистеми. Для системного оператора це означає можливість зменшення потреби у швидкодіючих резервних потужностях. Для операторів розподільчих мереж це дає змогу знизити витрати, пов'язані з закупівлею електричної енергії для покриття втрат в мережі [5]. Для операторів мікромереж – підвищення автономності та ефективності використання наявних ресурсів. Для непобутових споживачів – зменшення витрат на електроенергію та оптимізація графіків роботи обладнання.

Вибір часових горизонтів прогнозування (1 година та 24 години) обумовлений різними завданнями енергоменеджменту. Прогноз на 1 годину вперед використовується для оперативного керування – балансування генерації та споживання у режимі реального часу, коригування графіків роботи обладнання, зміни режимів зарядки/розрядки накопичувачів, а також задля своєчасного реагування на аварійні події або різкі коливання навантаження. Такий прогноз особливо важливий задля підтримки стабільності мікромереж та уникнення короткострокових небалансів. Прогноз на 24 години вперед є ключовим для добового планування: формування заявок на ринку «на добу наперед» (Day-Ahead Market), оптимізації закупівлі електроенергії, планування роботи резервних джерел та розподілу навантаження між різними об'єктами. Для промислових споживачів це дає можливість інтегрувати прогноз у виробничі графіки, зменшити витрати на електроенергію та уникнути пікових тарифів.

Метою даного дослідження є аналіз та порівняння ефективності різних методів прогнозування електричного навантаження для непобутового споживача, а також виявлення закономірностей і методичних особливостей застосування класичних та нейромережевих моделей на різних горизонтах прогнозування.

Задля досягнення поставленої мети були сформульовані такі основні завдання.

1. Побудувати та адаптувати моделі прогнозування навантаження з використанням сучасних методів, зокрема Transformer, LSTM, SSA, Holt-Winters та моделей з попередньою декомпозицією.

2. Провести навчання моделей на реальних даних споживання електроенергії досліджуваного енергооб'єкта.

3. Оцінити точність моделей під час прогнозування на 1 та 24 години з використанням метрик ME, MAE, RMSE та MAPE.

Опис досліджуваних моделей. В роботі проведено порівняльне дослідження результатів прогнозування за допомогою таких моделей: однофакторних (SSA, метод Холта-Вінтерса), багатфакторних (моделі декомпозиції 1 та 2), моделей ШНМ (Transformer, LSTM).

1. Аналіз сингулярного спектру (SSA) [6] використовується задля аналізу та прогнозування часових рядів шляхом їх розкладання на трендові, періодичні та шумові компоненти. Основні кроки методу включають: побудову матриці траєкторій (часовий ряд поділяється на підпоследовності за допомогою ковзного вікна з 30% історичних даних, забезпечуючи, щоб його довжина була кратною 7); виконання сингулярного розкладання (SVD) матриці траєкторій на три компоненти для вилучення основних структур ряду; вибір рангу та реконструкція згладженого ряду з домінантних компонентів; застосування діагонального усереднення для агрегації вилучених компонентів назад у часовий ряд і, нарешті, прогнозування за допомогою методів екстраполяції задля отримання майбутніх значень.

2. Метод Холта-Вінтерса (HW) [7] (мультиплікативна модель) використовується для прогнозування часових рядів з яскраво вираженими сезонними та трендовими компонентами. Він

базується на трьох ключових елементах: рівні (центральна тенденція ряду), тренді (швидкість змін з часом) та сезонності (періодичні коливання). Компоненти оновлюються рекурсивно, а прогноз обчислюється на основі їхніх значень. Параметри згладжування (α , β , γ) вибираються в діапазоні від 1 до 20 з кроком 0,1 задля досягнення оптимальних результатів.

3. Модель декомпозиції 1 (M1). Попереднє розкладання ретроспективних даних часових рядів виконується за допомогою перетворення Гільберта-Хуанга [8], розділяючи їх на базову складову та складові, що залежать від температури повітря та дня тижня. Наявність цих складових у кожному годинному профілі визначається шляхом контролю коефіцієнта кореляції між комбінацією власних функцій моди та значень зовнішніх факторів. Прогнозування базової складової проводиться за допомогою SSA, тоді як залежні складові прогнозуються за допомогою квантильної регресії з подальшою обробкою залишків за допомогою ARIMA. Отримані результати погодинного сегмента додатково коригуються задля забезпечення узгодженості шляхом контролю кривизни форми добового графіка.

4. Модель декомпозиції 2 (M2). Попереднє розкладання ретроспективних даних часових рядів проводиться за допомогою поліноміальної регресії, розділяючи їх на базову складову, складові, що залежать від температури повітря та дня тижня, та стохастичну складову. Наявність залежних складових у кожному погодинному сегменті визначається шляхом контролю коефіцієнта кореляції. Прогнозування залежних компонентів виконується за допомогою поліноміальної регресії, тоді як стохастична компонента генерується в межах заздалегідь визначених меж. Отримані результати погодинного сегмента згодом коригуються задля узгодженості шляхом контролю кривизни форми добового графіка.

5. Transformer (T) [9 – 12] – нейронна модель, побудована на основі механізму самоуваги (self-attention), яка дає змогу ефективно виявляти залежності між елементами послідовності незалежно від їх взаємного розташування. На відміну від рекурентних моделей, Transformer виконує обробку усієї послідовності одночасно, що значно підвищує швидкість обчислень і дає можливість ефективно масштабувати модель. Основу архітектури становлять блоки багатоголової самоуваги та позиційного кодування, які забезпечують контекстуальне зважування інформації.

Модель Transformer, використана для прогнозування на 24 точки, побудована за принципом спільного енкодера з розгалуженою структурою виходів, де кожен вихід відповідає за окрему точку прогнозу. Вхідні ознаки послідовно перетворюються лінійним шаром у простір прихованих представлень і далі обробляються трансформер-енкодером з багатоголовою механікою уваги. Це дає змогу моделі вловлювати складні часові залежності та взаємозв'язки у даних, зберігаючи глобальний контекст у всьому вікні спостереження.

6. LSTM [13 – 16] – тип рекурентної нейронної мережі, який використовує спеціальні комірки пам'яті для моделювання часових залежностей у послідовних даних. Архітектура LSTM включає три типи клерувальних елементів: вхідний, забування та вихідний, які регулюють потік інформації через часові кроки. Завдяки цьому мережа здатна ефективно зберігати релевантну інформацію протягом тривалих періодів часу, що забезпечує високу точність прогнозування у роботі з нестационарними часовими рядами.

Вибірка. Досліджуваным об'єктом є адміністративна будівля – непобутовий споживач з характерним поєднанням постійного базового навантаження (серверні кімнати, системи освітлення, вентиляції) та змінного робочого навантаження (офісні та лабораторні приміщення). За період спостережень середнє навантаження становило 59,6 кВт, максимальне досягало 394,8 кВт, мінімальне опускалося до 10,96 кВт (0 за умов аварійних відключень). У структурі споживання простежується виражена добова та тижнева циклічність: пікові значення навантаження спостерігаються у робочі години буднів, мінімальні – у нічний час та вихідні. Досліджувана вибірка щогодинних даних про навантаження охоплює період з 11.12.2020 по 30.09.2024. Прогнозування здійснено на період, що становить 10% загальної вибірки, з 15.05 по 30.09.2025.

У цьому дослідженні «особливі» дні (офіційні та неофіційні свята, перенесення вихідних, зміни літнього/зимового часу) не виділялися окремо. Задля прогнозування обсягів споживання в «особливі» дні необхідним є застосування окремих методів, оскільки їх сигнал в межах всієї вибірки є незначним, що унеможливує побудову моделі, яка однаково ефективно враховує і регулярні, і «особливі» дні. В рамках даного дослідження дані по «особливим» дням було залишено у вибірці, оскільки, враховуючи рекурентний характер моделі, виключення одного дня призводить до більшого спотворення вхідних даних для прогнозу декількох наступних діб або тижнів. Це рішення прийнято з метою збереження цілісності вибірки та наближення моделі до умов реальної експлуатації, коли

прогноз формується без попереднього ручного коригування даних. Таким чином, вплив нерегулярних змін у навантаженні враховується опосередковано в межах загального навчання моделі.

Методані отримано для міста Києва, де розташований досліджуваний об'єкт. Точна координата метеостанції не уточнювалася, проте зроблено припущення, що просторові відмінності кліматичних умов у межах міста є незначними і не впливають суттєво на якість прогнозування.

Результати прогнозування. Досліди із прогнозування на 1 годину вперед здійснено за допомогою моделей SSA, HW, LSTM та Transformer, на 24 години – за допомогою моделей SSA, HW, LSTM, Transformer та моделей декомпозиції M1 та M2.

В моделях декомпозиції враховано 2 зовнішні чинники: температура повітря та номер дня тижня. В моделях LSTM та Transformer – 24 зовнішні чинники:

- статистичні (номери години, дня тижня, місяця, бінарний показник робочий/вихідний, попередні значення із періодом 1, 24, 48 та 168 годин, середньоквадратичне відхилення та середнє значення попередніх 6, 12 та 24 годин);
- погодні:
 - горизонтальна складова швидкості вітру на висоті 10 м, напрямом СХ-ЗХ (м/с);
 - горизонтальна складова швидкості вітру на висоті 10 м, напрямом ПН-ПД (м/с);
 - температура точки роси на висоті 2 м (К);
 - температура повітря на висоті 2 м (К);
 - атмосферний тиск на рівні землі (Па);
 - кількість опадів (м водного стовпчика);
 - чисте короткохвильове випромінювання (сонячне) на поверхні (Дж/м²);
 - хмарність (1 = повністю хмарно, 0 = без хмар);
 - тип опадів (0 = без опадів, 1 = дощ, 2 = мокрий сніг, 3 = сніг);
 - кількість снігопаду (м водного стовпчика).

В табл. 1 наведено похибки прогнозування для горизонту 1 година.

Таблиця 1

Похибки	T	LSTM	SSA	HW
ME, кВт	0,87	-0,38	0,43	6,37
MAE, кВт	2,54	2,95	15,55	12,83
RMSE, кВт	5,66	5,67	20,91	20,82
MAPE, %	4,95	9,62	44,32	35,34

Згідно із наведеними в табл. 1 результатами, найнижчі значення середньої абсолютної похибки (MAE=2,54 кВт) та середньої абсолютної відносної похибки (MAPE=4,95%) продемонструвала модель Transformer. LSTM також показала схожу точність прогнозування з MAE=2,95 кВт та MAPE=9,62%. При цьому LSTM має найменше зміщення (ME=-0,38 кВт), що вказує на відсутність систематичного заниження чи завищення прогнозів.

Моделі SSA та HW суттєво поступаються за точністю. Зокрема, результати HW характеризуються систематичним завищенням прогнозів (ME=6,37 кВт) та високою відносною похибкою (MAPE=35,34%).

Таким чином, найкращу якість прогнозування продемонструвала модель Transformer, яка може бути рекомендована для практичного використання. Модель LSTM розглядається як ефективна альтернатива або додатковий елемент в ансамблевому підході. Моделі SSA та HW доцільно використовувати лише як базові або порівняльні методи через їхню високу похибку.

На рис. 1 зображено теплову карту частот ME моделей у разі прогнозування на 1 годину.

Transformer демонструє найкращу стабільність прогнозування. Більшість його похибок (61,9%) лежать у вузьких інтервалах від -1 до +5 кВт, причому найвища частота спостерігається в інтервалі 1–5 кВт (35,43%) та 0–1 кВт (26,50%). Частка великих похибок (>±20 кВт) становить лише 1,38%, що є найнижчим значенням серед усіх моделей. Результати LSTM мають меншу концентрацією точних прогнозів. Частка високих значень похибок (>±20 кВт) невелика – 2,12%.

Результати SSA характеризуються широким розподілом похибок, особливо в інтервалах великих від'ємних значень. Сукупно 50,77% похибок припадає на інтервали від -50 до -5 кВт, що вказує на схильність моделі до систематичного заниження результатів прогнозування. Частка великих абсолютних похибок (|ME| > 20 кВт) становить 23,29%, що суттєво погіршує надійність цієї моделі.

Результати HW мають зосередження похибок в інтервалі $-5 \dots -1$ кВт (27,85%). Проте модель також має високу частку великих позитивних похибок (від 20 до 50 кВт – 16,46%, >50 кВт – 4,44%), що свідчить про нестабільність у крайніх випадках. Загальна частка похибок $|ME| > 20$ кВт становить 20,89%.

В табл. 2 наведено похибки прогнозування для горизонту 24 години.

Модель M1, де застосовано декомпозицію за допомогою методу Гільберта–Хуанга, демонструє кращі результати порівняно із M2, де застосовано поліноміальну регресію задля декомпозиції. M2 демонструє високі значення похибок за всіма метриками.

LSTM показала дещо ліпші результати за абсолютною похибкою ($MAE=5,69$ кВт) порівняно з M1, проте має вище зміщення ($ME=-1,65$ кВт) та більший відсоток середньої похибки ($MAPE=20,86\%$). Це свідчить про деяке

Таблиця 2

Похибки	M1	M2	T	LSTM	SSA	HW
ME, кВт	-0,47	-4,08	1,00	-1,65	0,17	-4,97
MAE, кВт	6,16	13,13	3,61	5,69	9,59	10,46
RMSE, кВт	10,69	20,74	7,05	9,88	15,1	17,3
MAPE, %	17,61	40,13	15,00	20,86	28,29	39,5

зміщення прогнозу в бік заниження, зокрема HW має найбільше негативне зміщення серед усіх моделей ($ME = -4,97$ кВт).

На рис. 2 зображено теплову карту частот ME моделей у разі прогнозування на 24 години.

Згідно із рис. 2 в межах похибок ± 1 кВт найкращі результати 30% демонструє модель Transformer. Значна частка її похибок (80,2%) сконцентрована в діапазоні $-5 \dots 5\%$. Для моделі LSTM це значення становить 66,2%, і вона значно поступається Transformer у центральному інтервалі. Transformer та LSTM значно рідше припускаються екстремальних значень похибок: 2% та 4,9% відповідно випадків мають похибку понад 20 кВт. Тоді як для моделей SSA, HW та M2 ці значення значно вищі від 7 до 20,8%.

У табл. 3 наведено результати порівняння моделей прогнозування навантаження за середньою абсолютною похибкою (MAE) для різних тарифних інтервалів доби (пікові, напівпікові та позапікові години). Такий підхід дає можливість оцінити практичну придатність прогнозів у найбільш критичних періодах енергоспоживання, коли похибки прогнозу мають найбільший вплив на балансування мікромережі та фінансові витрати споживача.

Вибір саме метрики MAE обґрунтований її інтерпретаційною простотою: вона виражає середнє відхилення прогнозу від фактичних значень у тих самих одиницях (кВт), що й навантаження, без урахування знака похибки. Це дає змогу прямо оцінити масштаб відхилень для кожної моделі в

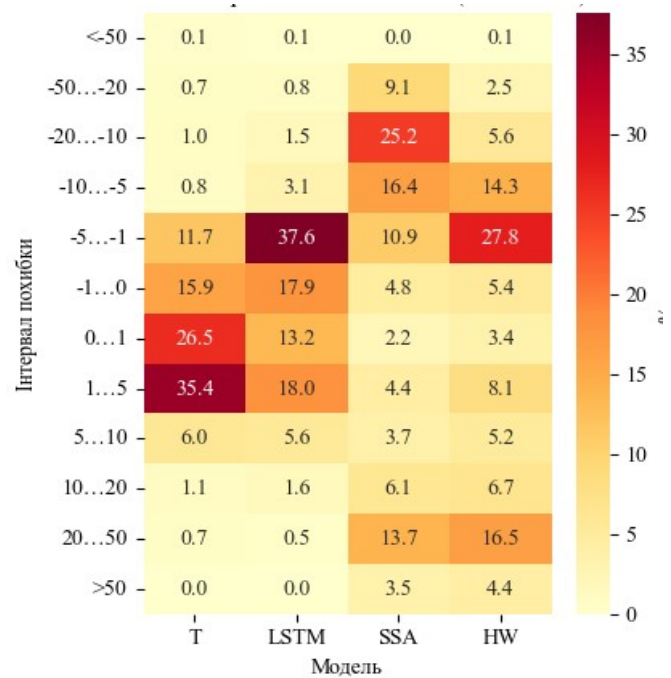


Рис. 1

заниження прогнозованого навантаження в середньому. Модель Transformer в цілому перевищує усі моделі за точністю. Проте, значення ME 1 кВт, що за модулем більше, ніж у M1 (-0,47) та SSA (0,17), свідчить про зміщення розподілу похибок в додатну область.

SSA та HW демонструють значне

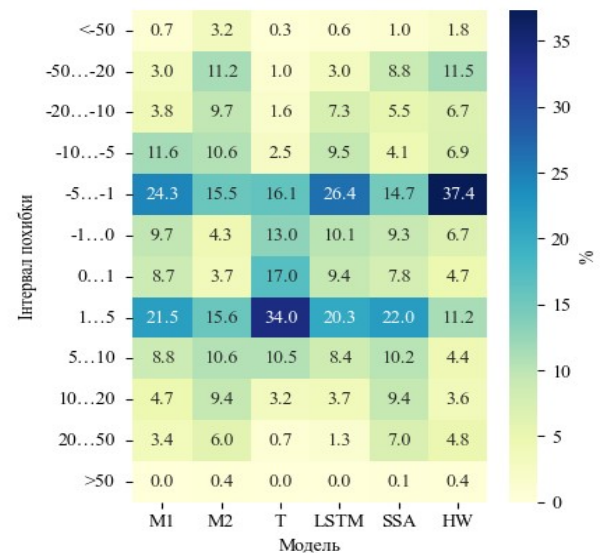


Рис. 2

Таблиця 3											
	Горизонт 1 год				Горизонт 24 год						
год	T	LSTM	SSA	HV	M1	M2	T	LSTM	SSA	HV	
7-8	1,06	2,86	12,65	4,86	3,78	6,24	5,11	2,84	3,00	4,36	
8-11	2,37	3,48	11,54	9,46	8,17	14,49	6,36	5,64	13,17	14,81	
11-20	3,66	3,76	21,51	24,03	6,32	11,97	2,60	4,91	8,93	8,87	
20-22	2,82	2,83	8,07	5,05	3,96	6,80	2,57	3,71	3,76	4,35	
22-23	1,96	2,18	11,08	4,53	3,45	7,43	2,10	3,70	3,02	3,73	
23-7	1,54	1,97	13,14	5,43	3,33	5,89	7,40	2,85	2,58	4,19	

різні години доби.

Аналіз похибок за тарифними інтервалами свідчить, що найнижчі значення MAE в усіх часових зонах демонструють моделі Transformer та LSTM. Зокрема, у пікові години, коли точність прогнозу є найбільш критичною з точки зору

балансування енергосистеми та фінансових витрат споживача, Transformer забезпечує середні відхилення у межах 2,3–2,8 кВт у прогнозуванні на одну годину та зберігає конкурентну перевагу і на горизонті 24 години. LSTM показує близькі результати, хоча дещо поступається за абсолютними величинами похибки. Натомість класичні моделі SSA та Holt–Winters у пікові інтервали характеризуються суттєво вищими похибками, що досягають понад 9–14 кВт, і демонструють систематичне зниження точності. У напівпікові години Transformer та LSTM також залишаються найбільш надійними, забезпечуючи MAE на рівні 1–4 кВт, тоді як SSA та Holt–Winters знову суттєво відстають. У позапікові години Transformer зберігає лідерство за коротким горизонтом прогнозу, хоча у разі добового прогнозування його точність дещо знижується внаслідок більшої складності моделювання нічних коливань навантаження. Загалом отримані результати підтверджують, що саме нейромережеві моделі, насамперед Transformer, забезпечують найбільш стабільну і високу точність прогнозування незалежно від періоду доби, тоді як класичні методи значно поступаються за усіма часовими зонами.

Висновок. У дослідженні здійснено комплексне порівняльне оцінювання класичних та нейромережевих моделей прогнозування електричного навантаження непобутового споживача на горизонтах 1 та 24 години. Отримані результати дали змогу встановити специфіку застосування різних підходів залежно від часової глибини прогнозу та структури вхідних даних. Наукова новизна роботи полягає у проведенні всебічного аналізу точності та стабільності моделей із використанням не лише традиційних метрик (ME, MAE, RMSE, MAPE), але й додаткового дослідження розподілів похибок, що дало можливість кількісно оцінити стійкість прогнозів і виявити закономірності систематичних зсувів окремих методів. Вперше у межах задачі прогнозування навантаження непобутових споживачів продемонстровано, що модель Transformer забезпечує найвищий рівень точності та стабільності як у короткостроковому (1 година), так і у середньостроковому (24 години) прогнозуванні. У разі прогнозування на 1 годину найкращі показники точності отримано для моделей Transformer і LSTM, тоді як однофакторні моделі SSA та Holt–Winters істотно поступилися за точністю та стабільністю. Для горизонту 24 години Transformer продемонстрував найвищу якість прогнозування, а моделі M1 та LSTM показали відносну стійкість і прийнятну точність. Натомість методи Holt–Winters, SSA та M2 виявилися найменш ефективними як за значеннями метрик, так і за стабільністю результатів.

Роботу виконано за держбюджетними темами «Забезпечення ефективного функціонування та розвитку розподіленої енергетики в Україні з використанням технологій мікромереж (шифр: РЕЖИМ-3)» та «Розвиток розподіленої енергетики в умовах ринку електричної енергії України з використанням технологій та систем цифровізації. Розділ 1. Організаційні та математичні моделі взаємодії учасників децентралізованого ринку електроенергії» (шифр. Цифровізація) (КПКВК 6541230).

COMPARISON OF CLASSIC AND NEURAL NETWORK MODELS FOR FORECASTING ELECTRICITY CONSUMPTION OF NON-HOUSEHOLD CONSUMER

V.V. Sychova, V.O. Miroshnyk

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Beresteiskiy Ave., Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: miroshnyk.volodymyr@gmail.com.

The study addresses the problem of forecasting the electrical load of an energy facility under conditions of high consumption variability. A comparative analysis of forecasting model performance is carried out for horizons of 1 and 24 hours. For the

first case, the SSA, Holt–Winters methods, as well as LSTM and Transformer neural network architectures, were examined. For the second case, models with prior decomposition based on the Hilbert–Huang transform (model M1) and polynomial regression (model M2) were additionally considered. The quality of the models was evaluated using four metrics: mean error (ME), mean absolute error (MAE), root mean square error (RMSE), and mean absolute percentage error (MAPE). The results show that, for the 1-hour horizon, the Transformer model achieved the lowest MAE and MAPE values (2.54 kW and 4.95%, respectively), indicating high accuracy. LSTM demonstrated similar accuracy, with the smallest forecast bias. The SSA and Holt–Winters models were significantly less accurate, though they showed better stability in avoiding large errors. For the 24-hour horizon, the Transformer model achieved the best results in both accuracy and stability (MAE = 3.61 kW). The M1 model, based on the Hilbert–Huang transform, showed balanced performance across all metrics, while LSTM achieved high absolute accuracy. Additional analysis of mean error distribution frequencies showed that Transformer and LSTM provide high densities of accurate forecasts within narrow error intervals, unlike SSA and Holt–Winters, which are characterized by systematic biases. The conclusions have practical significance for energy management tasks in microgrid conditions, particularly for operational load planning, loss reduction, and optimization of backup power sources. References 16, figures 2, tables 3.

Keywords: load forecasting; time series; microgrid; LSTM; Transformer; decomposition; Holt–Winters; SSA.

1. 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 European continental energy system ENTSO-E. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 5. Pp. 59–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.059>. (Ukr)
2. On the Approval of the Strategy for the Development of Distributed Generation for the Period until 2035 and the Endorsement of the Operational Action Plan for Its Implementation in 2024–2026. Order of the Cabinet of Ministers of Ukraine. Dated July 18, 2024 No. 713-p. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/713-2024-%D1%80#Text> (accessed at 11.08.2025) (Ukr).
3. Procedure for the sale and accounting of electricity generated by active consumers, and payments for it. Resolution of the national commission for the energy and utilities of Ukraine no. 2651 of 29.12.2023. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v2651874-23#Text> (accessed at 11.08.2025) (Ukr).
4. Blinov I.V., Parus Ye.V., Shymaniuk P.V., Vorushylo A.O. Optimization model of microgrid functioning with solar power plant and energy storage system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 69–78. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.069>. (Ukr)
5. Blinov I., Radziukynas V., Shymaniuk P., Dyczko A., Stecula K., Sychova V., Miroshnyk V., Dychkovskiy R. Smart management of energy losses in distribution net-works using deep neural networks. *Energies*. 2025. No 18. 3156. DOI: <https://doi.org/10.3390/en18123156>.
6. Hassani H. Singular Spectrum Analysis: Methodology and Comparison. *Journal of Data Science*. 2007. No 5(2). Pp. 239–257. DOI: [https://doi.org/10.6339/JDS.2007.05\(2\).396](https://doi.org/10.6339/JDS.2007.05(2).396).
7. Taylor J. W. Short-term electricity demand forecasting using double seasonal exponential smoothing, *Journal of the Operational Research Society*. 2003. Vol. 54. No. 8. Pp. 799–805. DOI: <https://doi.org/10.1057/palgrave.jors.2601589>
8. Blinov I., Miroshnyk V., Sychova V. Comparison of models for short-term forecasting of electricity imbalances. *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>.
9. Vaswani A., Shazeer N., Parmar N., Uszkoreit J., Jones L., Gomez A.N., Kaiser Ł., Polosukhin I. Attention Is All You Need. In *Advances in Neural Information Processing Systems (NeurIPS)*. 2017. 30. DOI: <https://doi.org/10.48550/arXiv.1706.03762>.
10. Antonesi G., Cioara T., Anghel I., Michalakopoulos V., Sarmas E., Todorean L. A systematic review of transformers and large language models in the energy sector: towards agentic digital twins. *Applied Energy*. 2025. Vol. 401. Part A. Article no 126670. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2025.126670>.
11. Michalakopoulos V., Zakynthinos A., Sarmas E., Marinakis V., Askounis D. Hybrid short-term wind power forecasting model using theoretical power curves and temporal fusion transformers. *Renewable Energy*. 2025. Vol. 256. Part C. Article no 124008. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2025.124008>.
12. Arifin Yu., Sonata I., Maryani N., Gunawan E.P. Weather Prediction in Agriculture Yields with Transformer Model. *Procedia Computer Science* 2024. Vol. 245. Pp. 750–758. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2024.10.301>
13. Sepp Hochreiter, Jürgen Schmidhuber. Long Short-term Memory. *Neural computation*. 1997. Vol. 9. Issue 8. Pp. 1735–1780. DOI: <https://doi.org/10.1162/neco.1997.9.8.1735>.
14. Albeladi K., Zafar B., Mueen A. Time series forecasting using LSTM and ARIMA. *Int. J. Adv. Comput. Sci. Appl.* 2023. Vol. 14. No 1. Pp. 313–320. DOI: <https://doi.org/10.14569/IJACSA.2023.0140133>.
15. Hossain M.S., Mahmood H. Short-term load forecasting using an LSTM neural network. In: *2020 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, Champaign, IL, USA, 27–28 February 2020. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/PECI48348.2020.9064654>.
16. Kwon B.S., Park R.J., Song K.B. Short-term load forecasting based on deep neural networks using LSTM layer. *J. Electr. Eng. Technol.* 2020. No 15(05). Pp. 1501–1509. DOI: <https://doi.org/10.1007/s42835-020-00424-7>.

Надійшла 14.08.2025

Прийнята 25.09.2025

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ В ЛИСТОВИХ НЕМАГНІТНИХ МЕТАЛАХ ПІД ЧАС
МАГНІТО-ІМПУЛЬСНОЇ ОБРОБКИ ШВІВ В ПРОЦЕСІ ЗВАРЮВАННЯ

І.П. Кондратенко^{1*}, чл.-кор. НАН України, Р.С. Кришук^{1**}, канд. техн. наук,
Л.М. Лобанов^{2***}, академік НАН України, М.О. Пашин^{2****}, докт. техн. наук,
О.Л. Миходуй^{2*****}, канд. техн. наук, О.М. Тимошенко^{2*****}, канд. техн. наук

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

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

E-mail: dep7ied@ukr.net; olga.mikhodui@gmail.com.

Залишкові напруження розтягу, що є у зварних з'єднаннях, негативно впливають на втомну міцність, корозійну стійкість та точність геометричних параметрів металевих конструкцій. Обробка імпульсним електромагнітним полем дає змогу оптимізувати напружений стан та структуру металу зварного з'єднання. Це сприяє підвищенню надійності та довговічності конструкцій і, як наслідок, подовженню їх експлуатаційного ресурсу. **Метою роботи** є встановлення за допомогою математичного моделювання розподілу електромагнітного поля і магнітних сил в об'ємі зварного шва у пластині зі сплаву алюмінію з ізотропними параметрами під час його оброблення магнітним полем індуктора з імпульсним струмом. Розроблено тривимірну математичну модель індукційної системи для розрахунку рівняння електромагнітного поля. Виконано розрахунок імпульсного струму в провідниках обмотки індуктора разом з електромагнітним полем всієї індукційної системи, використовуючи рівняння електричного кола за другим законом Кірхгофа та рівняння електромагнітного поля на основі системи рівнянь Максвелла. Проведено порівняння магнітних сил, напруженості поля та густини вихрових струмів у області зварного шва для пластин товщиною 6 мм і 3 мм. Пластина товщиною 6 мм може бути інтерпретована як дві пластини по 3 мм, одна з яких має зварний шов, а інша виконує роль екрану, що дало можливість дослідити вплив такого екранування на розподіл сил і струмів. Виконано дослідження векторних величин напруженості поля, густини струму та магнітних сил в об'ємі ділянки зварного шва, яка піддається обробці, залежно від часу. На базі розробленої методики проведено експериментальні дослідження впливу магніто-імпульсного оброблення на залишкові зварювальні напруження і структуру металу зварних з'єднань із алюмінієвого сплаву АМг6. Доведено, що обробка металу шва в процесі або після зварювання сприяє зниженню залишкових напружень розтягу та диспергуванню структури металу зварного шва. Бібіл. 16, рис. 11, табл. 2.

Ключові слова: імпульсний струм, електромагнітне поле, математична модель, електромагнітний індуктор, обробка зварних швів.

Вступ. В сучасному авіа-, ракето- і суднобудуванні широко використовуються зварні тонколистові конструкції або металеві пластини зі сплавів на основі алюмінію. Залишкові напруження розтягу, що є у зварних з'єднаннях, негативно впливають на довговічність, корозійну стійкість, аеро- та гідродинамічні характеристики таких конструкцій. Оброблення зварних швів імпульсним електромагнітним полем дає змогу знизити залишкові зварювальні напруження розтягу, що має сприяти подовженню експлуатаційного ресурсу металевих конструкцій. Зокрема, в [1] продемонстровано ефективність електродинамічної обробки зварних з'єднань зі сплаву АМг6, де

© Кондратенко І.П., Кришук Р.С., Лобанов Л.М., Пашин М.О., Миходуй О.Л., Тимошенко О.М., 2026

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

*** <https://orcid.org/0000-0001-9296-2335>; **** <https://orcid.org/0000-0002-2201-5137>;

***** <https://orcid.org/0000-0001-6660-7540>; ***** <https://orcid.org/0000-0003-0226-3755>

© Видавець ВД «Академперіодика», НАН України, 2026



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

застосування імпульсного струму через ударний електрод сприяє переходу залишкових розтягувальних напружень у стискальні.

Оброблення зварних швів може здійснюватися як електричним струмом, так і магнітним полем [2–10]. Дослідження [2] показує, що імпульсне електромагнітне навантаження здатне викликати як зниження міцності, так і зміцнення металу шляхом перебудови дислокаційної структури. У роботі [3] систематизовано механізми впливу магнітного поля на пластичність металів, зокрема досліджено вплив магнітного поля на рух дислокацій і релаксацію напружень у металах. Електропластичний ефект, який проявляється за густини імпульсного струму понад 10^6 А/м², детально досліджений в [4], де за допомогою наноіндентування виявлено зниження опору деформації матеріалу під дією електричних імпульсів.

Практичне застосування імпульсного струму задля покращення технологічних процесів розглянуто в [5], де показано переваги волочіння та прокатки металів з використанням імпульсного струму, що забезпечує зниження опору деформації на 25-30%. Аналогічні результати отримано в [6] для низьковуглецевої сталі, де зафіксовано зменшення межі текучості на 48 МПа внаслідок застосування електричних імпульсів струму густиною 10^7 - 10^8 А/м² під час одновісного розтягування. Фундаментальні основи електроімпульсної та електропластичної обробки металів детально розглянуто в [7], де описано фізичні механізми впливу електричного струму на структуру та властивості матеріалів.

Застосування магнітного поля під час зварювання також показує перспективні результати. В [8] експериментально доведено, що використання слабого поперечного магнітного поля (415 мТл) під час лазерного зварювання нержавіючої сталі призводить до зменшення термічних напружень на ~10%, а залишкових напружень у зоні термічного впливу – на ~20 МПа. Дослідження [9] виявило суттєвий вплив електричних імпульсів на механічні властивості та мікроструктуру сплаву AZ31В, де зростання пікового значення густини струму посилює електропластичний ефект, активізуючи динамічну рекристалізацію та зсув дислокацій у кристалічній ґратці. В [10] встановлено ефективність імпульсної електричної обробки задля зменшення залишкових напружень у зварних з'єднаннях алюмінієвого сплаву АК8МЗ, що зумовлює зменшення градієнта мікротвердості в зоні термічного впливу та перерозподіл хімічних елементів у структурі сплаву.

Якщо використовується імпульсне магнітне поле, тоді в зварних швах наводиться вихровий струм високої густини, що взаємодіє з магнітним полем індуктора. Внаслідок даної взаємодії в зоні зварного шва виникає імпульсний магнітний тиск, що ініціює відштовхування індуктора від поверхні зварної пластини. Максимальні значення тиску мають місце у процесі оброблення неферомагнітних металевих матеріалів (наприклад, на основі алюмінію) у порівнянні із феромагнітними (низьковуглецевими сталями). За умов жорсткого закріплення індуктора над поверхнею металу, що обробляється, магнітний тиск ініціює динамічне навантаження на зварне з'єднання, наслідком якого в останньому виникають хвилі механічних напружень стиску. Суперпозиція хвиль напружень стиску із залишковими зварювальними напруженнями розтягу сприяє зниженню останніх за рахунок їх релаксації, яка є наслідком реалізації електропластичного ефекту за умови, що густина імпульсного електричного струму $j \geq 1,0 \cdot 10^9$ А/м². При тому сумісна дія динамічного тиску та електричного струму сприяє подрібненню структури металу зварного шва, що позитивно впливає на його механічні характеристики [11, 12].

Метою роботи є встановлення за допомогою математичного моделювання розподілу електромагнітного поля і магнітних сил в об'ємі зварного шва стикового з'єднання зі сплаву на основі алюмінію з ізотропними параметрами під час його оброблення магнітним полем індуктора з імпульсним струмом.

Математична модель. Моделювання індукційної системи виконується в тривимірній постановці з використанням умови симетрії. На рис. 1, *а* показано ескіз симетричної половини індукційної системи в тривимірній постановці, що використовується безпосередньо задля моделювання електромагнітного поля, на рис. 1, *б* – ескіз в площині симетрії zOy , де: 1 – магнітопровід; 2 – частина обмотки в магнітопроводі; 3 – частина обмотки за межами магнітопроводу; 4 – пластина металу; 5 – ділянка пластини, що піддається максимальному впливу від магнітного поля; 6 – умовно виділений об'єм зубця магнітопроводу, у якому виконується розрахунок індукції магнітного поля. Ділянка 5 умовно поділена горизонтальними лініями на 11 однакових

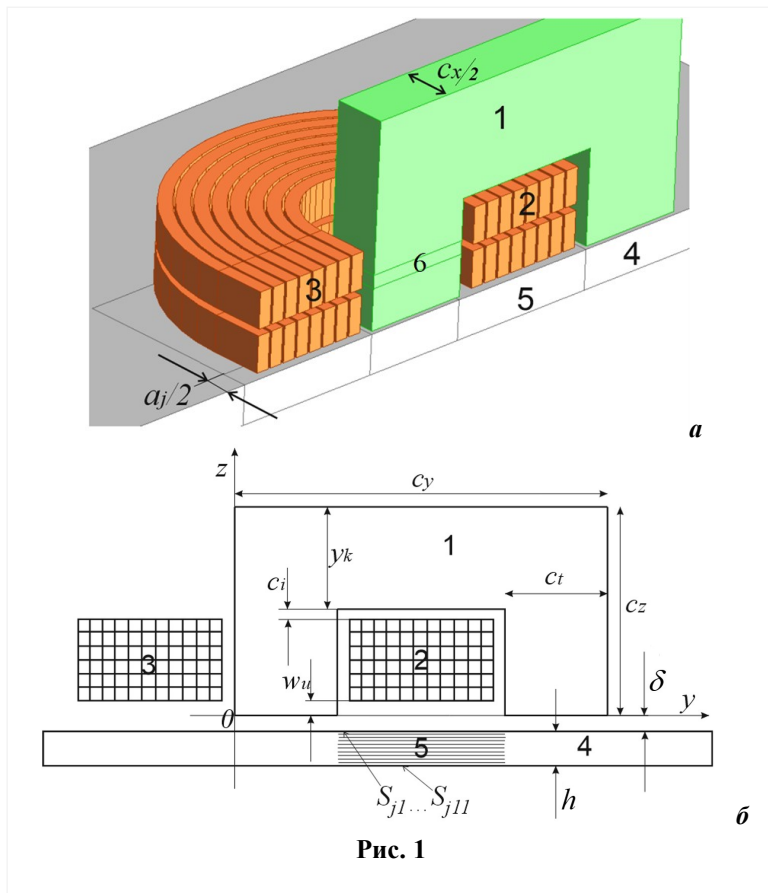


Рис. 1

площин ($S_{j1}...S_{j11}$) задля дослідження електромагнітного поля та магнітних сил на різній глибині об'єму металевої пластини. На рис. 1, а: c_x – ширина магнітопроводу; a_j – ширина зварного шва.

Магнітопровід 1 (рис. 1) виготовлений з нанокристалічного сплаву ММ-11Н, що пройшов термомагнітне оброблення. Електропровідність осердя приймається рівною нулю. Параметри кривої намагнічування обрано згідно [13] на основі кривої намагнічування для аморфних сплавів з термомагнітною обробкою з урахуванням, що індукція насичення ММ-11Н становить 1,2 Тл (табл. 1).

На рис. 2 показано електричне коло, де R_s та L_s – активний опір та індуктивність обмотки індуктора (рис. 1); R_l та L_l – додаткові опір та індуктивність в електричному колі; C – ємність конденсатора, який є джерелом імпульсного струму. Перед замиканням роз'єднувача S конденсатор заряджений до заданої

напруги U_C у момент часу $t=0$. Після замикання вимикача в електричному колі відбувається перехідний процес розряду ємності C . Електричний струм в колі $i_s(t)$ з двома реактивними елементами має періодичний характер. В момент зміни полярності струму $i_s(t)$ вимикач S розмикається. Протікання електричного струму через обмотку індуктора збуджує магнітне поле, яке збуджує вихровий струм у пластині. Взаємодія імпульсного магнітного поля з вихровими струмами у зварному шві створює сумісну дію струму визначеної попередніми дослідженнями густини ($j \geq 1,0 \cdot 10^9$ А/м²) та механічного впливу електромагнітних сил, що забезпечує комплексну обробку металу шва.

Таблиця 1

B , Тл	0,00	0,10	0,12	0,90	1,10	1,18	1,19	1,20	1,21	1,23
H , А/м	0,00	0,50	0,10	20,0	50,0	100	200	500	1000	10000

Магнітне поле індуктора, що взаємодіє з електропровідною пластиною, описується диференціальним рівнянням для напруженості магнітного поля, виведеним з рівнянь Максвела у квазістатичному наближенні (коли струмом зміщення можна знехтувати) за умови сталих електрофізичних параметрів середовища

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{H}) = -\sigma \mu \partial \mathbf{H} / \partial t + \nabla \times \mathbf{j}_s, \quad \mathbf{j}_s = i_s / S_w, \quad (1)$$

де $\mathbf{H}$ – напруженість магнітного поля; σ – питома електропровідність пластини; μ – магнітна проникність; $\mathbf{j}_s$ – густина струму в провідниках індуктора від джерела живлення; S_w – площа поперечного перерізу провідника обмотки. Напруженість магнітного поля може бути знайдена для

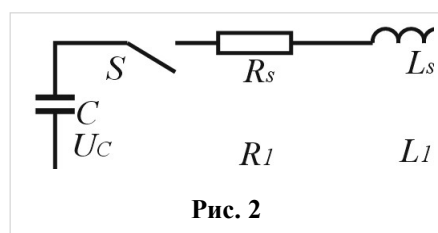


Рис. 2

відомого значення величини струму i_s , який є змінним у часі за законом перехідного процесу та є розв'язанням рівняння, складеного за другим законом Кірхгофа для електричного кола з початковими умовами (рис. 2)

$$\frac{\partial \psi}{\partial t} + i_s R_l + L_l \frac{\partial i_s}{\partial t} = \frac{1}{C} \int i_s dt + U_C, 0, \quad (2)$$

де $U_{C,0}$ – напруга зарядженого конденсатора в початковий момент часу; ψ – потокозчеплення, що розраховується на основі розподілу магнітного поля за рівнянням (1) індукційної системи на рис. 1; $\partial\psi/\partial t$ – індукована напруга на виводах обмотки індуктора, що відповідає напрузі на послідовно з'єднаних активному опорі R_s й індуктивності L_s . Таким чином рівняння (1) і (2) з граничними і початковими умовами описують сумісну коло-польову задачу, розв'язок якої визначається чисельним методом із застосуванням Ansys Electronics Desktop [14].

Для аналізу впливу імпульсного магнітного поля на електропровідне середовище з метою зміни механічних характеристик згідно прояву магнітно-пластичного ефекту необхідно визначити густину струму в зоні дії магнітного поля та величину магнітної сили. Величина густини індукованого струму $\mathbf{j}$ визначається рівнянням Максвелла

$$\mathbf{j} = \text{rot} \mathbf{H}. \quad (3)$$

Розподіл об'ємної густини магнітної сили $\mathbf{f}$ в об'ємі зварного шва розраховується як сила Лоренса за наступним виразом [15]:

$$\mathbf{f} = \mathbf{j} \times \mathbf{B} = \frac{1}{\mu} ((\nabla \times \mathbf{B}) \times \mathbf{B}) = \frac{1}{\mu} \left((\mathbf{B} \cdot \nabla) \mathbf{B} - \frac{1}{2} \nabla B^2 \right), \quad (4)$$

де $\mathbf{B}$ – індукція магнітного поля. Тоді складова n об'ємної густини сили ($n=x, n=y, n=z$) розраховується за виразом [16]

$$f_n = \frac{1}{\mu} \left(B_x \frac{\partial B_n}{\partial x} + B_y \frac{\partial B_n}{\partial y} + B_z \frac{\partial B_n}{\partial z} - \frac{\partial}{\partial x_n} \frac{B_x^2 + B_y^2 + B_z^2}{2} \right). \quad (5)$$

Для дослідження розподілу струмів та магнітних сил в зварному шві (область 5 на рис. 1) задано такі розміри індукційної системи: $c_y = 0,0552$ м, $c_z = 0,031$ м, $y_k = c_t = 0,016$ м, $c_t = 0,002$ м, $\delta = 0,0005$ м, $w_u = 0,0005$ м; $h = \{0,006$ м; $0,003$ м}, $c_x = 0,016$ м, $a_j = 0,016$ м. Обмотка складається з $w_c = 16$ витків мідного провідника у 2 ряди вздовж z (рис. 1), з міжвитковою ізоляцією $0,0004$ м та поперечним перерізом провідників $0,002$ м $\times$ $0,0056$ м.

Матеріал пластини – сплав системи $Al-Mg$ марки АМг6, що застосовується для виготовлення відповідальних зварних конструкцій. Границя плинності $\sigma_{0,2}$ для матеріалу пластини за кімнатної температури $T_{20^\circ\text{C}}$ і у гарячому стані (у процесі зварювання) $T_{зв}$ дорівнює відповідно 140 і 60 МПа. Електропровідність пластини зі зварним швом приймається рівною 13 МСм/м у гарячому стані в процесі зварювання. Розрахунок електромагнітного поля за рівнянням (1) виконується для всіх областей (рис. 1, б) з урахуванням значень їх електричної провідності, включно з провідниками обмотки. Ємність конденсатора (рис. 2) – 2,3 мФ, початкова напруга конденсатора $U_C = 800$ В. Додаткові параметри електричного кола: $R_1 = 1$ МОм, $L_1 = 0,1$ мкГн.

Результати моделювання та їх обговорення. На рис. 3 показано розрахункові значення

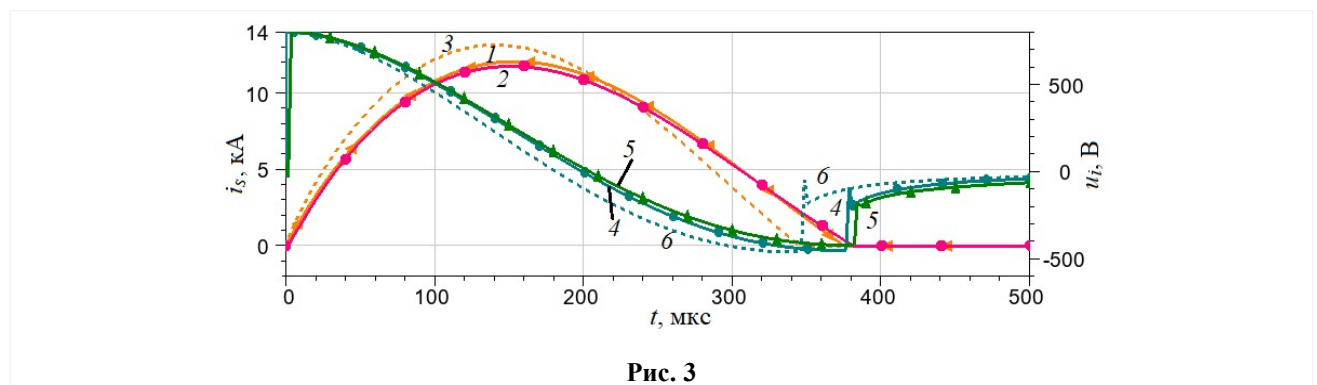


Рис. 3

струму i_s в індукторі для випадків різної товщини пластини та наявності феромагнітного осердя, а також значення напруги на виводах котушки індуктора u_i $u_i = \partial\psi/\partial t$. (6)

Зі зменшенням товщини пластини від $h=6$ мм (крива 1) до $h=3$ мм (крива 2) максимальний струм дещо зменшується – на 0,3 кА. У випадку відсутності магнітопроводу з товщиною пластини 6 мм (крива 3) – струм через індуктор збільшився на 1,1 кА. В цілому аналіз ходу перехідного процесу в процесі розряджання ємності на індуктивність, яка має електромагнітний зв'язок з електропровідною

пластиною, свідчить про незначний вплив товщини пластини на тривалість перехідного процесу та амплітуду величини струму в індукторі. Також відмічається незначне спотворення кривої струму внаслідок впливу нелінійності магнітної проникності магнітопроводу. Звертає на себе увагу характер зміни напруги на індукторі після переривання струму через індуктор. Так, після розмикання електричного кола напруга на індукторі досягає максимального, від'ємного по відношенню до прямого імпульсу, значення, стрибком зменшується, але не до нульового значення, а потім поступово прямує до нуля. Таку поведінку напруги на індукторі можна пояснити впливом вихрових струмів в пластині, що обробляється, та індукує певну електрорушійну силу в розрядному колі.

Поєднаний розв'язок задач електромагнітного поля та електричного кола дає змогу послідовно визначати електромагнітні характеристики взаємодії індуктора з електропровідною пластиною. Так згідно (3) визначається густина струму в металевій пластині. На рис. 4 наведено залежність в часі максимального значення густини струму в межах площадки S_{j1} (рис. 1, б), тобто на поверхні пластини, яка ближче до індуктора. Відзначимо, що максимальне значення величини індукованої густини струму припадає на область під витками індуктора і мало залежить від товщини пластини, що обробляється. Зі зміною товщини пластини від 3 мм до 6 мм максимальна густина струму незначно зменшується – від $2,7 \cdot 10^9$ А/м² до $2,5 \cdot 10^9$ А/м². Слід зазначити, що за будь якої товщини пластини за наявності чи відсутності магнітопроводу величина густини струму перевищує порогове значення $1 \cdot 10^9$ А/м², за якої відбувається релаксація залишкових зварювальних напружень металу згідно механізму електропластичності [5].

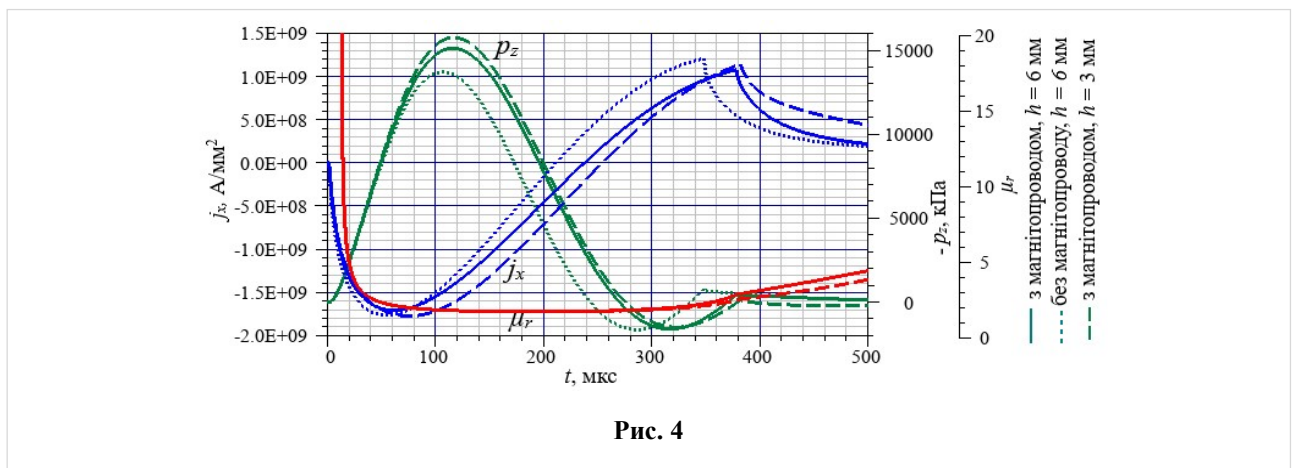


Рис. 4

На рис. 4 також наведено зміну відносної магнітної проникності в об'ємі зубця магнітопроводу (поз. б на рис. 1, а), охопленого котушкою обмотки

$$\mu_r = \frac{1}{\mu_0 V} \int_V |\mathbf{B}|/|\mathbf{H}| dV, \quad (7)$$

де μ_0 – магнітна стала; V – об'єм частини зубця, що має позначення б на рис. 1, а. З графіка видно, що значення відносної магнітної проникності осердя сягає всього 2, і виникає запитання щодо доцільності встановлення феромагнітного елемента в систему для магніто-імпульсної обробки. Однак, якщо звернути увагу на величину електродинамічних сил, які діють на обмотку індуктора, то виявляється, що встановлення феромагнітного осердя дає змогу дещо знизити руйнівну електродинамічну силу. Так за тих параметрів, які закладені в розрахунки магніто-імпульсної обробки, електродинамічна сила, що діє на окремий виток індуктора за наявності магнітопроводу, може бути меншою від сили, яка діє на окремий виток без магнітопроводу, що пояснюється меншими полями розсіювання. Загалом зусилля стиску між шарами обмотки можуть досягати 1000 Н, а радіальні сили, направлені від осі симетрії індуктора, досягають 2800 Н в межах вікна магнітопроводу та 2000 Н поза його межами. В будь якому разі величина механічних напружень, що пов'язані з електродинамічними силами, у випадку застосування для магніто-імпульсної обробки багатовиткових індукторів, не досягають критичних величин, що викликають механічні руйнування.

На рис. 4 також представлено часовий графік зміни тиску p_z на пластину в зоні максимального впливу – під витками обмотки, розташованими в вікні магнітопроводу. Тиск визначається інтегруванням об'ємної сили в центрі зони оброблення (поз. 5, рис. 1) по глибині металевої пластини h

$$p_z = \int_0^h f_z(x, y, z) dz. \quad (8)$$

На рис. 5 показано розподіл тиску p_z (8) під усією обмоткою індуктора, з окремим виділенням

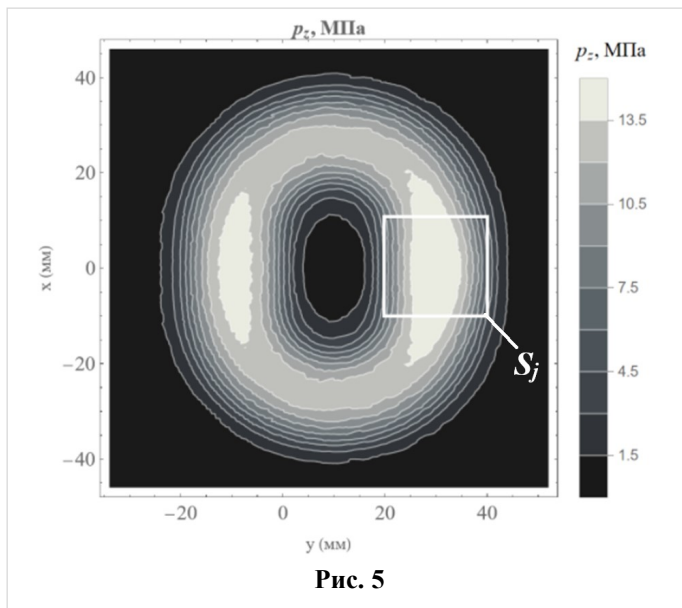


Рис. 5

області S_j під витками, розташованими в межах магнітопроводу. Розрахунки показують, що максимальний тиск виявляється під витками обмотки і досягає величини близько 16 МПа (рис. 4). Причому найбільшого значення магнітний тиск досягає із застосуванням магнітопроводу в області S_j , що виправдовує його застосування. Збільшення товщини пластини та відсутність магнітопроводу викликає зниження магнітного тиску до 13,5 МПа (рис. 4). При цьому вздовж середньої лінії котушки обмотки мінімальне значення тиску під витками не падає нижче 13,5 МПа (рис. 5).

Крім сил, які направлені нормально до поверхні пластини внаслідок взаємодії імпульсного магнітного поля зі струмом, що збуджується цим полем, в пластині існують

складові сили, що направлені по дотичній. Величина цих сил у порівнянні з нормальними силами є в 3–5 разів меншими і їхнім впливом можна знехтувати.

Слід зауважити, що настання максимального тиску в зоні обробки відбувається з запізненням по відношенню до густини струму (рис. 4) і відповідно до густини електродинамічних сил на поверхні пластини. Це пояснюється властивостями дифузії магнітного поля в електропровідне середовище. Відповідне відображення густини вихрових струмів, напруженості магнітного поля та густини електромагнітних сил за варіації значення відстані від поверхні пластин різної товщини наведено на рис. 6 – 8, де представлено середні значення густини струму $\hat{j}_x$ і напруженості $\hat{H}_y$ в області 5 на площинах $S_{j1} \dots S_{j11}$

$$\hat{j}_x = \frac{1}{S_j} \int j_x(x, y) dS_j, \quad \hat{H}_y = \frac{1}{S_j} \int H_y(x, y) dS_j. \quad (9)$$

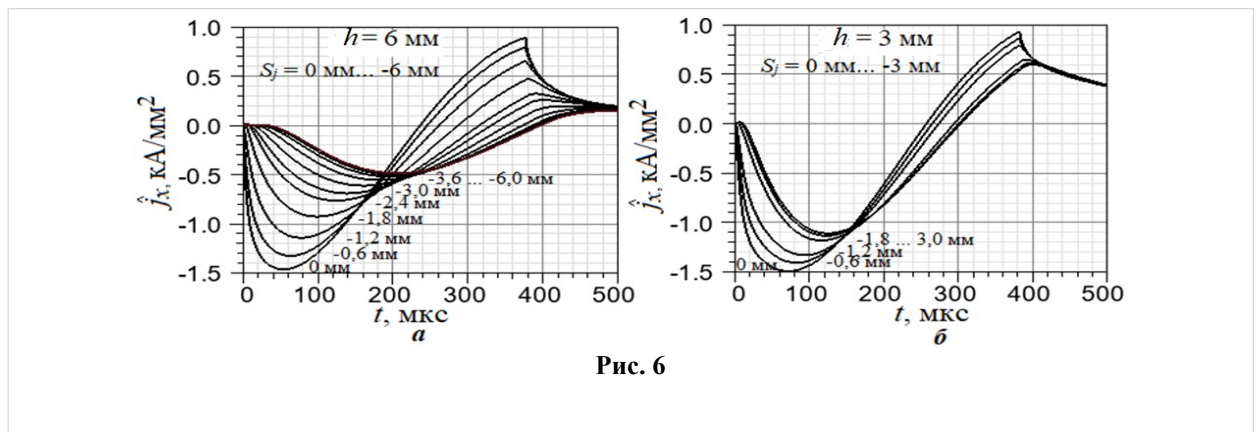


Рис. 6

Аналізуючи рис. 6, а видно, що густина струму поступово зменшується із заглибленням у пластину, а час максимуму зміщується, що обумовлено скін-ефектом, який є наслідком дифузії магнітного поля в електропровідному середовищі. На заглибленні у межах 4,8–6,0 мм у пластині зміна максимального значення густини струму та часу максимуму є майже непомітною і становить близько $0,5 \cdot 10^9$ А/м² та 200 мкс відповідно. В той же час з використанням пластин меншої товщини (рис. 6, б) густина вихрового струму виявляється більшою і перевищує $1 \cdot 10^9$ А/м² по всій товщині.

Порівняння графіків на рис. 6 і 7 демонструє, що густина струму є пропорційною часовій похідній від напруженості магнітного поля.

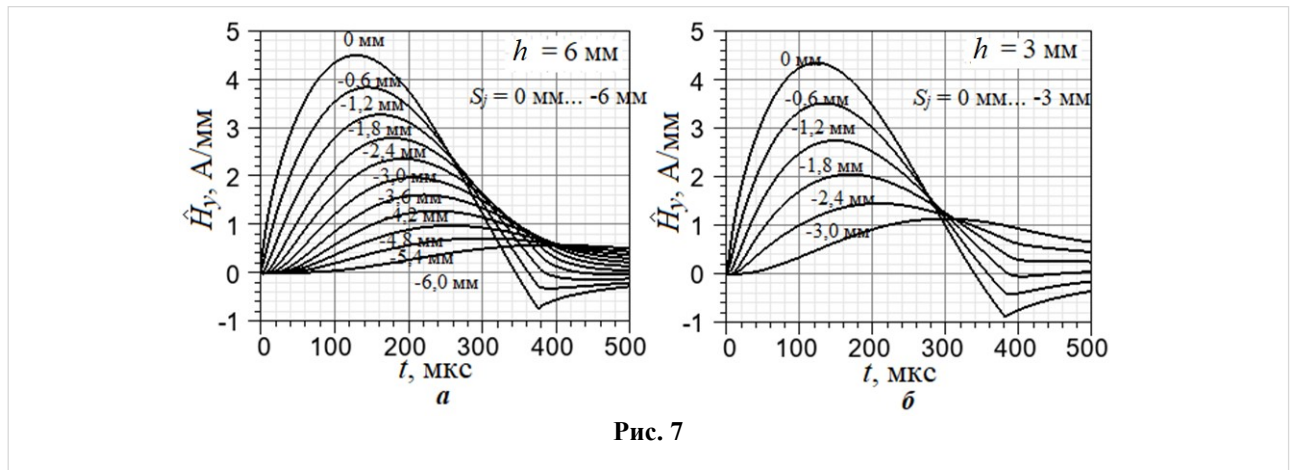


Рис. 7

На рис. 8 показано складову z середнього значення густини об'ємної магнітної сили (5) $\hat{f}_z$ в кожному шарі S_j (п. 5, рис. 1, б) зварного шва

$$\hat{f}_z = \frac{1}{S_j} \int_{S_j} f_z(x, y) dS_j. \quad (10)$$

У пластині товщиною 3 мм (рис. 8, б) амплітуда об'ємної густини сили на поверхні зварного шва на 7% більша (7,85 Н/мм³) порівняно з пластиною товщиною 6 мм (рис. 7, а) – 7,35 Н/мм³. Спостерігається експоненціальне зменшення амплітудних значень густини об'ємної сили у разі заглиблення в пластину внаслідок дифузії магнітного поля, як на рис. 4 та рис. 6, 7. По мірі заглиблення в пластину на 3 мм густина сили $\hat{f}_z$ в зварному шві тоншої пластини стає меншою (1,0 Н/мм³) порівняно з $\hat{f}_z$ на відповідній глибині у товщій пластині (1,6 Н/мм³). Тоді як густина струму (рис. 6) навпаки – більша у тоншій пластині на глибині 3 мм.

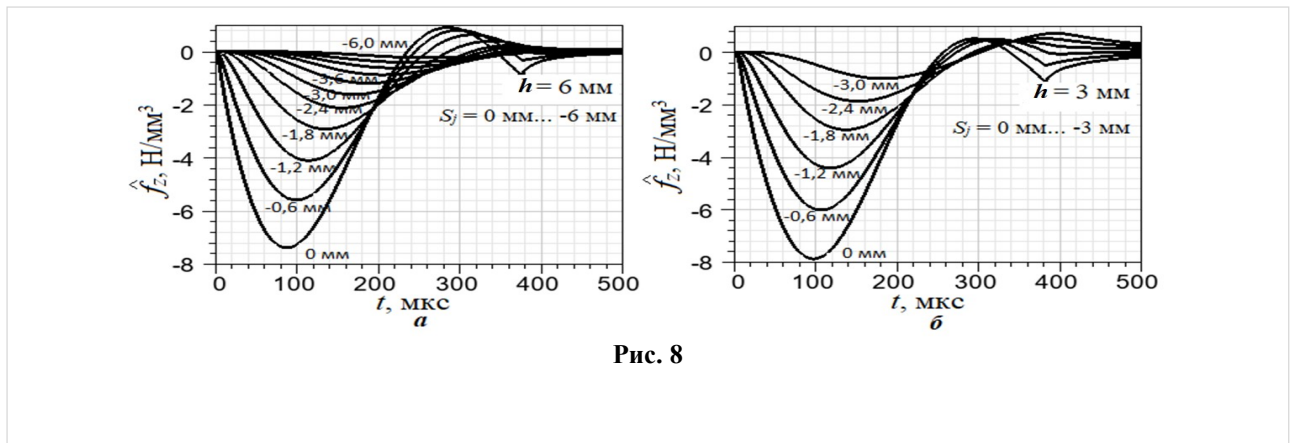


Рис. 8

Таким чином, моделювання імпульсних електромагнітних процесів під час взаємодії багатовиткового індуктора з електропровідною пластиною вказує, що за звичайних електрофізичних параметрів металу, який обробляється, є можливим досягнення густини індукovanого струму на рівні передбачених значень задля реалізації ефекту електропластичності. Також необхідною умовою проявлення даного ефекту є активне навантаження зварного шва, роль якого виконує тиск імпульсного магнітного поля [7].

Практична реалізація результатів моделювання. Метод електромагнітного оброблення був застосований до зварного шву безпосередньо в процесі виконання стикового з'єднання. Як показано вище, значення $\sigma_{0,2}$ нагрітої пластини сплаву АМг6 металу удвічі менше, ніж за кімнатній температурі. За нижчих значень $\sigma_{0,2}$ відбувається інтенсифікація релаксаційних процесів, що сприяють зниженню залишкових зварювальних напружень згідно механізму електропластичності.

Також за електромагнітного оброблення у процесі зварювання виконуються такі умови дії цього механізму, як імпульсне (активне) навантаження металу пластини електромагнітним тиском з величиною густини струму $j \geq 1 \cdot 10^9$ А/м². Таким чином, створюються передумови для релаксації зварювальних напружень, що є близькими за механізмом до представлених у [1] для спорідненого (із розглянутим у даній роботі) процесу електродинамічної обробки в процесі зварювання.

Методика та обладнання для експериментальних досліджень. Задля реалізації методу оброблення імпульсним магнітним полем зварних з'єднань розроблено і виготовлено апаратурний комплекс, до складу якого входить обладнання для автоматичного зварювання методом TIG в інертному середовищі (аргон-Ar), індукторна система і генератор імпульсного електромагнітного поля. Зовнішній вигляд багатовиткового індуктора для експериментального дослідження показано на рис. 9, а параметри прогинання пластини до та після оброблення імпульсним магнітним полем представлені у табл. 2.

Як зразки стикових зварних з'єднань використовували пластини зі сплаву АМгб розмірами 300x160x3 мм. Зварні шви довжиною 300 мм виконували в середній частині пластин на величинах напруги, струму і швидкості процесу відповідно $U_{зв} = 18$ В, $I_{зв} = 140$ А і $V_{зв} = 4,4$ мм/с за витрати Ar = 8 л/мін. Оброблення металу шва проводили за один прохід на режимі, що відповідав значенню $U_c = 800$ В (рис. 2), а часовий інтервал між імпульсами магнітного поля становив 0,8 с.

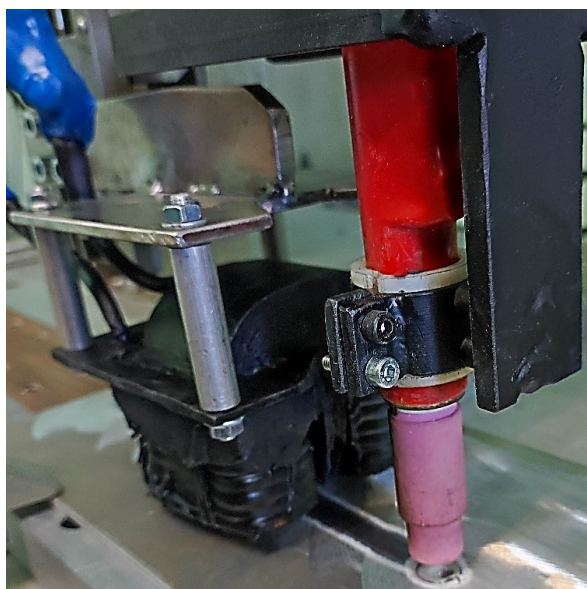


Рис. 9

Досліджено вплив термічного циклу зварювання на ефективність оброблення за двох варіантів прикладання магніто-імпульсних дій до зразків: 1) оброблення металу шва за температури пластини $T_{20^\circ\text{C}}$ та швидкості руху індуктора вздовж шва $V_{ind} = 4,4$ мм/с (вплив термічного циклу зварювання виключено); 2) оброблення металу шва в процесі зварювання за температури $T_{зв}$. Проведено реєстрацію значень поздовжньої (вздовж шва) компоненти залишкових зварювальних напружень σ_x , залишкових поздовжніх $f_1 \dots f_3$, поперечних $\Delta_n \dots \Delta_k$ прогинів пластин у вихідному стані (після зварювання і вистигання) після обох варіантів прикладання магніто-імпульсних дій.

Прогини визначено із застосуванням строганої лінійки та штангенциркуля, а σ_x – методом електронної спеклінтерферометрії в центрі шва на відстані 150 мм від поперечних крайків пластин [11]. Після визначення $\sigma_x, f_1 \dots f_3$

та $\Delta_n \dots \Delta_k$ з пластин вирізали фрагменти, з яких виготовляли шліфи для вивчення (із застосуванням методу оптичної металографії) еволюції структури металу зварного шва у вихідному стані до оброблення та після оброблення в процесі зварювання.

Обговорення результатів експериментів. Схему та величини $f_1 \dots f_3$, $\Delta_n \dots \Delta_k$ та σ_x для зразків зварних з'єднань за різних умов їх оброблення наведено відповідно на рис. 10 та у табл. 2.

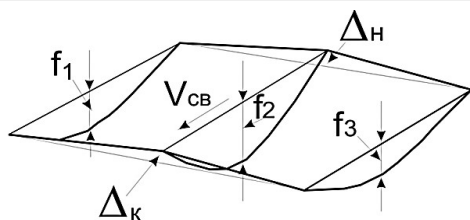


Рис. 10

Аналізуючи результати табл. 2, слід зазначити, що магніто-імпульсне оброблення зварних з'єднань зі сплаву АМгб позитивно впливає на їх напружено-деформовані стани. Так, під час порівняння значень $f_1 \dots f_3$, $\Delta_n \dots \Delta_k$ і σ_x для необроблених зразків (рядок 1) і після обробки шва за один прохід з його початковою температурою 20°C (рядок 2) можна бачити, що магніто-імпульсні дії сприяють зниженню показників залишкових прогинів і напружень

до 30%. Базуючись на результатах [7, 12], можна зробити висновок, що збільшення кількості проходів в умовах оброблення навіть за $T_{20^\circ\text{C}}$, буде сприяти більш вагомому зниженню залишкових

значень $f_1...f$, $\Delta_n... \Delta_k$ та σ_x . Порівняння даних у рядках 1 і 3 табл. 2 підтверджує, що дія термічного циклу зварювання підвищує ефективність оброблення. Про це свідчить зниження показників залишкового напружено-деформованого стану зразків до 85% після оброблення металу шва в процесі зварювання.

Таблиця 2

№	Умови оброблення зразка	Поздовжні прогини, мм (схема на рис. 10)			Поперечні прогини, мм (схема на рис. 10)		σ_x , МПа
		f_1	f_2	f_3	Δ_n	Δ_k	
1	Без оброблення	4,5	4,5	3,8	4,1	4,0	144
2	Оброблення за $T_{20^\circ C}$ (після зварювання і вистигання)	4,0	4,5	3,5	3,0	3,5	98
3	Оброблення за $T_{зв}$ (в процесі зварювання)	0,7	0,5	1,5	0,4	1,5	20

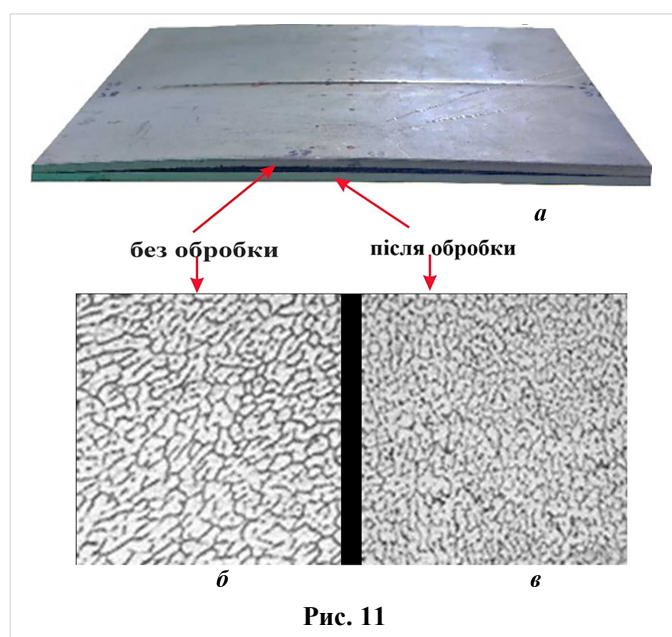


Рис. 11

Результати металографічних досліджень шліфів (збільшення зображення $\times 200$) підтвердили позитивний вплив оброблення на еволюцію структури металу зварного шва (рис. 11). У загальному вигляді мікроструктура являє собою світлу матрицю – α -твердий розчин із виділенням надлишкової фази у вигляді сітки по межах кристалів. Якщо у вихідному стані структура має переважно витягнуту форму, орієнтовану вздовж напрямку зростання кристалів (рис. 11, а), то після оброблення зерна набувають рівновісної орієнтації (рис. 11, б) і характеризуються зменшенням середнього розміру приблизно у два рази (у порівнянні з вихідним станом). Отримані результати можна, імовірно, пояснити магніто-імпульсним впливом на міжзеренні межі, наслідком чого є локальний розігрів зерен [7, 11]. Еволюція структури після оброблення сприяє підвищенню

механічних характеристик і збільшенню ресурсу зварних з'єднань.

Враховуючи наведені результати, слід зазначити, що магніто-імпульсне оброблення є ефективним засобом підвищення точності виготовлення елементів тонколистових зварних конструкцій із алюмінієвих сплавів та регулювання їх залишкових напружених станів. До переваг цього методу перед загальною термічною обробкою належать його значно менша енергоємність та відсутність потреби у спеціальному металомісткому пічному обладнанні. Для застосування оброблення імпульсним електромагнітним полем (ОІЕМП) у промисловому виробництві, зокрема в авіаційній та «білій» суднобудівній галузях, доцільно визначити кілька напрямів, які нададуть можливості підвищити ефективність обробки в інженерній практиці:

- оптимізація електрофізичних параметрів оброблення, що забезпечують максимальний вплив складових магнітного поля на напружено-деформований стан і структуру неферомагнітних матеріалів;
- розробка і виготовлення індукторних систем підвищеної міцності та термостійкості;
- розробка і виготовлення енергоефективних імпульсних джерел живлення з оптимальними характеристиками зарядного і розрядного циклів;
- розробка технологій магніто-імпульсного оброблення для регулювання напружено-деформованих станів зварних, наплавлених та напилених конструкцій із електропровідних матеріалів.

Висновки. У дослідженій моделі наявність магнітопроводу дає змогу зменшити імпульсний струм в обмотці індуктора від 13,1 кА до 12,0 кА і при цьому збільшити імпульсний магнітний тиск на поверхні зварного шва з 17 МПа до 19 МПа. Зубець магнітопроводу, що охоплений обмоткою, насичується до 2 одиниць відносної магнітної проникності.

Порівняння максимального значення тиску вказує, що зі зменшенням товщини пластини від 6 мм до 3 мм максимальне значення тиску зменшилося з 19 МПа до 16 МПа.

Максимальні значення густини струму та магнітного тиску, які усереднені по площі зварного шва в зоні оброблення, мають різний час максимуму з заглибленням у пластину. Максимальні значення цих величин зменшуються під час заглиблення в немагнітну електропровідну пластину внаслідок дифузії магнітного поля у провідному середовищі з одночасним зростанням часу цих максимумів по експоненті.

Максимальне, усереднене по площі поверхні зварного шва в зоні оброблення, значення імпульсу густини струму є дещо більше на тоншій пластині, а відповідне значення імпульсу магнітної сили навпаки – у товщій пластині. У разі заглиблення в пластину до 3 мм сила в товщій пластині уже є меншою, оскільки дифузія магнітного поля відбувається на більшу глибину, порівняно з пластиною товщиною 3 мм. Оброблення імпульсним магнітним тиском та струмом в пластині має виконуватися не лише в самому зварному шві, але й в області навколо нього як нормальною складовою магнітного тиску, так і тангенціальними складовими у місцях між краями зубця магнітопроводу та обмотки.

За результатами верифікації моделювання на натурних зразках стикових зварних з'єднань із алюмінієвого сплаву АМг6 товщиною 3 мм встановлено, що оброблення в процесі зварювання призводить до зменшення залишкових зварювальних напружень розтягу до 85 % від необробленого вихідного стану. За результатами металографічного аналізу шліфів показано, що оброблення сприяє зменшенню середнього розміру зерен приблизно у два рази (у порівнянні з необробленим металом). Встановлено, що у вихідному стані структура має переважно витягнуту форму, орієнтовану вздовж напрямку зростання кристалів, а після оброблення – рівнобісну орієнтацію зерен. Це пояснюється впливом магнітного поля на міжзеренні межі та їх локальним розігрівом.

Оптимізація напружено-деформованого стану й еволюція структури металу зварних з'єднань у результаті магніто-імпульсних дій сприяє підвищенню механічних характеристик і ресурсу зварних тонколистових конструкцій.

Сформульовано перспективні напрями подальших досліджень процесу магніто-імпульсного оброблення для підвищення його ефективності та впровадження у промислове виробництво.

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

1. Lobanov L.M., Pashchyn M.O., Mikhodui O.L., Sydorenko Yu.M., Ustylenko P. R. Stress-Strain State of Welded Joints of AMg6 Alloy after Electrodynamic Treatment During Welding. *Strength of Materials*. 2022. Vol. 54. Pp. 983–996. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-023-00474-y>.
2. Кузнецов Н.Н. Влияние электро- и магнитноимпульсного воздействия на заготовку. *Обработка материалов давлением*. 2010. № 3(24). С. 126–129. URL: [http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/omd/3\(24\)-2010/nomer.html](http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/omd/3(24)-2010/nomer.html) (дата звернення 25.07.2025)
3. Васильев М.А. Особенности пластической деформации металлов и сплавов в магнитном поле. Обзор. *Успехи физики металлов*. 2007. Т. 8. Вып. 1. С. 65–105. URL: <https://ufm.imp.kiev.ua/ru/abstract/v08/i01/065.html> (дата звернення 25.07.2025) DOI: <https://doi.org/10.15407/ufm.08.01.065>.
4. Andrea D., Burlata T., Körkemeyerb F., Gersteinb G., Gibsona J.S.K.-L., Sandlöbes-Hauta S., Korte-Kerzel S. Investigation of the electroplastic effect using nanoindentation. *Materials & Design*. 2019. Vol. 183. Pp. 1–10. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.matdes.2019.108153>.
5. Troitsky A., Stashenko V.I. Advantages of drawing and rolling metals with pulse current. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. Fifth interdisciplinary scientific forum with international participation *New materials and promising technologies*. Moscow, Russia, 30 October – 1 November 2019. Vol. 848. Pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/848/1/012084>.
6. Hendeniya N., Abeygunawardena G.A., De Silva I., Wickramasinghe S. The tensile electroplasticity of low carbon steel with low amplitude pulse current. *Moratuwa Engineering Research Conference (MERCon)*, Moratuwa, Sri Lanka, 28-30 July 2020. Pp. 165–169. DOI: <https://doi.org/10.1109/MERCon50084.2020.9185238>.
7. Баранов Ю.В., Троицкий О.А., Авраамов Ю.С., Шляпин А.Д. Физические основы электроимпульсной и электропластической обработок и новые материалы. М.: МГИУ, 2001. 844 с.
8. Liang L., Pang S., Shao X., Wang C., Jiang P., Chen X. Weak Magnetic-Assisted Thermal Stress Field Reduction Effect in Laser Welding. *Metallurgical and Materials Transactions A*. 2018. Vol. 49. Pp. 198–209. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11661-017-4408-z>.

9. Bao W., Chu X., Lin S., Gao J. Electro-plastic effect on tensile deformation behaviour and microstructural mechanism of AZ31B alloy. *Materials Science and Technology*. 2017. Vol. 33. No 7. Pp. 836–845. DOI: <https://doi.org/10.1080/02670836.2016.1242272>.
10. Vakulenko I.A., Nadezhdin Y.L., Sokirko V.A., Volchok I.P., Mitiaev A.A. Electric pulse treatment of welded joint of aluminum alloy. *Science and Transport Progress*. 2013. Vol. 4. No 46. Pp. 73–82. DOI: <https://doi.org/10.15802/stp2013/16584>.
11. Lobanov L.M., Pashchyn M.O., Mikhodui O.L., Cherkashyn O.V., Solomiichuk T.G., Shl'ons'kyi P.S., Kondratenko I.P. Pulsed Electromagnetic Field Effect on Residual Stresses and Strains of Welded Joints of AMg6 Aluminum Alloy. *Strength of Materials*. 2021. Vol. 53. No 6. Pp. 834–841. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-022-00350-1>.
12. Lobanov L.M., Pashchin N.A., Mikhodui O.L. Influence of the loading conditions on the deformation resistance of AMg6 alloy during electrodynamic treatment. *Strength of Materials*. 2012. Vol. 44. Pp. 472–479. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-012-9401-6>.
13. Kanada T., Kido Y., Kutsukake A., Ikeda T., Enokizono M. Magnetic properties of soft magnetic materials under tensile and compressive stress. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2011. R. 87. No 9b. Pp. 93–96. URL: <https://archiwum.pe.org.pl/articles/2011/9b/22.pdf> (дата звернення 25.07.2025).
14. Ansys Inc. Ansys Electronics Desktop (AEDT). URL: <https://www.ansys.com/products/electronics> (дата звернення 25.07.2025).
15. Davidson P. An Introduction to Magnetohydrodynamics. Cambridge: Cambridge University Press, 2001. 431 p.
16. Тамм И.Е. Основы теории электричества: учебное пособие. М.: Физматлит, 2003. 616 с.

ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN NON-MAGNETIC SHEET METALS DURING MAGNETO-PULSE TREATMENT OF WELDS IN THE WELDING PROCESS

I.P. Kondratenko¹, R.S. Kryshchuk¹, L.M. Lobanov², M.O. Pashchyn², O.L. Mykhoduy², O.M. Tymoshenko²

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

² E.O. Paton Electric Welding Institute National Academy of Sciences of Ukraine,
11, Kazymyr Malevych Str., Kyiv, 03680, Ukraine.

E-mail: dep7ied@ukr.net; olga.mikhodui@gmail.com.

Residual tensile stresses in welded joints negatively affect the fatigue strength, corrosion resistance, and dimensional accuracy of metal structures. Treatment with a pulsed electromagnetic field allows for optimization of the stress state and metal microstructure of the welded joints, thereby contributing to enhanced reliability and longevity of structures, and consequently extending their operational lifespan. The aim of this work is to determine, through mathematical modeling, the distribution of the electromagnetic field and magnetic forces within the volume of a weld seam in an aluminum alloy plate with isotropic parameters during its treatment by the magnetic field of an inductor with pulsed current. A three-dimensional mathematical model of the induction system was developed to calculate the electromagnetic field equations. The calculation of pulsed current in the inductor winding conductors along with the electromagnetic field of the entire induction system was performed using electrical circuit equations based on Kirchhoff's second law and electromagnetic field equations based on Maxwell's equation system. A comparison of magnetic forces, field strength, and eddy current density in the weld seam area was conducted for plates with thicknesses of 6 mm and 3 mm. The 6 mm plate can be interpreted as two 3 mm plates, one with a weld seam and the other acting as a screen, which allowed investigation of such screening effect on force and current distribution. A study was conducted of the vector quantities of field strength, current density, and magnetic forces in the volume of the weld seam area being treated, as a function of time. Based on the developed methodology, experimental studies were performed to assess the impact of magneto-pulse treatment on residual welding stresses and the metal microstructure of welded joints made of AMg6 aluminum alloy. It was demonstrated that treating the weld metal during or after welding contributes to reducing residual tensile stresses and dispersing the microstructure of the weld metal. References 16, figures 11, tables 2.

Keywords: pulsed current, electromagnetic field, mathematical model, electromagnetic inductor, weld treatment.

1. Lobanov L.M., Pashchyn M.O., Mikhodui O.L., Sydorenko Yu.M., Ustymenko P.R. Stress-Strain State of Welded Joints of AMg6 Alloy after Electrodynamic Treatment During Welding. *Strength of Materials*. 2022. Vol. 54. Pp. 983–996. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-023-00474-y>.

2. Kuznetsov N.N. Influence of electro- and magneto-pulse action on the workpiece. *Obrabotka materialov davleniem*. 2010. No 3(24). Pp. 126–129. URL: [http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/omd/3\(24\)-2010/nomer.html](http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/omd/3(24)-2010/nomer.html) (accessed at 25.07.2025). (Rus)

3. Vasiliev M.A. Features of plastic deformation of metals and alloys in a magnetic field. Review. *Uspekhi fiziki metallov*. 2007. Vol. 8. Vyp. 1. Pp. 65–105. URL: <https://ufm.imp.kiev.ua/ru/abstract/v08/i01/065.html> (accessed at 25.07.2025). DOI: <https://doi.org/10.15407/ufm.08.01.065> (Rus)
4. Andrea D., Burleta T., Körkemeyerb F., Gersteinb G., Gibsona J.S.K.-L., Sandlöbes-Hauta S., Korte-Kerzel S. Investigation of the electroplastic effect using nanoindentation. *Materials & Design*. 2019. Vol. 183. Pp. 1–10. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.matdes.2019.108153>.
5. Troitsky A., Stashenko V.I. Advantages of drawing and rolling metals with pulse current. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. Fifth interdisciplinary scientific forum with international participation *New materials and promising technologies*. Moscow, Russia, 30 October – 1 November 2019. Vol. 848. Pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/848/1/012084>.
6. Hendeniya N., Abeygunawardena G.A., De Silva I., Wickramasinghe S. The tensile electroplasticity of low carbon steel with low amplitude pulse current. *Moratuwa Engineering Research Conference (MERCon)*, Moratuwa, Sri Lanka, 28-30 July 2020. Pp. 165–169. DOI: <https://doi.org/10.1109/MERCon50084.2020.9185238>.
7. Baranov Yu.V., Troitskiy O.A., Avraamov Yu.S., Shlyapin A.D. Physical foundations of electropulse and electroplastic processing and new materials. Moskva: MGIU, 2001. 844 p. (Rus)
8. Liang L., Pang S., Shao X., Wang C., Jiang P., Chen X. Weak Magnetic-Assisted Thermal Stress Field Reduction Effect in Laser Welding. *Metallurgical and Materials Transactions A*. 2018. Vol. 49. Pp. 198–209. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11661-017-4408-z>.
9. Bao W., Chu X., Lin S., Gao J. Electro-plastic effect on tensile deformation behaviour and microstructural mechanism of AZ31B alloy. *Materials Science and Technology*. 2017. Vol. 33. No 7. Pp. 836–845. DOI: <https://doi.org/10.1080/02670836.2016.1242272>.
10. Vakulenko I.A., Nadezhdin Y.L., Sokirko V.A., Volchok I.P., Mitiaev A.A. Electric pulse treatment of welded joint of aluminum alloy. *Science and Transport Progress*. 2013. Vol. 4. No 46. Pp. 73–82. DOI: <https://doi.org/10.15802/stp2013/16584>.
11. Lobanov L.M., Pashchyn M.O., Mikhodui O.L., Cherkashyn O.V., Solomiichuk T.G., Shl'ons'kyi P.S., Kondratenko I.P. Pulsed Electromagnetic Field Effect on Residual Stresses and Strains of Welded Joints of AMg6 Aluminum Alloy. *Strength of Materials*. 2021. Vol. 53. No 6. Pp. 834–841. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-022-00350-1>.
12. Lobanov L.M., Pashchin N.A., Mikhodui O.L. Influence of the loading conditions on the deformation resistance of AMg6 alloy during electrodynamic treatment. *Strength of Materials*. 2012. Vol. 44. Pp. 472–479. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-012-9401-6>.
13. Kanada T., Kido Y., Kutsukake A., Ikeda T., Enokizono M. Magnetic properties of soft magnetic materials under tensile and compressive stress. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2011. R. 87. No 9b. Pp. 93–96. URL: <https://archiwum.pe.org.pl/articles/2011/9b/22.pdf> (accessed at 06.11.2025)
14. Ansys Inc. Ansys Electronics Desktop (AEDT). URL: <https://www.ansys.com/products/electronics> (accessed at 25.07.2025)
15. Davidson P. An Introduction to Magnetohydrodynamics. Cambridge: Cambridge University Press, 2001. 431 p.
16. Tamm I.E. Fundamentals of the theory of electricity: textbook. Moskva: Fizmatlit, 2003. 616 p. (Rus)

Надійшла 05.08.2025

Прийнята 18.08.2025

ПАМ'ЯТІ АКАДЕМІКА НАН УКРАЇНИ АНАТОЛІЯ КОРНІЙОВИЧА ШИДЛОВСЬКОГО



Колектив Інституту електродинаміки НАН України з глибоким сумом повідомляє що 30 грудня на 93му році пішов з життя Заслужений діяч науки і техніки України академік Шидловський Анатолій Корнійович, видатний вчений і організатор науки, який зробив великий внесок в розвиток теорії і практики в галузі електротехніки, електроенергетики, електромеханіки, у вирішення важливих завдань народного господарства України, в становлення Інституту електродинаміки НАН України як флагмана електротехнічної науки.

Академік НАН України Анатолій Корнійович Шидловський народився 10 жовтня 1933 року на Чернігівщині. Після закінчення у 1957 р. електротехнічного факультету Київського політехнічного інституту розпочав свій трудовий шлях з посади інженера на компресорній станції у Боярці, потім працював у проектному інституті «Укрдіпроенерго».

Все подальше творче життя Анатолія Корнійовича, а це майже 65 років, пов'язане з Національною академією наук України. З квітня

1959 року і дотепер Анатолій Корнійович плідно працював в Інституті електродинаміки НАН України, в якому пройшов усі щаблі професійного росту. За час роботи він обіймав посади інженера, аспіранта, потім молодшого наукового співробітника, старшого наукового співробітника, заступника директора з наукової роботи і завідувача відділу стабілізації параметрів електромагнітної енергії, директора Інституту. А.К. Шидловський – кандидат технічних наук (1963), доктор технічних наук (1971), професор (1979), член-кореспондент НАН України (1978), академік Національної академії наук України (1985). Протягом 1989 – 1998 років був академіком-секретарем Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України, а з грудня 1998 до квітня 2004 року – віце-президентом НАН України. Починаючи з 2004 року – радник Президії НАН України.

У 1973 році А.К. Шидловський очолив колектив Інституту електродинаміки НАН України, директором якого пропрацював 34 роки. З 2007 року Анатолій Корнійович – почесний директор, а з 2015 року – радник при дирекції Інституту електродинаміки НАН України. Під його керівництвом науковцями установи було зроблено значний внесок у розвиток вітчизняної електроенергетики, енергозабезпечення та енергозбереження, а розробки колективу інституту відзначені 17 Державними преміями в галузі науки і техніки.

А.К. Шидловський збагатив науку дослідженнями, що мають першорядне значення для розвитку сучасної енергетики, створення ефективного електроенергетичного устаткування і

забезпечення його надійного функціонування. Основні наукові праці А.К. Шидловського присвячено розвитку теорії багатофазних електричних кіл, дослідженню процесів перетворення і стабілізації параметрів електромагнітної енергії, створенню багатофункціональних пристроїв для оптимізації режимів і забезпечення електромагнітної сумісності споживачів систем енергопостачання загального і спеціального призначення. Він є автором загальної теорії пристроїв компенсації фазових послідовностей напруг і струмів у багатофазних колах стосовно проблеми стабілізації параметрів енергії в електричних системах з несиметричними та нелінійними навантаженнями.

До основних результатів наукових досліджень А.К. Шидловського належать: методи аналізу електромагнітних процесів в електричних системах з несиметричними, нелінійними, нестационарними і швидкозмінними навантаженнями в нормальних і аварійних режимах; теорія та принципи побудови статичних пристроїв підвищення якості електроенергії багатофункціонального призначення; методи і засоби зниження нестационарних спотворень у системах електропостачання; теорія зрівноваження режимів і забезпечення електромагнітної сумісності споживачів у системах електропостачання з нестационарними і нелінійними елементами; теорія і принципи побудови частотно-регульованих джерел реактивної потужності; методи та засоби підвищення ефективності перетворення і використання енергії в системах з автономними джерелами обмеженої потужності.

Характерною рисою наукового доробку А.К. Шидловського є органічний зв'язок фундаментальних досліджень з розв'язанням важливих для економіки України прикладних задач.

Анатолій Корнійович велику увагу приділяв питанням стратегічного розвитку паливно-енергетичного комплексу України. За його ініціатииви та під його керівництвом було розроблено Енергетичну стратегію України на період до 2030 р. та подальшу перспективу.

Загальний науковий доробок вченого знайшов відображення у понад 670 наукових публікаціях, серед яких 29 монографій і понад 190 винаходів та патентів.

А.К. Шидловський – засновник провідної наукової школи. Серед його учнів 22 доктори і майже 50 кандидатів наук. Працюючи професором у НТУ України „Київський політехнічний інститут“, він поєднував активну наукову роботу з педагогічною діяльністю. А.К. Шидловський – почесний професор Національного технічного університету України „Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського“, Національного авіаційного університету (м. Київ), Національного технічного університету «Дніпровська політехніка» (м. Дніпро), Національного технічного університету „Харківський політехнічний інститут“, Національного університету «Запорізька політехніка», Інституту електроенергетики Лодзького технічного університету (Лодзька політехніка) (м. Лодзь, Польща), Національного університету „Львівська політехніка“.

Дослідження, виконані А.К. Шидловським, відзначено Державною премією України в галузі науки і техніки (1982 р.), премією НАН України ім. С.О. Лебедева (1986 р.), премією НАН України ім. В.М. Хрущова (1999 р.). Анатолію Корнійовичу присвоєно звання "Заслужений діяч науки і техніки України" (1991 р.).

За заслуги перед Україною академіка А.К. Шидловського нагороджено орденом "Знак пошани" (1983 р.), відзнакою Президента України – орденом "За заслуги" III ступеня (1997 р.), орденом князя Ярослава Мудрого V ступеня (2003 р.), а також медалями та почесними відзнаками.

Свідченням високого міжнародного авторитету А.К. Шидловського є нагородження його у 2001р. Командорським хрестом Орденом «За заслуги перед Республікою Польща» ("Krzyż Komandorski Orderu Zasługi Rzeczypospolitej Polskiej") (Польща).

Колектив Інституту електродинаміки НАН України, редакція журналу «Технічна електродинаміка», колеги, друзі та численні учні глибоко співчують рідним та близьким Анатолію Корнійовича з приводу тяжкої втрати.