



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

№4
2026

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

EDITORIAL BOARD*

Кириленко О.В.,	головний редактор,	Kyrylenko O.V.,	Editor-in-Chief,
Блінов І.В.	академік НАН України	Blinov I.V.	Member of N.A.S.Ukraine
Буткевич О.Ф.,	член-кор. НАН України	Butkevych O.F.,	Corresponding Member of NAS Ukraine
Жаркін А.Ф.,	заступник головного	Zharkin A.F.,	Deputy Editor-in-Chief,
Кенсицький О.Г.	редактора, професор	Kensitskyi O.H.	Professor
Кондратенко І.П.,	академік НАН України	Kondratenko I.P.,	Member of NAS Ukraine
Кузнецов В.Г.,	д-р техн.наук	Kuznetsov V.H.,	Dr.Sc. (Eng.)
Липківський К.О.,	член-кор. НАН України	Lypkivskiy K.O.,	Corresponding Member of NAS Ukraine
Мазуренко Л.І.,	член-кор. НАН України	Mazurenko L.I.,	Corresponding Member of NAS Ukraine
Михальський В.М.,	заступник головного	Mykhaskyi V.M.	Deputy Editor-in-Chief,
Стогній Б.С.,	редактора, д-р техн.наук	Stohnii B.S.,	Dr.Sc. (Eng.)
Шаповал І.А.	професор	Shapoval I.A.	Professor
Шидловська Н.А.,	член-кор. НАН України	Shydlovska N.A.,	Corresponding Member of NAS Ukraine
Щерба А.А.,	академік НАН України	Shcherba A.A.,	Member of NAS Ukraine
Юрченко О.М.,	д-р техн.наук	Yurchenko O.M.,	Dr.Sc. (Eng.)
Городжа Л.В.,	відповідальний секретар	Gorodzha L.V.,	Executive Managing Editor,
	канд.техн.наук		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, Dnipro, 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", Kharkiv, Ukraine,
Stakhiv P.H.	Professor, National University "Lviv Polytechnica", Lviv, Ukraine
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, Kyiv

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

БЕРЕКА В.О., БОЖКО І.В., ВАСЕЦЬКИЙ Ю.М., КОНДРАТЕНКО І.П. Багатогольчаста електродна система з металевим диском, що призначена для вироблення озону у стримерному коронному розряді.....3

Перетворення параметрів електричної енергії

КУТАФІН Ю.В., АРТЕМЕНКО М.Ю., ЧОПИК В.В., ШАПОВАЛ І.А., ПОЛЩУК С.Й. Стратегія активної фільтрації для мінімізації потужності втрат трифазної чотирипровідної системи з двома навантаженнями.....8

ПАВЛОВ Г.В., ОБРУБОВ А.В., ВІННИЧЕНКО І.Л., ФОМЕНКО А.М. Визначення параметрів динамічної моделі резонансного перетворювача суднової системи розмагнічування 15

МАРТИНОВ Д.В., РУДЕНКО Ю.В., МАРТИНОВ В.В. Двонаправлений DC-AC перетворювач на основі асиметричного інвертора для застосування в гібридних системах накопичення енергії.....24

Електромеханічне перетворення електричної енергії

ГРЕБЕНІКОВ В.В., МАЗУРЕНКО Л.І., ДЖУРА О.В. Комплексне дослідження та оптимізація параметрів магнітної системи електродвигунів з постійними магнітами і зовнішнім ротором33

Електроенергетичні системи та установки

КУЧЕРЯВА І.М. Огляд сучасного стану і ключових напрямів розвитку систем енергоменеджменту мікромереж42

ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., СУПРУНОВСЬКА Н.І., БІЛЯНІН Р.В., АНТОНЕЦЬ Т.Ю. Напрями розвитку потужних мікромереж для промислових підприємств України.....51

ДЕНИСЮК С.П., ОМЕЛЬЧУК А.О., ДЕРЕВ'ЯНКО Д.Г., ЗАКОЛОДЯЖНИЙ В.В. Дистанційний захист в електроенергетичних системах з розподіленими джерелами генерації за несиметричних коротких замиканнях.....57

БУРБЕЛО М.Й., БАБЕНКО О.В. Метод прямого керування statcom задля зменшення коливань напруги у вузлі навантаження розподільної мережі67

КУЗНЕЦОВ Б.І., НІКІТИНА Т.Б., БОВДУЙ І.В., ЧУНІХІН К.В., КОЛОМІЄЦЬ В.В., КОБИЛЯНСЬКИЙ Б.Б. Багатокритеріальне проектування комбінованого електромагнітного активного та суцільного пасивного екрану магнітного поля повітряних ліній електропередачі.....75

Електротехнологічні комплекси та системи

БОНДАР О.І., ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., КУСКОВ Ю.М., НЕТЯГА А.В. Гідродинамічні процеси в шлаковій ванні струмопідвідного кристалізатора для електрошлакового наплавлення металу з урахуванням деформації вільної поверхні.....80

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

МЕЛЬНИК В.Г., БОРЦОВ П.І., БЕЛЯЄВ В.К., ВАСИЛЕНКО О.Д., БРАГИНЕЦЬ І.О. Методи підвищення чутливості, точності і селективності вимірювань у диференційних кондуктометричних системах87

ШЕВКУН С.М., КВАСНІКОВ В.П., ДОБРОЛЮБОВА М.В., СТАЦЕНКО О.В., ШЕВКУН М.С. Оцінка невизначеності тангенса кута втрат під час калібрування прецизійних мір електричної ємності95

Персоналії

ДО 75ти РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України В.М. МИХАЛЬСЬКОГО.....104

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

BEREKA V.O., BOZHKO I.V., VASETSKY Yu.M., KONDRATENKO I.P. Multi-needle electrode system with a metal disc designed for ozone production in the streamer corona discharge.....3

Conversion of electric energy parameters

KUTAFIN Y.V., ARTEMENKO M.Yu., CHOPYK V.V., SHAPOVAL I.A., POLISHCHUK S.Y. Loss-minimizing active filtering strategy for a three-phase four-wire system with two loads8
PAVLOV G.V., OBRUBOV A.V., VINNYCHENKO I.L., FOMENKO A.M. Determination of parameters of the resonant power converter dynamic model of the ship demagnetization system15
MARTYNOV D.V., RUDENKO Yu.V., MARTYNOV V.V. A bidirectional DC-AC converter based on an asymmetric inverter for hybrid energy storage systems24

Electromechanical energy conversion

GREBENIKOV V.V., MAZURENKO L.I., DZHURA O.V. Complex research and optimization of the parameters of the magnetic system of electric motors with permanent magnets and an external rotor33

Electric power systems and installations

KUCHERIAVA I.M. Review of current state and key development trends of microgrid energy management systems42
SHCHERBA A.A., PODOLTSEV O.D., SUPRUNOVSKA N.I., BELYANIN R.V., ANTONETS T.Yu. Directions for development of high-power microgrids for industrial enterprises of Ukraine51
DENYSIUK S.P., OMELCHUK A.O., DEREVYANKO D.G., ZAKOLODYAZHNY V.V. Distance protection in electric power systems with distributed generation sources in the event of unsymmetrical short circuits.....57
BURBELO M.Y., BABENKO O.V. Direct control method for statcom to mitigate voltage fluctuations at a distribution network load bus.....67
KUZNETSOV B.I., NIKITINA T.B., BOVDUI I.V., CHUNIKHIN K.V., KOLOMIETS V.V., KOBLYANSKIY B.B. Multiobjective design of a combined active and solid passive magnetic-field shielding for overhead power lines75

Electrotechnological complexes and systems

BONDAR O.I., GORYSLAVETS Yu.M., KUSKOV Yu.M., NETYAHA A.V. Hydrodynamic processes in the slag bath of a current-conducting mould for electrosag metal surfacing considering free-surface deformation.....80

Information measuring systems in electric power engineering

MELNYK V.G., BORSHCHOV P.I., BELIAEV V.K., VASYLENKO O.D., BRAHYNETS I.O. Methods for increasing the sensitivity, accuracy, and selectiveness of measurements in differential conductometric systems.....87
SHEVKUN S.M., KVASNIKOV V.P., DOBROLIUBOVA M.V., STATSENKO O.V., SHEVKUN M.S. Uncertainty evaluation of the dissipation factor in the calibration of precision capacitance standards95

Personnel

TO THE 75th ANNIVERSARY of Corresponding Member of NAS of Ukraine V.M. MIKHALSKY104

Наукові редактори К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ, О.Ф. БУТКЕВИЧ

Редактори І.О. БРАГИНЕЦЬ

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол від 18.06.2026 № 8. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А». Зареєстровано Національною радою України з питань телебачення і радіомовлення 31 серпня 2023 року, протокол № 20, рішення № 781. ІД R30-01209. Підписано до друку 25.06.2026. Формат 60x84/8. Ум.-друк. арк. 12,57. Обл.-вид. арк. 13,44. Тираж 50 прим. Зам. 8123

Віддруковано з оригінал-макету редакції у ВД «Академперіодика» НАН України
вул. Терещенківська, 4, м. Київ, 01024. Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 544 від 27.07.2001

БАГАТОГОЛЬЧАСТА ЕЛЕКТРОДНА СИСТЕМА З МЕТАЛЕВИМ ДИСКОМ, ЩО ПРИЗНАЧЕНА ДЛЯ ВИРОБЛЕННЯ ОЗОНУ У СТРИМЕРНОМУ КОРОННОМУ РОЗРЯДІ

В.О. Берека* докт. філософії, **І.В. Божко**** канд. техн. наук, **Ю.М. Васецький***** докт. техн. наук, **І.П. Кондратенко******, чл.-кор. НАН України
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: yuriy.vasetsky@gmail.com.

Пошук методів врахування значної кількості факторів, що впливають на розвиток позитивного коронного розряду у технологічних процесах, визначає актуальність дослідження у цьому напрямку. Метою роботи є визначення у стримерному коронному розряді в повітрі атмосферного тиску впливу геометричної конфігурації багатогольчатої електродної системи з металевим диском, а також розходу повітря з його подачею вздовж вістря на розподіл електричного поля, виконання умови лавинно-стримерного переходу, вихід озону та необхідні для цього енерговитрати. Показано існування порогових значень міжелектродної напруги, довжини вістря та відстані між вістями, які обмежують можливість появи стримерів у коронному розряді. На основі експериментальних результатів стосовно споживання енергії зроблено висновок про можливість існування оптимальних значень довжини голок та відстані між ними. Виявлено, що збільшення витрат повітря в електродній системі під час вироблення озону призводить до зменшення питомих витрат енергії та одночасно до зменшення концентрації озону. Такий зв'язок в залежності від призначення стримерного коронного розряду необхідно враховувати під час його практичного застосування. Бібл. 7, рис. 4, табл. 2.

Ключові слова: позитивна стримерна корона, багатогольчата електродна система, вихід озону, енерговитрати, оптимізація електродної системи.

Вступ. У нинішній час застосування коронного електричного розряду в газі, що має місце у різко неоднорідному електричному полі, наприклад, біля вістря, не втрачає свого значення. Привабливість такого типу електричного розряду полягає в ефективності створення електрично заряджених та хімічно активних частинок, що здійснюється електронами та фотонами, які виникають в коронному розряді. У разі застосування позитивного стримерного коронного розряду напруженість електричного поля біля головці стримера, що розповсюджується до катоду з великою швидкістю, досягає значної величини [1]. У такому полі відбуваються електрофізичні процеси з інтенсивного генерування озону, активних радикалів та інших частинок. Крім того, стримерний розряд може з'являтися у певних режимах роботи високовольтних пристроїв різного призначення [2]. Тому його вивчення, поряд з дослідженнями інших видів коронного розряду [3–5], є актуальною задачею.

В експериментах і практичних застосуваннях коронного розряду з вістями, що коронують, має розповсюдження електродна система з металевим диском, паралельним іншому звичайно заземленому електроду. Металевий диск є платформою для багатогольчатої електроди і також він обмежує довжину вістря. Диск суттєвим чином впливає на розподіл електричного поля, зменшуючи напруженість поля біля вістря і одночасно збільшуючи його значення в іншій частині міжелектродного простору. Звідси впливає актуальність дослідження впливу наявності металевого диску, довжини голок та їх взаємне розташування на параметри стримерного коронного розряду і в кінцевому рахунку на ефективність коронного розряду в технологічних застосуваннях.

Метою роботи є визначення у стримерному коронному розряді в повітрі атмосферного тиску впливу геометричних параметрів багатогольчатої електродної системи з металевим диском і витрат

© Берека В.О., Божко І.В., Васецький Ю.М., Кондратенко І.П., 2026
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-0888-2864>; ** <https://orcid.org/0000-0002-7955-246X>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-4738-9872>; **** <https://orcid.org/0000-0003-1914-1383>

© 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>

повітря з його подачею вздовж вістря на розподіл електричного поля, виконання умови лавинно-стрімерного переходу, кількісні характеристики виходу озону та необхідні для цього енерговитрати.

Геометричні параметри електродної системи і математична модель. Металевий диск і вістря знаходяться під однаковим позитивним потенціалом $\varphi = U$ навпроти заземленого плоского електроду. Геометричні параметри основних елементів показано на рис. 1: $d = 15$ мм – міжелектродна відстань є незмінною, h – довжина вістря, a – крок між вістрями, $r_c = 0,05$ мм – радіус циліндричного вістря, який має заокруглення верхівки того ж радіусу (у розрахунковій частині)

У розрахунках застосована спрощена математична модель, в якій розглядається зростання і дрейф лавин електронів без врахування електричного поля розподіленого об'ємного заряду іонів. Такий підхід часто застосовується у дослідженні процесів з відокремленими лавинами і стримерами [1] та дає змогу зосередитися на виявленні впливу основних факторів, що впливають на параметри коронного розряду.

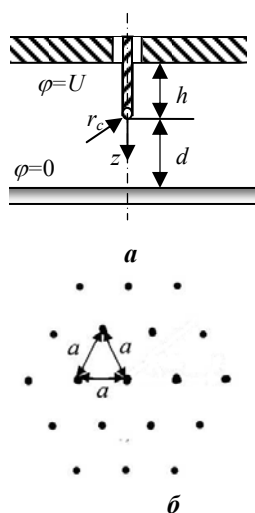


Рис. 1

Збільшення кількості електронів в лавині N_e до виникнення стримерів обчислювалося з урахуванням ефективного коефіцієнту ударної іонізації α_{ef} . Залежність коефіцієнту α_{ef} від напруженості електричного поля E визначалася за допомогою розповсюдженої апроксимації, що містить параметри A і B , величини яких наведені в [1, 6, 7]

$$N_e(\xi) = \exp \left(\int_{\xi_0}^{\xi} \alpha_{ef}(\xi') d\xi' \right), \text{ де } \frac{\alpha_{ef}}{p} = A \exp \left(-\frac{B}{E/p} \right). \quad (1)$$

Тут p – тиск повітря; ξ – координата, вздовж якої переміщується лавина електронів (зазвичай – це силова лінія поля); ξ_0 – положення початкового електрона. Задля іонізації молекул повітря напруженість поля повинна перевищувати поріг $\approx 26 \cdot 10^5$ В/м.

Лавинно-стрімерний перехід для повітря атмосферного тиску визначався за умови досягнення визначеної кількості електронів у лавині [1, 6]

$$Q = \ln(N_e) = 20. \quad (2)$$

Розрахунок зростання лавин електронів і виконання умови лавинно-стрімерного переходу. У випадку електродної системи з одним вістрям за обраних значеннях d і r_c параметрами, що впливають на електророзрядні процеси, є довжина вістря h і напруга U . У різко неоднорідному полі тонкого вістря початок іонізації молекул, де напруженість поля починає перевищувати поріг іонізації, можливий поблизу вістря. Лавина електронів, збільшуючись, дрейфує в напрямку вістря і на певній відстані від нього можливо виконання умови лавинно-стрімерного переходу (2). Для різних довжин вістря h за напрузі $U = 17$ кВ відповідні значення відстаней порогу іонізації z_i і появи стримерів z_Q на осі симетрії z , а також напруженість поля E_Q в точках перетворення лавини у стример надані у табл. 1.

Таблиця 1

h , м	z_i , м	z_Q , м	E_Q , В/м
$5 \cdot 10^{-3}$	$3.9 \cdot 10^{-4}$	$3.0 \cdot 10^{-5}$	$290 \cdot 10^5$
$7 \cdot 10^{-3}$	$4.5 \cdot 10^{-4}$	$4.5 \cdot 10^{-5}$	$260 \cdot 10^5$
$10 \cdot 10^{-3}$	$5.2 \cdot 10^{-4}$	$6.6 \cdot 10^{-5}$	$230 \cdot 10^5$

З таблиці видно, що у разі збільшенні довжини вістря збільшується відстань, на якій можлива іонізація молекул. Це означає, що при цьому збільшується і область біля вістря, поява початкових електронів в якому призводить до зростання лавин та їх перетворення у стримери. Довжина вістря, за якій

виконується умова лавинно-стрімерного переходу (2), має пороговий характер. Це пояснюється тим, що у разі зменшенні відстані z_i кількість електронів в лавині на максимальному шляху її зростання не може досягти необхідних значень за умови (2). Так, для напруги $U = 17$ кВ поява стримерів неможлива за довжині вістря $h < 3$ мм. Для кожної довжини вістря існує порогове значення напруги між електродами, коли можливий лавинно-стрімерний перехід. У разі збільшенні довжини вістря порогове значення напруги зменшується. Наприклад, для $h = 7$ мм порогове значення, що розраховане за математичною моделлю, складає вже тільки $U \approx 9$ кВ, а за $h = 10$ мм така напруга є $U \approx 7$ кВ.

У випадку багатогольчатого електрода ще одним геометричним параметром, який впливає на розвиток електророзрядного процесу, є відстань (крок) a між сусідніми вістрями. Для напруги $U = 17$ кВ залежності параметра Q від відстані a показано на рис. 2. За довжини вістря $h = 5, 7, 9, 15$ мм відповідні криві позначено послідовно номерами 1, 2, 3, 4. З рисунку видно, що за

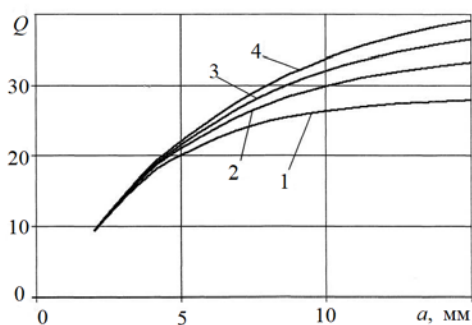


Рис. 2.

для виконання умови $Q \geq 20$, тобто для збудження стримерного розряду у проміжку, крок між вістрями повинен перевищувати мінімальну величину $a_{\min} = 5$ мм. При цьому довжина вістря в діапазоні $h = 5 \dots 12$ мм слабо впливає на значення $a_{\min}$.

Враховуючи результати розрахунків задля експериментального вивчення ефективності стримерного коронного розряду із застосуванням багатогольчатого електрода, обрано аноди, у яких як довжина вістря, так відстань між ними перевищували 5 мм.

Експериментальні дослідження. На відміну від розрахунків, вістрями в експериментах слугували платинородієві смужки з поперечним перерізом 0.06×0.3 мм. Диск мав отвори для індивідуального обдування вістрів, що коронують (показані на рис. 1 у вигляді незаштрихованих областей біля поверхні вістря). Постійна напруга позитивної полярності подавалася на електроди від стабілізованого високовольтного джерела живлення. Сигнали для запису струмів і напруг знімалися, відповідно, з малоіндуктивного шунта та омичного подільника напруги і подавалися на вхід електронних пристроїв, характеристики яких дають змогу зафіксувати особливості електророзрядних процесів. Вимірювання концентрації озону C здійснювалося оптично по поглинанню ультрафіолетового (УФ) випромінювання в газовій кюветі, до якої випромінювання надходило з електродної системи. Величина концентрації C визначалася, виходячи з закону Бугера-Ламберта-Бера $R = R_0 \exp(-mG_\lambda C)$, де R_0, R – величини сигналів на виході фотоелектронного помножувача за відсутності і наявності озону в кюветі відповідно, m – оптична довжина кювети, G_λ – переріз поглинання озonom випромінювання на довжині хвилі λ . Вимірювання проводилися на довжинах хвиль 254,7 та 275,1 нм.

Одногольчастий електрод. Показники коронного розряду з одиночним вістрям дають змогу здійснювати їх порівняння з відповідними показниками багатогольчатого електрода. Приклад відповідних характеристик за $h = 9$ мм, $d = 15$ мм та витраті повітря $V = 5$ л/хв наведено на рис. 3. З вольтамперної характеристики (ВАХ) розряду (крива 1) видно, що напруга початку коронування становить 7 кВ. Усереднений за часом струм коронного розряду I в експерименті досягає найбільшого значення $I_m = 180$ мкА за максимальній величині напруги, що подається, $U = 17$ кВ. За величині струму I , близької до 40 мкА, на ВАХ спостерігається перегин, після якого зі зростанням напруги U крутість наростання струму збільшується. Струму в точці перегину кривої відповідає поява вимірюваної величини концентрації озону C , крива 2. З подальшим збільшенням розрядного струму концентрація C безперервно підвищується, а питомі енерговитрати на генерацію озону W знижуються (крива 3), які за $I = I_m$ досягають значень відповідно 0.35 мг/л та 30 кВт·год/кг.

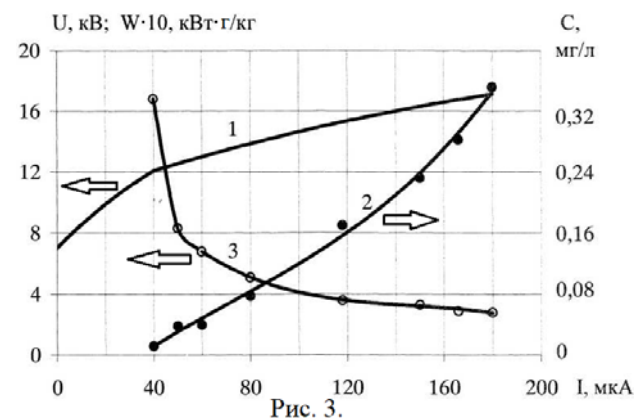


Рис. 3.

но 0.35 мг/л та 30 кВт·год/кг.

Осцилографування розрядного струму показує, що в області перегину ВАХ з'являються короткі імпульси струму стримерів (200 ... 300 нс) з амплітудами $i_m \sim 10$ мА. Зі збільшенням усередненого розрядного струму до $I = 180$ мкА амплітуди імпульсів i_m досягають значень 70 мА.

Дослідження показали, що показники розряду значно залежать від витрати газу. Збільшення витрати газу за постійній потужності, що вкладається, призводить до зниження концентрації озону і питомих витрат енергії. Так, наприклад, за витратах повітря V в діапазоні 0,2...27 л/хв величини C і W

змінюються відповідно в межах 2,5...0,1 мг/л та 70...20 кВт·год/кг. Збільшення концентрації озону до максимальних значень 2,5 мг/л призводить до зниження амплітуди струму стримерів до 20 мА. Це вказує на суттєвий вплив негативних іонів озону O_3^- з великою енергією спорідненості до електрона (2,1 еВ [1]), що пов'язане зі зменшенням концентрації електронів, які в першу чергу забезпечують електропровідність плазми каналів стримерів.

Наявність у складі електродної системи плоского диска сприяє збільшенню виходу озону зі зниженням питомої витрати електроенергії. Наприклад, за довжини вістря $h = 9$ мм питомі енерговитрати знижуються більш ніж удвічі порівняно з відсутністю такого диска. Це видно з таблиці 2, в якій наведено результати, отримані в однакових умовах за відсутності та наявності металевого диска, рядки 1 і 2. Збільшення енерговитрат за відсутності металевого диска може бути пов'язано з великою часткою струму лавин електронів уздовж бічної поверхні довгого вістря, не обмеженого диском.

Багатогольчастий електрод. Експерименти, що проведені за різних довжинах вістря h і відстані між ними a , дали змогу встановити оптимальні геометричні розміри за значенням питомих енерговитрат на генерацію озону W . Відповідні значення наведено у рядку 3 таблиці 2. Порівняння з одногольчастим електродом у рядку 2 показує, що відстань між вістрями впливає меншою мірою, ніж довжина вістря (принаймні на відстанях між вістрями, що є не меншими за їх довжину).

Таблиця 2

Кількість вістрів	h , мм	a , мм	V , л/хв	W , кВт·год/кг
1	∞	-	7	68
1	9	-	7	30
14	9	10	7	29
36	4	7	7	46

Зміна основних геометричних розмірів електродної системи (величин h та a) до значень, що виходять за межі оптимальних, призводить до зростання питомих витрат енергії. Це видно з даних у рядку 4 таблиці, в якій за $h = 4$ мм і $a = 7$ мм значення $W = 46$ кВт·год/кг у півтора рази вище, ніж W за оптимальних h у рядку 3.

Характеристики багатогольчастого електрода при оптимальних значеннях геометричних параметрів $h = 9$ мм $a = 10$ мм представлені на рис. 4. Крива 1 показує, що концентрація озону зменшується від 2 мг/л за малих витратах повітря $V = 1$ л/хв до 0,4 мг/л зі збільшенням витрати до 12 л/хв. Максимальне значення концентрації 3 мг/л було отримано за мінімальних витрат $V = 0,2$ л/хв (на рис. 4 не показано). Питомі енерговитрати W на отримання озону, як й для одиночного вістря, зі збільшенням величини V знижуються (крива 2). За витрати повітря $V = 11$ л/хв вони становлять 20 кВт·год/кг. Подальше збільшення V до 25 л/хв призводить до зменшення енерговитрат W до 14 кВт·год/кг. Зазначимо, що ця величина є характерною для бар'єрного розряду у неосушеному, як і в нашому випадку, атмосферному повітрі.

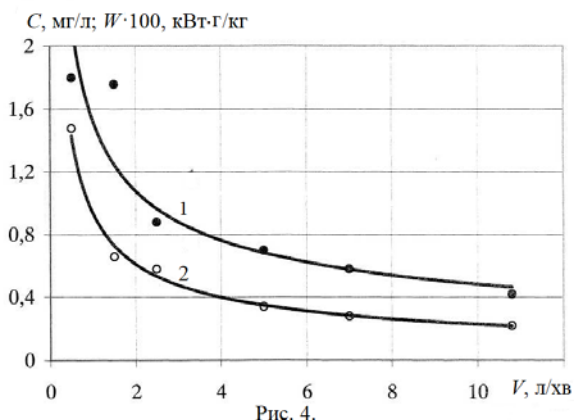


Рис. 4.

Висновки. Розрахункові дослідження щодо виконання умови лавинно-стримерного переходу в електродній системі вістря, довжина якого обмежена металевим диском, проти площини показали існування порогових значень довжини вістря і величини постійної міжелектродної напруги, менше яких поява стримерів є неможливою. У багатогольчастого електрода для появи стримерів відстань між найближчими вістрями також повинна перевищувати визначене порогове значення.

Експериментальні дослідження генерації озону в багатогольчастій електродній системі та необхідні для цього енерговитрати показали існування оптимальних за величиною енерговитрат довжини вістря і відстані між ними. Виявилось, що основний вплив має довжина вістря, в той час як для систем з різною відстанню між вістрями, що перевищує певне значення, питомі енерговитрати задля вироблення озону відрізняються незначною мірою.

З експериментів випливає, що у стримерному коронному розряді витрати повітря під час вироблення озону по-різному впливають на концентрацію озону в повітрі і необхідні для цього енерговитрати. У разі збільшенні витрат повітря (з 2 до 12 л/хв.), з одного боку, концентрація озону значно зменшується (від 2 до 0,4 мг/л), з іншого боку, зменшуються питомі енерговитрати (з 60 до 20 кВт·год/кг). Тому ймовірно існує оптимальна величина витрат повітря, яка може відрізнитися в залежності від призначення.

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

1. Rizer Yu.P. Gas Discharge Physics. Springer. Berlin Heidelberg, 2011. 460 p.
2. Dai Y., Zhang Z., Deng J., Deng B. Study on the Process and Transition Mechanism of Different Stages in Positive and Negative Corona. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2024. Vol. 52. No 5. Pp. 1583-1600. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2024.3389677>.
3. Boiko M.I., Makogon A.V. Disinfectant treatment of liquids with high specific electrical conductivity by high-voltage nanosecond pulses with a subnanosecond front. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2025. No 5. Pp. 62-69. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.09>.
4. Bolotov O.V., Taran G.V., Yegorov M.O. Electrodynamic and electrochemical characteristics of streamer corona discharge in an electrode system with water cathode. *Problems of atomic science technology (PAST)*. 2025. No 4(158). Pp. 87-91. DOI: <https://doi.org/10.46813/2025-158-087>.
5. Bozhko I.V., Bereka V.O., Kondratenko I.P., Serdyuk Yu.V. Factors affecting homogeneity of a nanosecond impulse barrier discharge in air at atmospheric pressure and its physical nature. *Journal of Physics D: Applied Physics*. 2025. Vol. 58. No 34. 11 p. DOI: <https://doi.org/10.1088/1361-6463/adf7b8>.
6. Razevig D.V. High Voltage Engineering. Khanna Publishers, 2011. 726 p.
7. Bozhko I.V., Vasetsky Yu.M., Kondratenko I.P., Mashchenko O.A. Conditions for the emergence of positive streamer corona discharge in air in the needle-to-plane electric field. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2026. No 2. Pp. 15-26. DOI: <http://doi.org/10.15407/techned2026.02.015>.

MULTI-NEEDLE ELECTRODE SYSTEM WITH A METAL DISC DESIGNED FOR OZONE PRODUCTION IN THE STREAMER CORONA DISCHARGE

V.O. Bereka I.V. Bozhko, Yu.M. Vasetsky, I.P Kondratenko
Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,
56, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: yuriv.vasetsky@gmail.com.

The search for methods for taking into account a significant number of factors that affect the development of a positive corona discharge in technological processes determines the relevance of research in this area. The aim of the work is to determine for the streamer corona discharge in air at atmospheric pressure the influence of the geometric configuration of a multi-needle electrode system with a metal disk, as well as the air flow rate with its supply along the needles on the distribution of the electric field, the fulfillment of the avalanche-streamer transition condition, the ozone output and the energy consumption required for this. It is shown the existence of threshold values for the interelectrode voltage, needle lengths and distance between the needles, which limit the possibility of the appearance of streamers in the corona discharge. Based on the experimental results, in relation to energy consumption, it can be concluded that there are optimal values for the needle lengths and the distance between them. It was found that an increase in air flow in the electrode system during ozone production leads to a decrease in specific energy consumption and simultaneously to a decrease in ozone concentration. This relationship, depending on the purpose of the streamer corona discharge, must be taken into account in its practical application. References 7, figures 4, tables 2.

Key words: positive streamer corona, multi-needle electrode system, ozone output, energy consumption, optimization of the electrode system.

Надійшла 13.05.2026
Прийнята 16.06.2026

СТРАТЕГІЯ АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ЗАДЛЯ МІНІМІЗАЦІЇ ПОТУЖНОСТІ ВТРАТ ТРИФАЗНОЇ ЧОТИРИПРОВІДНОЇ СИСТЕМИ З ДВОМА НАВАНТАЖЕННЯМИ

Ю.В. Кутафін^{1*}, докт. філософ., М.Ю. Артеменко^{2**}, докт. техн. наук, В.В. Чопик^{3***}, канд. техн. наук, І.А. Шаповал^{3****}, докт. техн. наук, С.Й. Поліщук^{3*****}, канд. техн. наук.

¹ Академія праці, соціальних відносин і туризму,
вул. Кільцева дорога, 3А, Київ, 03187, Україна,

² НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,

³ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: chopykied@gmail.com.

Здійснено постановку задачі енергоефективної активної фільтрації струмів рознесених в просторі навантажень багатофазних систем електроживлення. Критерієм оптимізації прийнято мінімізацію сумарної потужності втрат в лінії передачі за умов нульової активної потужності кожного з інверторів фільтра, приєднаного до відповідного навантаження. Запропоновано нову стратегію енергоефективної фільтрації струмів трифазної чотирипровідної системи електроживлення двох навантажень від однієї радіальної лінії передачі з двома послідовними ділянками, що в реальному масштабі часу розраховує активні струми ділянок мережі шляхом мінімізації функції Лагранжа, складеної з сумарної потужності втрат в лінії передачі та умов забезпечення активних потужностей кожного з навантажень активними струмами. Вперше встановлено, що величина мінімальної сумарної потужності втрат в лінії передачі трифазної чотирипровідної системи електроживлення з двома навантаженнями є зваженою сумою активних потужностей цих навантажень з ваговими коефіцієнтами у вигляді розрахованих множників Лагранжа. Запропонована стратегія фільтрації струмів двох навантажень була реалізована на комп'ютерній моделі, яка показала свою відповідність прогностичним енергозберігаючим показникам для лінійного та нелінійного навантаження. Затримка налаштування параметрів активного фільтра за динамічних змін одного з навантажень складає один період напруги мережі. Бібл. 15, рис. 4.

Ключові слова: паралельний активний фільтр, стратегія активної фільтрації, системи живлення з двома навантаженнями, мінімальна потужність втрат лінії передачі.

Вступ. Стратегії енергоефективної активної фільтрації струмів багатофазних систем електроживлення базуються на різноманітних теоріях потужності [1–5], що різними способами [6–9] виокремлюють неактивні складові споживаних струмів, пропорційні відповідним потужностям. Ці складові, що містять реактивні струми та струми несиметрії на частоті мережі, а також струми вищих гармонік, компенсуються паралельними активними фільтрами (ПАФ) на клеммах потужних споживачів, позбавляючи від них лінію передачі. Тим самим знижується її теплове навантаження, підвищується коефіцієнт потужності та якість споживаної енергії. Однак теорія енергоефективної активної фільтрації здебільшого розглядає єдине багатофазне навантаження та, відповідно, одну ділянку лінії передачі з відомими резистивними параметрами. Разом з тим радіальна структура побудови традиційної системи електроживлення та розподілена система активної фільтрації в мікромережі [10, 11] потребують теоретичного обґрунтування енергоефективних стратегій систем багатофазного живлення декількох рознесених в просторі навантажень з відповідною кількістю ділянок лінії передачі з різними резистивними параметрами.

© Кутафін Ю.В., Артеменко М.Ю., Чопик В.В., Шаповал І.А., Поліщук С.Й., 2026
ORCID: *<https://orcid.org/0000-0002-8156-1277>; **<https://orcid.org/0000-0001-9341-9238>;
<https://orcid.org/0000-0002-5046-5223>; *<https://orcid.org/0000-0002-9107-5061>;
*****<https://orcid.org/0000-0002-6978-2747>

© 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>

Метою даної роботи є розроблення енергоефективної стратегії паралельної активної фільтрації трифазної чотирипровідної системи живлення двох навантажень від однієї радіальної лінії передачі з двома послідовними ділянками, що мінімізує сумарну потужність втрат.

1. Постановка задачі енергоефективної активної фільтрації струмів трифазної чотирипровідної системи електроживлення з двома навантаженнями. На рис. 1 представлено схемну модель трифазної чотирипровідної системи енергоживлення з ПАФ та двома

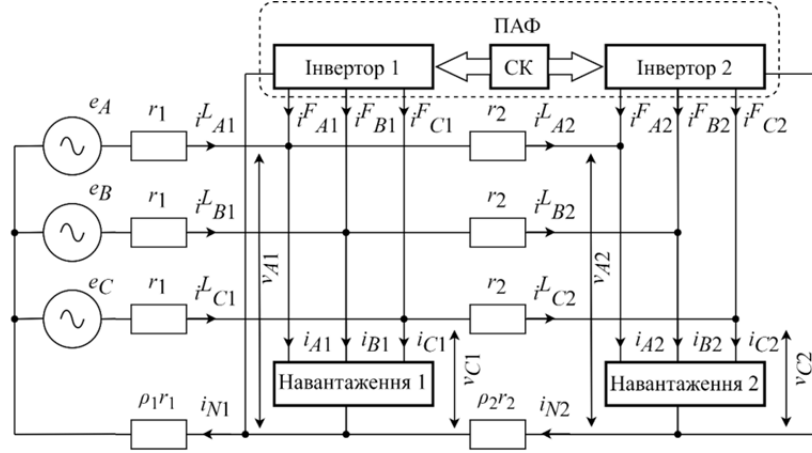


Рис. 1

навантаженнями, аналогічну [12], де лінія передачі має дві ділянки, що характеризуються наборами резистивних параметрів $r_1, r_{N1} = \rho_1 r_1$ та $r_2, r_{N2} = \rho_2 r_2$ відповідно.

Мінімальний набір електричних змінних, що описують енергетичні процеси в схемі на рис.1, оберемо у вигляді фазних напруг в точках приєднання навантажень та відповідних струмів навантажень і компенсаційних струмів силових частин фільтрів, представлених у векторній формі

$$\mathbf{v}_1 = \begin{bmatrix} v_{A1} \\ v_{B1} \\ v_{C1} \end{bmatrix}; \mathbf{v}_2 = \begin{bmatrix} v_{A2} \\ v_{B2} \\ v_{C2} \end{bmatrix}; \mathbf{i}_1 = \begin{bmatrix} i_{A1} \\ i_{B1} \\ i_{C1} \end{bmatrix}; \mathbf{i}_2 = \begin{bmatrix} i_{A2} \\ i_{B2} \\ i_{C2} \end{bmatrix}; \mathbf{i}_1^F = \begin{bmatrix} i_{A1}^F \\ i_{B1}^F \\ i_{C1}^F \end{bmatrix}; \mathbf{i}_2^F = \begin{bmatrix} i_{A2}^F \\ i_{B2}^F \\ i_{C2}^F \end{bmatrix}. \quad (1)$$

У сукупності ці вектори формують скорочений координатний базис [9] порівняно з FBD-методом [13], де задля опису енергетичних процесів у 8 резистивних провідниках у схемі на рис. 1 знадобиться 16 електричних змінних, до яких треба додати 8 компенсаційних струмів для двох інверторів за аналогією з тим, як це реалізовано в [8], де для фільтрації струмів єдиного навантаження формуються 4 компенсаційні струми.

Це скорочення координат є суттєвим для потреб активної фільтрації, оскільки веде до зменшення числа відповідних сенсорів напруги й струму навантажень та регуляторів фільтра. Увівши позначення операції осереднення на періоді мережних напруг скалярного добутку довільних періодичних векторів $\mathbf{x}(t), \mathbf{y}(t)$ однакової розмірності $T^{-1} \int_T \mathbf{x}(t) \mathbf{y}(t) dt = T^{-1} \int_T \mathbf{y}(t) \mathbf{x}(t) dt \triangleq \mathbf{x} \circ \mathbf{y}$, де символ « $\wedge$ » є знаком транспонування, визначимо активну потужність кожного навантаження через введені вектори за формулою Блонделя [14]

$$P_1 = \mathbf{v}_1 \circ \mathbf{i}_1; \quad P_2 = \mathbf{v}_2 \circ \mathbf{i}_2.$$

Задля знаходження виразу для сумарної потужності втрат лінії передачі у координатному базисі (1) за відсутності активної фільтрації споживаних струмів ($\mathbf{i}_1^F = \mathbf{i}_2^F = \mathbf{0}; \mathbf{i}_1^L = \mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_2; \mathbf{i}_2^L = \mathbf{i}_2$) струми нейтральних проводів виражаємо через струми навантажень

$$i_{N1} = i_{A1} + i_{B1} + i_{C1} + i_{A2} + i_{B2} + i_{C2} = \mathbf{j}^\wedge (\mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_2); \quad \text{де } \mathbf{j}^\wedge = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix};$$

$$i_{N2} = i_{A2} + i_{B2} + i_{C2} = \mathbf{j}^\wedge \mathbf{i}_2 = \mathbf{i}_2^\wedge \mathbf{j},$$

Тоді потужність втрат на другій ділянці лінії передачі

$$\Delta P_2 = T^{-1} \int_T (r_2 i_{A2}^2 + r_2 i_{B2}^2 + r_2 i_{C2}^2 + r_{N2} i_{N2}^2) dt = T^{-1} \int_T (r_2 \mathbf{i}_2^\wedge \mathbf{i}_2 + r_{N2} \mathbf{i}_2^\wedge \mathbf{j} \times \mathbf{j}^\wedge \mathbf{i}_2) dt =$$

$$= T^{-1} \int_T \mathbf{i}_2^\wedge (r_2 \mathbf{I} + r_{N2} \mathbf{j} \mathbf{j}^\wedge) \mathbf{i}_2 dt = T^{-1} \int_T \mathbf{i}_2^\wedge \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 dt = \mathbf{i}_2 \circ \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2,$$

$$\text{де } \mathbf{R}_2 = r_2 \mathbf{I} + r_{N2} \mathbf{j}\mathbf{j}^\wedge; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{J} = \mathbf{j}\mathbf{j}^\wedge = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Аналогічно, потужність втрат на першій ділянці лінії передачі, де протікають сумарні струми обох навантажень,

$$\Delta P_1 = (\mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_2) \circ \mathbf{R}_1 (\mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_2).$$

Додавши потужності втрат окремих ділянок, отримаємо вираз для сумарної потужності втрат лінії передачі системи електроживлення з двома навантаженнями без фільтра

$$\Delta P = \Delta P_1 + \Delta P_2 = (\mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_2) \circ \mathbf{R}_1 (\mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_2) + \mathbf{i}_2 \circ \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2. \quad (2)$$

Оскільки інвертори ПАФ встановлені безпосередньо на клеммах рознесених в просторі навантажень, то кожен з них має генерувати компенсаційні струми з нульовою активною потужністю, тобто енергозабезпечення кожного з навантажень має здійснюватися виключно струмами лінії передачі. Отже, енергоефективна стратегія активної фільтрації струмів двох навантажень має визначити такі закони часових змін активних струмів лінії передачі $\mathbf{i}_{A1} = \mathbf{i}_1 - \mathbf{i}_1^F$ та $\mathbf{i}_{A2} = \mathbf{i}_2 - \mathbf{i}_2^F$, що мінімізує сумарну потужність втрат в лінії передачі за критерієм оптимізації відповідно до (2)

$$(\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2}) \circ \mathbf{R}_1 (\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2}) + \mathbf{i}_{A2} \circ \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_{A2} \rightarrow \min,$$

та умов забезпечення відповідних активних потужностей кожного з навантажень струмами лінії передачі

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{A1} \circ \mathbf{v}_1 = \mathbf{i}_1 \circ \mathbf{v}_1 = P_1; \\ \mathbf{i}_{A2} \circ \mathbf{v}_2 = \mathbf{i}_2 \circ \mathbf{v}_2 = P_2. \end{cases} \quad (3)$$

2. Енергоефективна стратегія активної фільтрації струмів двох навантажень.

Сформульовану задачу можна розв'язати, використовуючи метод множників Лагранжа [15]. Увівши множники Лагранжа α_1, α_2 за кількістю обмежень (3), запишемо функцію Лагранжа у вигляді

$$L(\mathbf{i}_{A1}, \mathbf{i}_{A2}, \alpha_1, \alpha_2) = (\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2}) \circ \mathbf{R}_1 (\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2}) + \mathbf{i}_{A2} \circ \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_{A2} - 2\alpha_1 (\mathbf{i}_{A1} \circ \mathbf{v}_1 - P_1) - 2\alpha_2 (\mathbf{i}_{A2} \circ \mathbf{v}_2 - P_2). \quad (4)$$

Диференціюючи цю функцію за всіма змінними, матимемо систему з 4 рівнянь для умовної мінімізації сумарної потужності втрат

$$\begin{cases} \partial L_1 = 0; \\ \partial L_2 = 0; \\ \partial L / \partial \alpha_1 = \mathbf{i}_{A1} \circ \mathbf{v}_1 - P_1 = 0; \\ \partial L / \partial \alpha_2 = \mathbf{i}_{A2} \circ \mathbf{v}_2 - P_2 = 0, \end{cases} \quad (5)$$

де $\partial L_1, \partial L_2$ є частковими диференціалами функції Лагранжа за малих змін векторів активних струмів $\partial \mathbf{i}_{A1}, \partial \mathbf{i}_{A2}$ відповідно.

Знайдемо частковий диференціал першого рівняння (5) з урахуванням симетрії матриці $\mathbf{R}_1$

$$\begin{aligned} \partial L_1 &= T^{-1} \int_T [\partial \mathbf{i}_{A1}^\wedge \mathbf{R}_1 (\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2}) + (\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2})^\wedge \mathbf{R}_1 \partial \mathbf{i}_{A1}] dt - 2\alpha_1 T^{-1} \int_T \partial \mathbf{i}_{A1}^\wedge \mathbf{v}_1 dt = \\ &= T^{-1} \int_T [(\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2})^\wedge \mathbf{R}_1^\wedge \partial \mathbf{i}_{A1} + (\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2})^\wedge \mathbf{R}_1 \partial \mathbf{i}_{A1}] dt - 2\alpha_1 T^{-1} \int_T \mathbf{v}_1^\wedge \partial \mathbf{i}_{A1} dt = \\ &= 2T^{-1} \int_T [(\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2})^\wedge \mathbf{R}_1^\wedge - \alpha_1 \mathbf{v}_1^\wedge] \partial \mathbf{i}_{A1} dt. \end{aligned} \quad (6)$$

Цей диференціал тотожно дорівнює нулю для довільного $\partial \mathbf{i}_{A1}$, якщо кінцевий вираз у квадратній дужці (6) набуває нульового значення.

Аналогічно, знайшовши частковий диференціал другого рівняння (5) з урахуванням симетрії матриці $\mathbf{R}_2$,

$$\begin{aligned} \partial L_2 &= T^{-1} \int_T [\partial \mathbf{i}_{A2}^\wedge \mathbf{R}_2 (\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2}) + (\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2})^\wedge \mathbf{R}_2 \partial \mathbf{i}_{A2} + \partial \mathbf{i}_{A2}^\wedge \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_{A2} + \mathbf{i}_{A2}^\wedge \mathbf{R}_2 \partial \mathbf{i}_{A2}] dt - 2\alpha_2 T^{-1} \int_T \partial \mathbf{i}_{A2}^\wedge \mathbf{v}_2 dt = \\ &= 2T^{-1} \int_T [(\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2})^\wedge \mathbf{R}_2^\wedge + \mathbf{i}_{A2}^\wedge \mathbf{R}_2^\wedge - \alpha_2 \mathbf{v}_2^\wedge] \partial \mathbf{i}_{A2} dt, \end{aligned} \quad (7)$$

стверджуємо, що частковий диференціал (7) тотожно дорівнює нулю для довільного $\partial \mathbf{i}_{A2}$ за умови нульового значення кінцевого виразу у квадратній дужці.

Транспонувавши обидві умови рівності нулю двох перших рівнянь (5), маємо систему рівнянь, що зв'язує активні струми з напругами та множниками Лагранжа,

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_1(\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2}) &= \alpha_1 \mathbf{v}_1; \\ \mathbf{R}_1(\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2}) + \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 &= \alpha_2 \mathbf{v}_2. \end{aligned} \quad (8)$$

Спростивши друге рівняння (8) до вигляду $\mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 = \alpha_2 \mathbf{v}_2 - \alpha_1 \mathbf{v}_1$, отримуємо вирази для активних струмів

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{A1} &= \alpha_1 (\mathbf{R}_1^{-1} + \mathbf{R}_2^{-1}) \mathbf{v}_1 - \alpha_2 \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{v}_2; \\ \mathbf{i}_{A2} &= -\alpha_1 \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{v}_1 + \alpha_2 \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{v}_2, \end{aligned} \quad (9)$$

та підставляємо ці значення в 3 та 4 рівняння (5). В результаті, отримаємо систему лінійних рівнянь відносно множників Лагранжа

$$\begin{aligned} \alpha_1 \mathbf{v}_1 \circ (\mathbf{R}_1^{-1} + \mathbf{R}_2^{-1}) \mathbf{v}_1 - \alpha_2 \mathbf{v}_1 \circ \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{v}_2 &= P_1; \\ -\alpha_1 \mathbf{v}_2 \circ \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{v}_1 + \alpha_2 \mathbf{v}_2 \circ \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{v}_2 &= P_2. \end{aligned} \quad (10)$$

Позначивши скалярні величини $\mathbf{v}_1 \circ (\mathbf{R}_1^{-1} + \mathbf{R}_2^{-1}) \mathbf{v}_1 = \beta_1$; $\mathbf{v}_2 \circ \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{v}_2 = \beta_2$; $\mathbf{v}_1 \circ \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{v}_2 = \mathbf{v}_2 \circ \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{v}_1 = \beta$, перепишемо систему (10) в матричному вигляді

$$\begin{bmatrix} \beta_1 & -\beta \\ -\beta & \beta_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Розв'язок (11) встановлює значення множників Лагранжа

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \beta_2 & \beta \\ \beta & \beta_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\beta_1 \beta_2 - \beta^2} \begin{bmatrix} \beta_2 P_1 + \beta P_2 \\ \beta P_1 + \beta_1 P_2 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

підстановка яких в (9) завершує процедуру визначення активних струмів для двох навантажень.

Інвертори ПАФ генерують трикоординатні вектори струмів

$$\mathbf{i}_1^F = \mathbf{i}_1 - \mathbf{i}_{A1}; \mathbf{i}_2^F = \mathbf{i}_2 - \mathbf{i}_{A2} \quad (13)$$

з нульовими активними потужностями, забезпечуючи формування активних струмів (9) в лінії передачі. З урахуванням (8), (11) сумарна потужність втрат від їх протікання

$$\begin{aligned} \Delta P_{MIN} &= (\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2}) \circ \mathbf{R}_1 (\mathbf{i}_{A1} + \mathbf{i}_{A2}) + \mathbf{i}_{A2} \circ \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_{A2} = \\ &= \alpha_1 \mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{v}_1 \circ \alpha_1 \mathbf{v}_1 + \mathbf{R}_2^{-1} (\alpha_2 \mathbf{v}_2 - \alpha_1 \mathbf{v}_1) \circ (\alpha_2 \mathbf{v}_2 - \alpha_1 \mathbf{v}_1) = \\ &= \alpha_1^2 \beta_1 + \alpha_2^2 \beta_2 - 2\alpha_1 \alpha_2 \beta = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \beta_1 & -\beta \\ -\beta & \beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \alpha_1 P_1 + \alpha_2 P_2 \end{aligned} \quad (14)$$

є зваженою сумою активних потужностей цих навантажень з ваговими коефіцієнтами у вигляді розрахованих множників Лагранжа.

3. Комп'ютерна верифікація запропонованої стратегії активної фільтрації. Метою проведення імітаційного комп'ютерного моделювання є верифікація запропонованої стратегії активної фільтрації, що полягає в мінімізації функції Лагранжа (4) шляхом розрахунку множників Лагранжа за формулою (12) в процесі роботи моделі та визначенні величин активних струмів обох ділянок мережі (9) на основі відомих параметрів лінії передачі та вимірювання зазначених в (1) струмів і напруг обох навантажень. Обернені матриці, що містять ці параметри, розраховуються за спрощеними формулами [3] $\mathbf{R}_i^{-1} = r_i^{-1} [\mathbf{I} + (3 + \rho_i^{-1})^{-1} \mathbf{j}\mathbf{j}^T]$; $i=1,2$. Виміряна величина отриманої сумарної потужності втрат порівнюється з її розрахунковим значенням (14). Імітаційну модель у середовищі PLECS, що втілює запропоновану стратегію фільтрації струмів трифазної чотирипровідної системи живлення з двома навантаженнями та ПАФ представлено на рис. 2. Трифазне джерело генерує симетричні синусоїдні напруги амплітудою $230\sqrt{2}$ В частотою 50 Гц. Ділянки лінії передачі мають активні опори з параметрами $r_1 = 0.05$ Ом, $r_2 = 0.1$ Ом; $\rho_1 = 1$; $\rho_2 = 5$. Навантаження представлені блоками Load 1 та Load 2, схеми яких розкриті на рис. 3. Струми фільтрації формують блоки Inverter 1 та Inverter 2 на основі значень (13), які розраховує блок Control System.

На рис. 4 представлено результати моделювання струмів обох ділянок лінії передачі, сумарної потужності втрат та величини множників Лагранжа, що обчислюються у реальному масштабі часу. В інтервалі часу 0–0.05с фільтрація відсутня, і струми першої ділянки відповідають накладанню

симетричних струмів нелінійного першого навантаження та лінійного несиметричного другого навантаження.

В момент часу $t = 0,05$ с вмикається ПАФ, під дією якого лінійні струми обох ділянок лінії передачі стають симетричними, а струми нейтральних проводів – нульовими. Також видно, що сумарна потужність втрат в лініях передачі після увімкнення ПАФ зменшується приблизно в 2,7

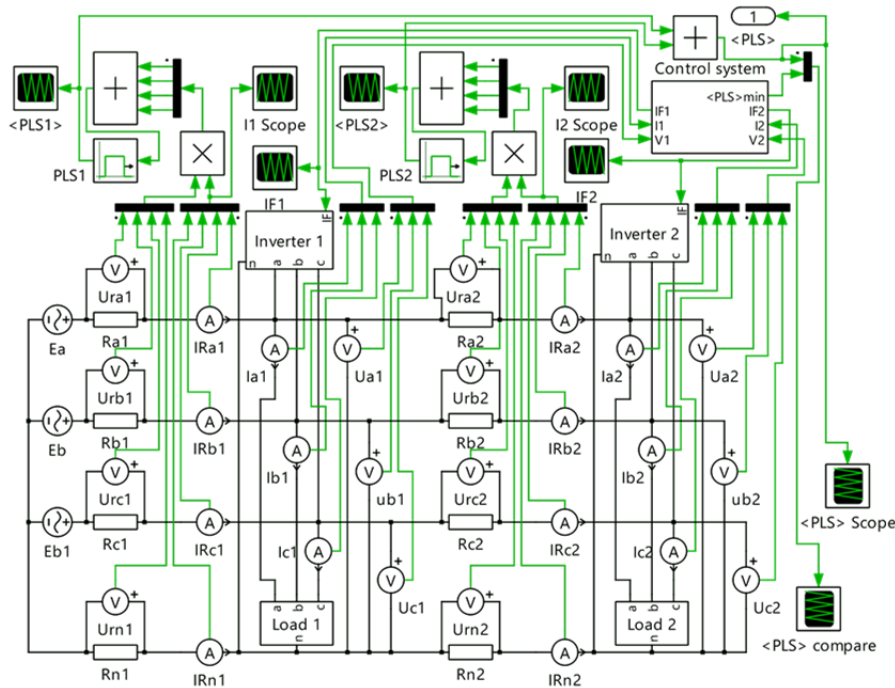
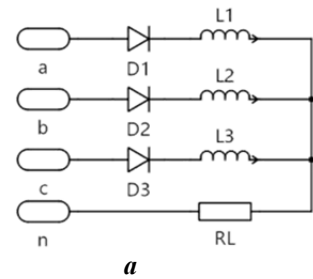
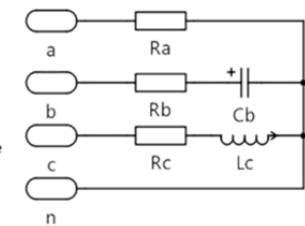


Рис. 2



а



б

Рис. 3

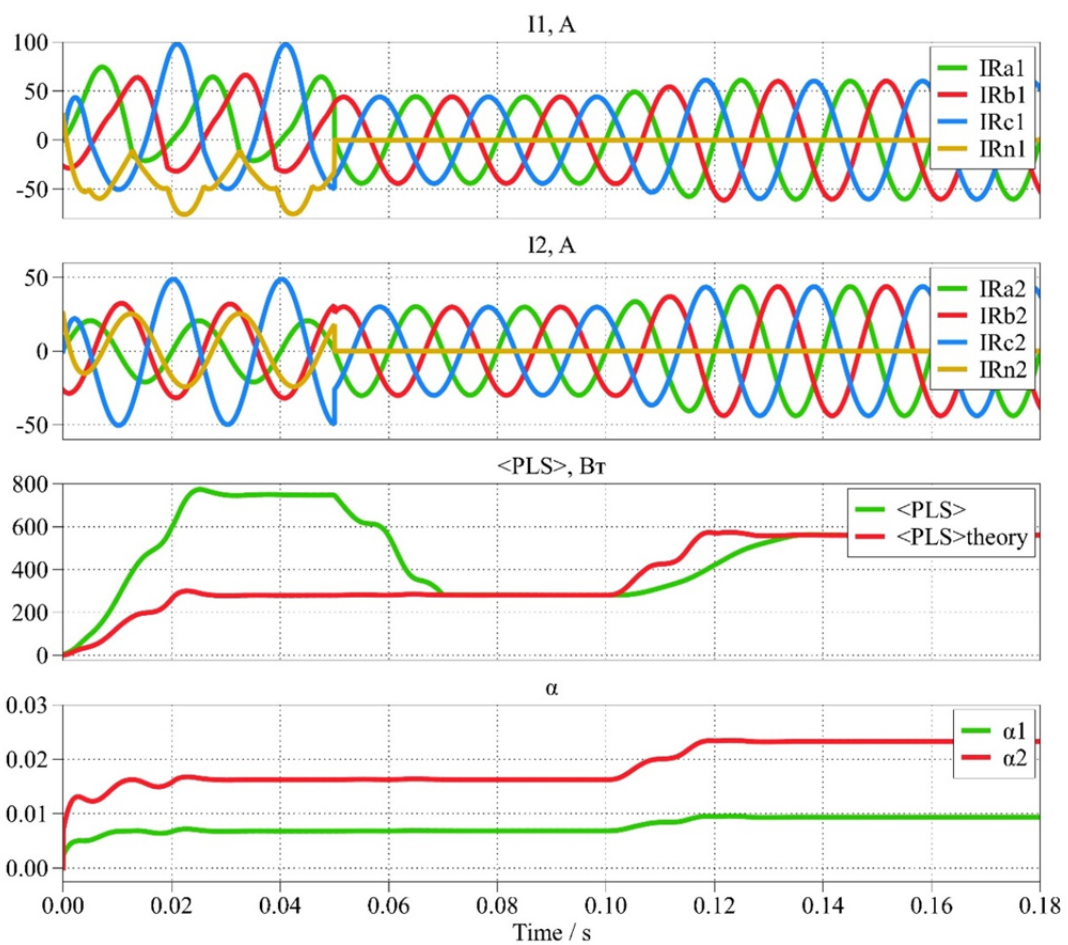


Рис. 4

рази і збігається з прогнозованим за (14) значенням $\Delta P_{MIN} \approx 280$ Вт для множників Лагранжа $\alpha_1 \approx 6.8 \cdot 10^{-3}$; $\alpha_2 \approx 1.6 \cdot 10^{-2}$ та потужностей навантажень $P_1 \approx 6.88$ кВт; $P_2 \approx 14.4$ кВт за $\beta \approx 1.55 \cdot 10^6$ Вт; $\beta_1 \approx 4.7 \cdot 10^6$ Вт; $\beta_2 \approx 1.54 \cdot 10^6$ Вт.

В момент часу $t = 0,1$ с стрибкоподібно зменшується параметр R_a опору навантаження на рис. 3, внаслідок чого збільшується сумарна активна потужність P_2 другого навантаження, на що система керування ПАФ реагує перерахунком множників Лагранжа та збільшенням амплітуд струмів обох ділянок. При цьому зберігається їх симетрична синусоїдна форма за нульового струму нейтралі, а потужність втрат мінімізується до нового рівня $\Delta P_{MIN} \approx 570$ Вт, що відповідає розрахунковому за (14) значенню.

Затримку налаштування параметрів ПАФ за динамічних змін одного з навантажень можна оцінити на рівні 0,02 с, що відповідає одному періоду напруги мережі живлення.

Висновки

1. Встановлено особливість мінімізації сумарної потужності втрат в лінії передачі в рамках постановки задачі енергоефективної фільтрації струмів рознесених в просторі навантажень, яка полягає в дотриманні умов нульової активної потужності кожного з інверторів фільтра, приєднаного до відповідного навантаження.

2. Запропоновано нову стратегію енергоефективної фільтрації струмів трифазної чотирипровідної системи електроживлення двох навантажень від однієї радіальної лінії передачі з двома послідовними ділянками, що в реальному масштабі часу розраховує активні струми обох ділянок мережі шляхом мінімізації функції Лагранжа, складеної з сумарної потужності втрат в лінії передачі та умов забезпечення активних потужностей кожного з навантажень активними струмами.

3. Вперше встановлено, що величина мінімальної сумарної потужності втрат в лінії передачі трифазної чотирипровідної системи електроживлення з двома навантаженнями є зваженою сумою активних потужностей цих навантажень з ваговими коефіцієнтами у вигляді розрахованих множників Лагранжа.

4. Запропонована стратегія енергоефективної фільтрації струмів двох навантажень була реалізована на комп'ютерній моделі трифазної чотирипровідної системи електроживлення та показала свою відповідність прогнозним енергозберігаючим показникам для лінійного та нелінійного навантаження з затримкою відпрацювання динамічних збурень на один період мережної напруги.

Роботу виконано за держбюджетною темою: "Дослідження методів підвищення ефективності систем електроживлення з джерелами розподіленої генерації з урахуванням нових способів побудови та керування напівпровідниковими компенсаторами збурень і неактивних складових потужності" (Адаптер-2), (КПКВК 6541030).

LOSS-MINIMIZING ACTIVE FILTERING STRATEGY FOR A THREE-PHASE FOUR-WIRE SYSTEM WITH TWO LOADS

Yu.V. Kutafin¹, M.Yu. Artemenko², V.V. Chopyk³, I.A. Shapoval³, S.Y. Polishchuk³

¹ Academy of Labour, Social Relations and Tourism,

3A, Kil'tseva Doroha St., Kyiv, 03187, Ukraine.

² National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

37 Beresteyskyi Ave., Kyiv 03056, Ukraine.

³ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

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

E-mail: chopykied@gmail.com.

The problem of energy-efficient active current filtering of multiphase power supply system with spatially distributed loads has been formulated. The optimization criterion is the minimization of the total power losses in the transmission line under conditions of zero active power of each filter's inverter connected to the corresponding load. A new strategy for energy-efficient current filtering of a three-phase four-wire power supply system for two loads from one radial transmission line with two consecutive sections is proposed, which calculates the active currents of network sections in real time by minimizing the Lagrange function composed of the total power losses in the transmission line and the conditions ensuring that the active powers of each load are supplied by active currents. It is established for the first time that the value of the minimum total power losses in the transmission line of a three-phase four-wire power supply

system with two loads is the weighted sum of these load active powers with weighting coefficients in the form of calculated Lagrange multipliers. The proposed strategy for current filtering of two loads was implemented in a computer model which demonstrated compliance with predicted energy-saving performance for both linear and nonlinear loads. The settling time of the active filter parameters during dynamic changes in one of the loads is equal to one period of the mains voltage. References 15, figures 4.

Keywords: shunt active filter, active filtering strategy, dual-load power systems, minimum transmission line power losses.

1. Jeon S. J. Definitions of Apparent Power and Power Factor in a Power System Having Transmission Lines with Unequal Resistances. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2005. Vol. 20. No 3. Pp. 1806–1811. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.848658>.
2. Adrian A. Adăscălitei, Alexander E. Emanuel. Evolution of the Electric Power Compensation Definitions. *Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering series*. 2015. No 39. Pp. 206–211.
3. Artemenko M., Batrak L., and Polishchuk S. New definition formulas for apparent power and active current of three-phase power system. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2019. No. 95(8). Pp. 81–85. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.08.20>.
4. Malengret M. and Trevor Gaunt C. Active Currents, Power Factor, and Apparent Power for Practical Power Delivery Systems. *IEEE Access*. 2020. Vol. 8. Pp. 133095–133113. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3010638>.
5. Peng Fang Z., Hao Huang, Tolbert Leon M., Lehman Brad, Yu Ann Li. Spacetime pq theory for AC and DC electric power systems. *Scientific Reports*. 2025. Vol. 15. Article number: 8169. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41598-025-90021-3>.
6. Cristaldi L., Ferrero A., Superti Furga G. Power and Current Decompositions into Time- and Frequency-Domain Components: Analysis and Comparison. *ETEP*. September/October 1994. Vol. 4. No 5. Pp. 359–367. DOI: <https://doi.org/10.1002/etep.4450040507>.
7. Czarnecki L.S. Currents' Physical Components (CPC) concept: a fundamental of Power Theory. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2008. Vol. 84. No 6. Pp. 28–37.
8. Salmerón Patricio, Pérez-Vallés Alejandro, Flores-Garrido Juan, and Gómez-Galán Juan A. Application of a Multidimensional Approach in the Compensation of Industrial Loads. *IEEE Access*. 2024. Vol. 12. Pp. 8038–8051. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3351939>.
9. Artemenko M.Yu. Kutafin Yu.V., Chopyk V.V., Mykhalsky V.M., Shapoval I.A., Polishchuk S.Y. Generalized definition of the apparent power and energy-efficient strategies of active filtration in the reduced coordinate basis of a multiphase power supply system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 1. Pp. 24–34 DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.01.024>.
10. Benavides-Córdoba S., Urrea-Quintero J.-H., Muñoz-Galeano N., Cano-Quintero J.-B., Segui-Chilet S. Optimal distribution of the fundamental non-efficient load current terms between the energy gateways connected in grid-tied microgrids. *Heliyon*. Feb. 2023. Vol. 9. No 2. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2023.e13650>.
11. Artemenko M.Yu., Chopyk V.V., Mikhalsky V.M., Shapoval I.A., Polishchuk S.Y. The Unbalance Power Identification in the Three-Phase Four-Wire Power Supply System for the Needs of Its Distributed Compensation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 12–20. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.012>.
12. Pajic Slobodan and Emanuel Alexander E. Effect of Neutral Path Power Losses on the Apparent Power Definitions: A Preliminary Study. *IEEE Transactions on Power Delivery*. April 2009. Vol. 24. No 2. Pp. 517–523. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2009.2014481>.
13. Depenbrock M. The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations. *IEEE Trans. On Power Systems*. May 1993. Vol.8. No 2. Pp. 381–387. DOI: <https://doi.org/10.1109/59.260849>.
14. Blondel A. Measurement of Energy of Polyphase Currents. *Proceeding of III International Electrical Congress*. Chicago, 1893. Pp. 112–117.
15. Korn H., Korn T. Mathematical Handbook for Scientists and Engineers: Definitions, Theorems, and Formulas for Reference and Review. McGraw-Hill, New York, 1961.

Надійшла 03.05.2026

Прийнята 28.05.2026

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ДИНАМІЧНОЇ МОДЕЛІ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА СУДНОВОЇ СИСТЕМИ РОЗМАГНІЧУВАННЯ

Г.В. Павлов^{*}, докт.техн.наук, А.В. Обрубов^{**}, докт.техн.наук, І.Л. Вінниченко^{***}, канд.техн.наук, А.М. Фоменко^{****}, канд.техн.наук

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова,
пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна

E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrubov@nuos.edu.ua; i.l.vinnichenko@gmail.com; fomenko.mk@gmail.com.

Метою роботи є визначення структури та параметрів неперервної лінійної динамічної моделі двотактного резонансного перетворювача зі змінною полярністю вихідних величин, призначеного для живлення контуру розмагнічування судна. Завдання роботи полягає в обробці експериментальних даних перехідних характеристик дослідного перетворювача. Перетворювач складається з мостового інвертору, послідовної резонансної гілки з трансформатором напруги і циклоконвертору, навантаженого на контур розмагнічування, який представлено послідовною RL-гілкою без фільтруючої ємності або RLC-колом з фільтруючою ємністю. Регулювання вихідних величин здійснюється по чергово частотним і широтним способами. Регульований перетворювач розглядається як динамічна керована система з входами зі сторони живлення (вплив збурення) і зі сторони керування (вхідний вплив). Під час переходу від широтного до частотного регулювання якісно змінюється характер електромагнітних процесів і їх складно описати єдиною теоретичною математичною моделлю. Методами дослідження, які використано в роботі, є операторний метод для опису математичної моделі силової схеми та експериментально-аналітичний метод для визначення параметрів наближеної динамічної моделі перетворювача. В ході експериментів параметри наближеної динамічної моделі підбиралися методом градієнтного спуску задля мінімізації квадратичних відхилень між перехідними кривими, отриманими від імітаційних моделей, і перехідними кривими, отриманими від наближеної динамічної моделі. В результаті отримано масиви значень параметрів наближеної динамічної моделі, які дали змогу встановити закономірності між регулюючими величинами і параметрами динамічної моделі резонансного перетворювача. Даний підхід також підтвердив гіпотезу про відповідність структури наближеної динамічної моделі передавальній функції пасивної частини силової схеми перетворювача на проміжку неперервного зв'язку між входом і виходом. Запропонована наближена динамічна модель резонансного перетворювача дає змогу синтезувати автоматичні регулятори вихідних величин та аналізувати вплив нестійкості та низькочастотних коливань напруги живлення на вихідні величини. Представлені результати можуть бути використані у процесі досліджень одно- або багатоконтурних мостових високочастотних резонансних перетворювачів, що застосовуються в системах розмагнічування суден. Бібл. 24, рис. 5.

Ключові слова: динамічна модель, експериментально-аналітичний метод, імітаційна модель, передавальна функція, резонансний перетворювач, суднова система розмагнічування, циклоконвертор.

Вступ. Виконавчим компонентом суднової системи розмагнічування є перетворювач електроенергії, який працює у відповідності до заданих функцій часу в низькочастотному діапазоні (одинаці Гц) [1–3]. У разі імпульсного формування вихідного струму [4] може застосовуватися додатковий ємнісний накопичувач. Важливою вимогою до даного перетворювача є малий рівень пульсацій від процесів перетворення і напруги мережі [3, 5], оскільки пульсації струму створюють відчутний електромагнітний фон навколо корабля, який може бути зафіксований технічними пристроями. Тому під час проєктування системи розмагнічування перетворювач представляється динамічною моделлю, що дає змогу компенсувати пульсації зі сторони живлення і фільтрувати високочастотні пульсації від процесів перетворення. Резонансний перетворювач електроенергії послідовного типу з циклоконвертором (ПРП-Ц) зі змінною полярністю вихідної напруги, який зазвичай використовується в системах резервного живлення від сонячних батарей та інших автономних джерел живлення [6, 7], також може

© Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л., Фоменко А.М., 2026
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-4937-1828>; ** <https://orcid.org/0000-0001-9667-1703>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-3768-1060>; **** <https://orcid.org/0009-0005-9163-2090>

© 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>

бути використаним для живлення контурів розмагнічування суден. Перевагами ПРП-Ц в порівнянні з нерезонансними перетворювачами є комутація в нулі струму або (і) напруги, низькі комутаційні втрати та низькі генеровані електромагнітні перешкоди [8, 9]. Динамічна модель ПРП-Ц, незважаючи на розгляд динаміки перетворювачів електроенергії в багатьох наукових публікаціях, наприклад, в [10–12, 15, 16, 22–24], потребує додаткового визначення, оскільки динамічні моделі ПРП-Ц з RL - або RLC -навантаженням не представлені в необхідному для даного дослідження вигляді в розглянутих публікаціях. Для регулювання вихідних величин ПРП-Ц по чергово використовуються широтний та частотний способи, що дещо ускладнює аналітичний опис процесів силової схеми та визначення єдиної динамічної моделі. Тому задля визначення структури наближеної динамічної моделі було використано структуру силової схеми, а параметри динамічної моделі визначено експериментально-аналітичним методом.

Метою даного дослідження є визначення структури і параметрів наближеної динамічної моделі ПРП-Ц з RL - або RLC -навантаженням, характерним для контурів судових систем розмагнічування. Динамічна модель ПРП-Ц потрібна задля здійснення синтезу регуляторів системи авторегулювання вихідного струму частотним методом. Параметри регуляторів потім можуть бути уточнені чисельними методами та вході натурних експериментів.

Ідеєю дослідження є використання імітаційної моделі ПРП-Ц для експериментально-аналітичного визначення параметрів динамічної моделі. Гіпотезою дослідження є припущення щодо відповідності структури наближеної динамічної моделі передавальній функції пасивної частини схеми ПРП-Ц в ті міжкомутаційні проміжки часу, коли вхід і вихід силової схеми мають неперервний причинно-наслідковий зв'язок. Перевірити цю гіпотезу можливо за допомогою процедур наближення частотних характеристик або перехідних процесів імітаційної моделі і наближеної динамічної моделі. Якщо при цьому вдається встановити кінцеві параметри наближеної динамічної моделі в діапазоні регулювання вихідних величин, гіпотезу можна вважати підтвердженою.

1. Дослідна схема, імітаційна модель та умови експериментів. Основними складовими схеми ПРП-Ц на рис. 1, а є мостовий інвертор з керованими ключами S_1 – S_4 , циклоконвертор з керованими ключами S_5 , S_6 , джерело живлення з постійною напругою U_s і навантаження Z_{dc} . Стрілками показано позитивну полярність струмів і напруг на елементах схеми. В ідеалізованій схемі припускається, що силові ключі S_1 – S_6 комутуються миттєво, послідовна комутація суміжних ключів погоджена за часом і відбувається без «нульових» пауз, опір замкненого ключа прагне до нуля, а опір розімкненого ключа – до нескінченності. Пари ключів S_1 , S_4 і S_2 , S_3 мостового інвертору по чергово замикаються і розмикаються через рівні проміжки часу з робочою частотою f_g . На виході інвертору виникає

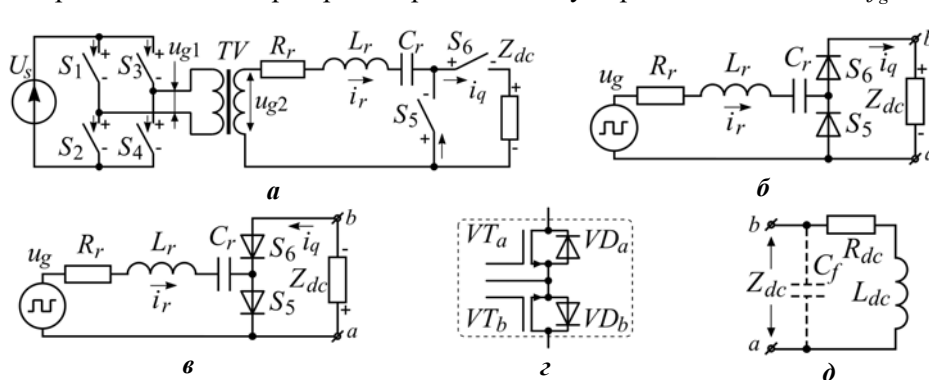


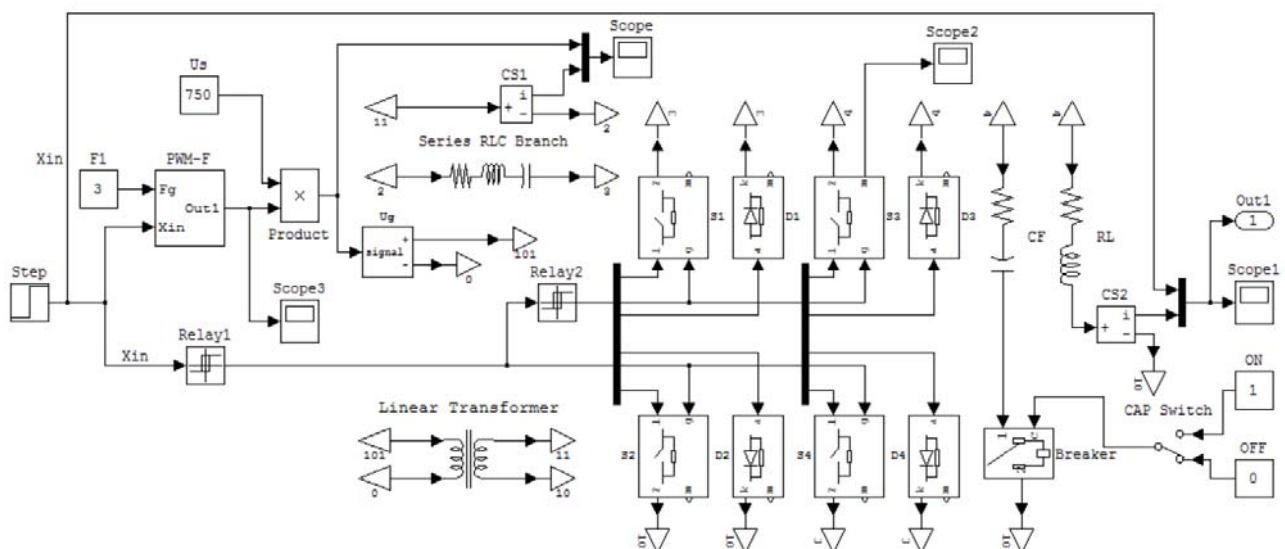
Рис. 1. Ідеалізована схема ПРП-Ц (а) та його еквівалентні схеми для позитивної (б) та негативної (в) полярності вихідного струму, схема двоспрямованих ключів з діодами (г), еквівалентна схема навантаження Z_{dc} (д)

R_r , L_r , C_r виникають коливання резонансного струму i_r . В навантаженні Z_{dc} створюється вихідний струм i_q з постійною складовою і з низькочастотними складовими з частотами до десятків Гц. Регулювання вихідного струму може здійснюватися частотним і фазовим способами, коли змінюються робоча частота інвертору і фазовий зсув послідовності комутації ключів циклоконвертору S_5 і S_6 відносно послідовності комутації ключів інвертору S_1 – S_4 [9, 10]. В процесі плавного регулювання частотним і фазовим способами комутація ключів відбувалася за різних знаках напруги і струму ключа до і після моменту комутації і лише в окремих випадках – за нулі напруги і струму [11–13]. В такому разі всі силові ключі ПРП-Ц повинні бути повністю керованими і двоспрямованими, наприклад, поєднані

прямокутна змінна напруга u_{g1} , яка на виході трансформатора напруги TV трансформується в напругу u_{g2} . Ключі циклоконвертору S_5 і S_6 замикаються і розмикаються теж з робочою частотою f_g в сталому режимі або з частотою, близькою до робочої частоти, в перехідних режимах за незалежній комутації.

В гілці з елементами

Задля дослідження динаміки ППП-Ц було використано ряд імітаційних моделей в пакетах *Multisim* та *Matlab*. Розглянемо одну з них – *Simulink*-модель на рис. 2, яка відповідає схемам на рис. 1 та містить: кероване джерело напруги “Ug” з помножувачем “Product”, що імітують інвертор; модулятор ширини і частоти імпульсів “PWM-F” для керування інвертором; групи ключів S1-D1, S2-D2 і S3-D3, S4-D4, що імітують ключі S_5 і S_6 циклоконвертору; резонансні елементи “Series RLC-Branch”; трансформатор напруги “Linear Transformer” та коло навантаження “CF-RL”.



Амплітуда напруги інвертору задається константою “Us”. Фільтруюча ємність “CF” може включатися і відключатися від схеми за допомогою перемикача “Cap Switch” та “Breaker”. Навантаження “RL” представлено у вигляді котушки прямокутної форми з наступними розмірами: висота та ширина прямокутного перетину $a_c=0,1$ м та $r_c=0,2$ м; ширина та довжина прямокутного контуру по середній лінії котушки $b_c=10$ м та $c_c=50$ м. Електричні параметри навантаження розраховувалися за методикою [16] для котушки індуктивності з вищевказаними геометричними параметрами: кількість витків $w_{dc}=20$; площа перетину мідного проводу $s_w=6,67$ мм²; діаметр проводу $d_w=3$ мм; активний опір

катушки $R_{dc}=6,3$ Ом; індуктивність катушки $L_{dc}=46$ мГн; номінальний струм катушки $I_{dc}=20$ А (намагнічувальна сила $i_w=400$ ампер-витків [5], щільність струму 3 А/мм²), що відповідає активній потужності 2520 Вт.

Параметри середовища моделювання [17]: Start Time = 0 с; Stop Time = 0,5 с; Variable step; ode23t(mod. stiff/Trapezoidal); Max Step Size = 2e-6 с; Relative Tolerance = 1e-6. Параметри силової схеми розраховувалися попередньо як для схеми-прототипу LLC-перетворювача [18] з початковими даними: мінімальна напруга живлення 400 В; максимальна напруга живлення 750 В; вихідна потужність 3000 Вт; вихідна напруга 130 В. Резонансні індуктивність, ємність та опір активних втрат: $L_r=2,55$ мГн; $C_r=10$ мкФ; $R_r=0,64$ Ом (добротність резонансної RLC-гілки $Q_r=25$). Резонансна частота $f_{r0}=1000$ Гц. Трансформатор напруги має коефіцієнт трансформації $k_{tr}=0,5$ та номінальну напругу, активний опір і індуктивність розсіювання первинної сторони відповідно: 750 В; $0,02$ Ом; 33 мкГн. З вторинної сторони: 375 В; $0,02$ Ом; 8 мкГн. Еквівалентний активний опір втрат в осерді 5000 Ом та індуктивність намагнічування 270 мГн. Мінімальна фільтруюча ємність RLC-навантаження $C_f \geq 1000$ мкФ для максимальних добротності $Q_{dcm\max}=2,7$ і резонансної частоти $f_{dcm\max}=24$ Гц.

В моделі ПРП-Ц на рис. 2 реалізовано почергове широтно-частотне регулювання, яке дає змогу регулювати вихідні величини від 0% до 100% за обмеженої зміни робочої частоти [19–21]. У разі зростання вхідної величини x_{in} від нуля до 1 пропорційно зростає відносна ширина імпульсів γ від 0 до 1 . Робоча частота f_g дорівнює 2 кГц. За зростанні x_{in} від 1 до 2 ширина імпульсів максимальна $\gamma=1$, і робоча частота f_g знижується від 2 кГц до 1 кГц (до частоти послідовного резонансу f_{r0}). Вихідні величини зростають. У разі подальшого зростання $x_{in}>2$ параметри імпульсів постійні $\gamma=1$ і $f_g=1$ кГц. Регулювання виразами: $f_g = 2000$ Гц для $x_{in}<1$; $f_g = 1000 \cdot (3-x_{in})$ Гц для $x_{in}\geq 1$ і $x_{in}\leq 2$; $f_g = 1000$ Гц для $x_{in}>2$; $\gamma = x_{in}$ для $x_{in} < 1$; $\gamma=1$ для $x_{in}\geq 1$, де $\gamma = 2 \cdot t_p \cdot f_g$; t_p – довжина імпульсу.

Принцип роботи моделі на рис. 2 полягає в наступному. Вхідний сигнал x_{in} ступінчастої форми від блоку “Step” перетворюється у формувачі сигналів “PWM-F” в ширину і частоту імпульсів напруги інвертору, під дією якої в резонансних елементах “Series RLC-Branch” (RLC-гілка) і в ключах циклоконвертору виникає змінний резонансний струм. За позитивній полярності вхідного сигналу $x_{in}>0$ замикаються ключі S2 і S4. Діоди D1 і D3 працюють як однонапівперіодний випрямляч і створюють позитивний струм навантаження i_q (рис. 1, б). За $x_{in}<0$ замикаються ключі S1 і S3, діоди D2 і D4 створюють негативний струм навантаження i_q (рис. 1, в). Резонансний струм вимірюється віртуальним датчиком CS1, струм навантаження – датчиком CS2.

2. Теоретичне обґрунтування. Розглянемо схему заміщення силового кола ПРП-Ц на рис. 3 для двох частин робочого циклу довжиною $T_g=1/(2 \cdot f_g)$. В першій частині перемикач Sw знаходиться в положенні 1 і резонансне коло та коло навантаження є розділеними. Енергія від інвертора накопичується в реактивних елементах L_r і C_r . В колі навантаження відбувається перерозподіл і часткове перетворення електроенергії від реактивних елементів L_{dc} і C_{dc} в тепло в активному опорі R_{dc} . В другій частині робочого циклу перемикач Sw знаходиться в положенні 2 і поєднує резонансне коло та коло навантаження. Відбувається неперервна передача енергії з входу на вихід ПРП-Ц. Енергія від інвертора перерозподіляється в реактивних елементах L_r , C_r , L_{dc} , C_{dc} і частково перетворюється в тепло в активному опорі R_{dc} .

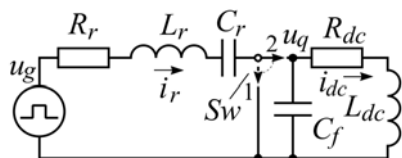


Рис. 3. Схема заміщення силового кола ПРП-Ц для першої частини робочого циклу (перемикач Sw в положенні 1) і для другої частини робочого циклу (перемикач Sw в положенні 2)

Лінійна динамічна модель ПРП-Ц може бути записана через опори гілок згідно схеми на рис. 3 у вигляді функцій оператора Лапласа $s=\sigma+j \cdot \omega$

$$Z_1 = R_r + s \cdot L_r + 1/(s \cdot C_r); \quad Z_2 = 1/(s \cdot C_f);$$

$$Z_3 = R_{dc} + s \cdot L_{dc}; \quad Z_{dc} = Z_2 \cdot Z_3 / (Z_2 + Z_3). \quad (1)$$

Передавальна функція ПРП-Ц по відношенню до вихідного струму для другої частини робочого циклу

$$G_{ui}(s) = i_{dc}(s)/u_g(s) = Z_2 / (Z_1 \cdot (Z_2 + Z_3) + Z_2 \cdot Z_3). \quad (2)$$

Характеристичне рівняння динамічної моделі має вигляд

$$H(s) + 1 = Z_2 / (Z_1 \cdot (Z_2 + Z_3) + Z_2 \cdot Z_3) = 0. \quad (3)$$

Після алгебраїчних перетворень із (3) отримано передавальну функцію основної частини динамічної моделі ПРП-Ц, якщо її вважати структурою з одиничним зворотним зв'язком

$$H(s) = G_{ui}(s)/(1 - G_{ui}(s)) = \left(Z_1 \cdot (Z_2^{-1} + Z_3^{-1}) \right)^{-1} = Z_{dc} / Z_1, \quad (4)$$

де $1/Z_1 = s \cdot C_r / (1 + s \cdot R_r \cdot C_r + s^2 \cdot L_r \cdot C_r)$ – провідність резонансної RLC -гілки і Z_{dc} – опір кола навантаження по відношенню до клем a і b на рис. 1, б, в, д. За RL -навантаженні опір навантаження має перший порядок: $Z_{dc} = R_{dc} \cdot (1 + s \cdot \tau_{dc1})$. За RLC -навантаженні – другий порядок: $Z_{dc} = R_{dc} \cdot (1 + s \cdot \tau_{dc1}) / (1 + s \cdot \tau_{dc2} + s^2 / \omega_{dc}^2)$. Тут прийнято: $\tau_{dc1} = L_{dc} / R_{dc}$; $\omega_{dc}^2 = 1 / (L_{dc} \cdot C_f)$; $\tau_{dc2} = R_{dc} \cdot C_f$.

В даному дослідженні підтвердилося наступне припущення. Еквівалентна неперервна передавальна функція ПРП-Ц з почерговим широтно-частотним регулюванням має порядок, не більший за порядок (4) з коефіцієнтами, що залежать також від регулюючих величин [22–24]. В даному випадку за великий фільтруючий ємності коло навантаження є аперіодичним, і можна прийняти $L_{dc} \rightarrow 0$, $Z_{dc} = R_{dc} / (1 + s \cdot \tau_{dc2})$. Мінімальний порядок кола навантаження дорівнює 1, і порядок резонансної гілки дорівнює 2. Тоді наближена динамічна модель ПРП-Ц може бути представлена еквівалентною передавальною функцією 3-го порядку типу фільтру низьких частот

$$G_e(s) = \frac{1}{1 + s / (2 \cdot \pi \cdot f_{1e})} \times \frac{K_e}{\left(\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{2e}} \right)^2 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{2e} \cdot Q_e} + 1}, \quad (5)$$

де $K_e = \Delta i_{dc} / \Delta x_{in}$ – коефіцієнт передачі; f_{1e} – частота полюсу першого порядку; f_{2e} – частота полюсу другого порядку; Q_e – добротність полюсу другого порядку.

Порядок і тип еквівалентної передавальної функції ПРП-Ц можна також оцінити з розгляду експериментальних перехідних характеристик на рис. 4, б та логарифмічних амплітудно-частотних характеристик (ЛАЧХ) на рис. 4, в, г. Як видно, перехідні процеси за наявності фільтруючої ємності (верхні графіки на рис. 4, б) більш тривалі і мають більші викиди вихідного струму ПРП-Ц, що пояснюється властивостями кола навантаження, близьким до коливальної ланки. Перехідні характеристики знято під час подачі на імітаційну модель ПРП-Ц двоступеневих вхідних сигналів на рис. 4, а.

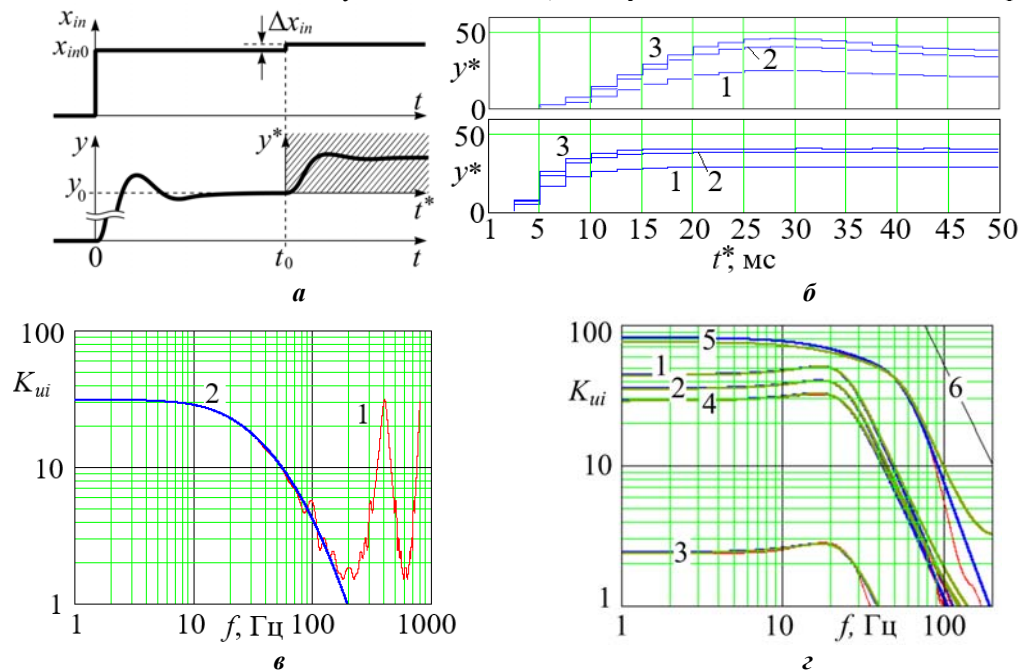


Рис. 4. Динамічні характеристики ПРП-Ц з параметрами навантаження $R_{dc}=6,3$ Ом, $L_{dc}=46$ мГн:

а – загальний вид перехідної характеристики;

б – нормовані перехідні характеристики: зверху – з RLC -навантаженням ($C_f=5000$ мкФ; $K_{ui} \approx 21, 35, 39$ для кривих 1, 2, 3); знизу – з RL -навантаженням ($C_f=0$; $K_{ui} \approx 29, 38, 41$ для кривих 1, 2, 3);

в – ЛАЧХ імітаційної моделі (крива 1) та наближеної динамічної моделі з RL -навантаженням (крива 2) та за $K_{ui} \approx 29$;

г – сімейства ЛАЧХ з RLC -навантаженням для малої вхідної величини $x_{in0}=0,001$ і за базових вхідних сигналах: $x_{in0}=0,001$ (крива 1); $x_{in0}=0,2$ (крива 2); $x_{in0}=0,9$ (крива 3); $x_{in0}=1,2$ (крива 4); $x_{in0}=1,9$ (крива 5). Лінія 6 демонструє нахил 3-го порядку -60 дБ/дек

Перша ступінь виводить ПРП-Ц в стабільний режим роботи з базовою вхідною величиною x_{in0} . Після встановлення перехідних процесів в момент часу t_0 подається друга ступінь з малою величиною

приросту вхідної величини $\Delta x_{in} = (0,05 \dots 0,1) \cdot x_{in0}$, за якій коефіцієнт передачі ПРП-Ц можна вважати незмінним $K_e \approx \text{const}$. Із отриманого перехідного процесу $y(t)$ вибираються значення з постійним кроком $y_k = y(k \cdot T)$, з яких використовуються та нормуються вибірки перехідних характеристик $y^*(t^*)/\Delta x_{in}$ із заштрихованої області на рис. 4, а для $t^* = N \cdot T$. ЛАЧХ на рис. 4, в, з розраховано за допомогою з-перетворень (6) дискретних імпульсних перехідних функцій, які отримано як перші різниці вибірок нормованих перехідних характеристик (рис. 4, б) довжиною $N=20 \dots 100$ відліків з постійним періодом $T=0,025$ с. Останній член в виразі $L(z)$ (6) компенсує складник, що не входить в першу різницю

$$L(z) = (1 - z^{-1}) \cdot \sum_{k=0}^N y_k^* \cdot z^{-k} + y_N^* \cdot z^{-N-1}, \quad K_{ui}(\omega) = |L(z)| / \Delta x_{in}, \quad (6)$$

де позначено $z = e^{s \cdot T}$ – оператор дискретного перетворення Лапласа, тут $s = j \cdot \omega$; y_k^* , y_N^* – відліки перехідних процесів з відніманням базового рівня від першого ступеню $y_k^* = y_k - y_{k0}$; Δx_{in} – величина другого ступеню вхідного сигналу керування ПРП-Ц.

Коефіцієнт передачі еквівалентної передавальної функції визначається так

$$K_e = \left(\sum_{k=N-m}^N y_k^* \right) / (m \cdot x_{in0}), \quad (7)$$

де m – кількість відліків сталого процесу. Інші параметри еквівалентної передавальної функції (5) визначаються підбором із порівняння експериментальних перехідних характеристик моделі на рис. 2 і розрахованих оригіналів $h(t) = \ell^{-1}[G_e(s, K_e, f_{1e}, f_{2e}, Q_e)/s]$, що представляють собою еквівалентні перехідні функції $h(t)$, методом градієнтного спуску. Критерієм, який потрібно зменшувати в ході пошуку підбору трьох параметрів f_{1e}, f_{2e}, Q_e , є сумарне квадратичне відхилення відліків нормованого перехідного процесу імітаційної моделі від перехідної функції наближеної динамічної моделі ПРП-Ц

$$S_e = \sum_{k=0}^N (y_k^* - h_k)^2, \quad (8)$$

де y_k^* – відліки експериментальних перехідних характеристик; h_k – відліки розрахованих по передавальній функції (5) перехідних характеристик. Циклічний підбір параметрів зупиняється, коли сума (8) перестане зменшуватися.

3. Результати експериментів і розрахунків. В ході експериментів з моделлю на рис. 2 для різних базових значень вхідної величини x_{in0} (сигналу керування вихідним струмом) знімалися перехідні процеси. Після обробки даних визначалися наступні параметри еквівалентної передавальної функції (5): $K_e = \Delta i_q / \Delta x_{in}$ – коефіцієнт передачі ПРП-Ц за управлінням; f_{1e} , Гц – частота полюсу першого порядку; f_{2e} , Гц – частота полюсу другого порядку; Q_e – добротність полюсу другого порядку. Узагальнені залежності параметрів від вхідної величини, що показані на рис. 5, було розраховано методом згладжування дискретних вибірок за формулою зважених середніх значень масивів параметрів

$$P(x_{in}) = \sum_{k=0}^N \left[p_k / (\mu \cdot (x_{in} - x_{in0_k})^2 + 1) \right] / \sum_{k=0}^N \left[1 / (\mu \cdot (x_{in} - x_{in0_k})^2 + 1) \right], \quad (9)$$

де $P(x_{in})$ – залежність одного із параметрів еквівалентної передавальної функції ПРП-Ц від вхідної величини $K_e(x_{in}), f_{1e}(x_{in}), f_{2e}(x_{in}), Q_e(x_{in})$; N – розмір масиву параметрів; p_k – значення даного параметру із масиву параметрів; μ – коефіцієнт згладжування (тут $\mu=30$); x_{in} – змінна від 0 до 2 вхідна величина ПРП-Ц; x_{in0_k} – значення базової вхідної величини для k -того параметру з масиву. Згладжені графіки залежностей параметрів еквівалентної передавальної функції ПРП-Ц на рис. 5 побудовано на масивах-вибірках з не менш 20-ти значень кожного з підібраних параметрів на діапазоні вхідної величини $x_{in}=0 \dots 2$. Задля підвищення точності розрахунку по (9) доцільно використовувати масиви-вибірки з декількох експериментів моделювання з коригуванням коефіцієнту згладжування, які групуються в єдиний масив.

Графіки на рис. 5 демонструють немонотонну залежність коефіцієнту передачі ПРП-Ц K_e від вхідної керуючої величини: в зоні переходу від широтного до частотного регулювання ($x_{in} \approx 1$) його значення найменше і під час підходу до резонансної частоти ($x_{in} \approx 1,8$) за RLC -навантаженні коефіцієнт передачі стає максимальним. Залежність $K_e(x_{in})$ більш значна за RLC -навантаженні (рис. 5, б), оскільки резонансний контур ПРП-Ц працює з більшою фактичною добротністю внаслідок шунтування кола навантаження великою фільтруючою ємністю з малим реактивним опором на робочій частоті. Залежність K_e від напруги живлення практично пропорційна і пояснюється мультиплікативним впливом напруги живлення на вихідні величини ПРП-Ц.

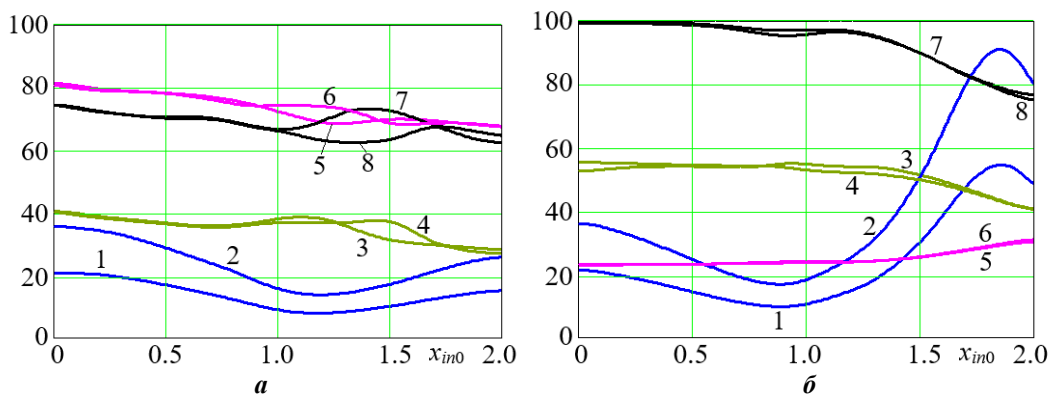


Рис. 5. Залежності параметрів еквівалентної передавальної функції ПРП-Ц від вхідної величини x_{in} : *a* – для *RL*-навантаження; *б* – для *RLC*-навантаження (криві: 1, 2 – K_e ; 3, 4 – f_{1e} ; 5, 6 – f_{2e} ; 7, 8 – $100 \cdot Q_e$; 1, 3, 5, 7 – для напруги живлення 450 В; 2, 4, 6, 8 – для напруги живлення 750 В)

Інші параметри f_{1e} , f_{2e} , Q_e на рис. 5 очікувано демонструють незначну залежність від напруги живлення ПРП-Ц і помірні залежності від вхідного сигналу (змінюються в основному відносно менше, ніж вхідна величина). Тому надалі корисно дослідити адекватність запропонованої наближеної динамічної моделі ПРП-Ц за постійних параметрах f_{1e} , f_{2e} , Q_e і змінному параметрі підсилення K_e відповідно до статичних характеристик ПРП-Ц.

Висновки. В результаті дослідження визначено структуру наближеної лінійної динамічної моделі резонансного перетворювача з циклоконвертором. Параметри наближеної динамічної моделі визначено експериментально-аналітичним методом з використанням імітаційної схемно-структурної моделі перетворювача. Експериментально підтверджена збіжність процесів наближеної динамічної моделі «в малому» з імітаційними моделями дослідного перетворювача, створеними в різних пакетах моделювання, свідчить про правдоподібність отриманих результатів. Відмінність даного дослідження полягає в експериментальному підтвердженні гіпотези про відповідність структури наближеної динамічної моделі рівнянням пасивної частини силової схеми для міжкомутаційних проміжків з неперервним зв'язком між входом і виходом перетворювача. В той час відомі методи ідентифікації розглядають дослідну систему як «чорну скриню» з входом і виходом без відповідності отриманих виразів внутрішнім закономірностям системи. Отримана наближена динамічна модель призначена для синтезу автоматичних регуляторів вихідних величин резонансного перетворювача частотним методом. Проведене дослідження дає підстави для подальших напрямів досліджень: оцінки відхилень процесів моделі з узагальненими параметрами від процесів реального перетворювача; створення та оптимізація динамічних моделей перетворювачів з дозованою передачею енергії без неперервного зв'язку між входом і виходом; визначення оптимальних з точки зору лінійності та швидкодії законів регулювання резонансних перетворювачів з циклоконверторами; дослідження залежності умов комутації від регулюючої величини за незалежної комутації силових ключів.

Роботу виконано в рамках державної бюджетної НДР: «Розробка енергоефективних засобів генерації та перетворення електроенергії для систем розмагнічування малих кораблів».

1. Varma R.A.R. Design of degaussing system and demonstration of signature reduction on ship model through laboratory experiments. *Physics Procedia*. 2014. Vol. 54. Pp. 174-179. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.phpro.2014.10.056>.
2. Jin H., Hong W., Zhihong Z. A new simple method to design degaussing coils using magnetic dipoles. *Journal of Marine Science and Engineering*. 2022. Vol. 10. No 10. Pp. 1495-1512. DOI: <https://doi.org/10.3390/jmse10101495>.
3. Huang C., Liu S., Li Z., Liu Z. Improved degaussing power supply applied to ship degaussing system. *Proc. of the 16th Annual Conference of China Electrotechnical Society. Lecture Notes in Electrical Engineering*. 2022. Vol. 889. Pp. 1100-1110. DOI: https://doi.org/10.1007/978-981-19-1528-4_112.
4. Wikkerink D., Mor A. R., Polinder H., Ross R. Magnetic signature reduction by converter switching frequency modulation in degaussing systems. *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. Pp. 74103-74110. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3190616>.
5. Bekers D., Lepelaars E. Degaussing system design optimization. *Proc. of 8th International Marine Electromagnetics Conference (MARELEC 2013)*, Hamburg, Germany, 2013. Pp. 1-10. URL: <https://resolver.tno.nl/uuid:963e495e-34e0-4653-b59d-a98ddfd4ce38> (accessed at 02.03.2025).

6. Nayanisiri D.R., Vilathgamuwa D.M., Maskell D.L. Half-wave cycloconverter-based photovoltaic microinverter topology with phase-shift power modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2013. Vol. 28. No 6. Pp. 2700-2710. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2227502>.
7. Prasanna Kumar C., Jayakrishna G. Half-wave cycloconverter based PV micro-inverter topology power modulation with phase shift. *International Journal of Scientific Engineering and Technology Research*. 2015. Vol. 4. Issue 3. Pp. 547-553. URL: <https://ijsetr.com/uploads/241635IJSETR4105-104.pdf#:~:text=PRASANNA%20KUMAR.CH%2C%20JAYAKRISHNA.G.%20International%20Journal%20of&text=Half%2DWave%20Cycloconverter%20Based%20PV%20Micro%2Dinverter%20Topology%20Power%20Modulation%20with%20Phase%20Shift> (accessed at 01.03.2025).
8. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. Determining the dynamic model of the charging resonant converter with inductive coupling by an experimental analytical method. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2022. Vol. 4 (8-118). Pp. 17–28. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263526>.
9. Dymereys A.V., Yershov R.D., Gorodny A.N., Revko A.S., Denisov Y.O. Control characteristics of zero-current-switching quasi-resonant buck converter under variation of resonant circuit and load parameters. *Proc. of IEEE EUROCON 2021 - 19th International Conference on Smart Technologies*, 2021. Pp. 443-448. DOI: <https://doi.org/10.1109/EUROCON52738.2021.9535597>.
10. Harrison M.J., Zimmanck D.R., Fornage M. Method and apparatus for multiphase shift power converter control. USA patent US 10,707,775 B2. No 14/450,699. 2015.
11. Pique R., Fossas E. The serial resonant converter with controlled rectifier stage. *Proc. of European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, Germany. 2005. Pp. 1-10. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPE.2005.219292>
12. Pavlov G., Obrubov A., Vinnychenko I. Optimizing the operation of charging selfgenerating resonant inverters. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2022. Vol. 1(5-115). Pp. 23–34. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.252148>.
13. Pavlov G., Vinnychenko I., Nazarova N., Vinnychenko D., Obrubov A. Study of the effect of transformer windings coupling coefficient of flyback resonant converter for wireless energy transfer on its output characteristics. *Proc. of IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 2022. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916434>.
14. Krishnaswami H. Photovoltaic microinverter using single-stage isolated high-frequency link series resonant topology. *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Phoenix, USA, 2011. Pp. 495-500. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2011.6063810>.
15. Abdalmula M. A new concept of two-stage multi-element resonant-/cyclo-converter for two-phase IM/SM motor. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2013. Vol. 11. No 4. Pp. 244-250. DOI: <https://doi.org/10.15598/aece.v11i4.836>.
16. Pressman A.I., Billings K. Morey T. *Switching Power Supply Design*. The McGraw-Hill. 2009. 880 p.
17. Model Configuration Pane: Solver that Computes States and Outputs for Simulation. URL: <https://www.mathworks.com/help/simulink/gui/solver.html> (accessed at 01.03.2025).
18. De Simone S. AN2450 Application note. LLC resonant half-bridge converter design guideline. STMicroelectronics. 2014. 35 p. URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/an2450-llc-resonant-halfbridge-converter-design-guideline-stmicroelectronics.pdf (accessed at 02.03.2025).
19. Pavlov G., Vinnichenko I., Pokrovskiy M. Estimation of energy efficiency of the frequency converter based on the resonant inverter with pulse-density control. *IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, Ukraine, 2018. Pp. 101-105. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2018.8559499>.
20. Esmailirad S., Beiranvand R., Varjani A.Y. Using the frequency and pulse width modulation techniques for regulating the LLC resonant converter output voltage. *Proc. of 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, Teheran, Iran, 2018. Pp. 30-37. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2018.8343767>.
21. Pavlov G., Obrubov A., Vinnychenko I., Kazariezov A. Properties of resonant converter as controlled object with amplitude, frequency and pulse-width methods of output voltage regulation. *Proc. of 2024 IEEE 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 2024. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61434.2024.10877986>.
22. Baha B., Tokhi M.O. Dynamic modelling and control of resonant switch mode converters. *Control Engineering Practice*. 1997. Vol. 5. Issue 11. Pp. 1533-1542. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0967-0661\(97\)10007-7](https://doi.org/10.1016/S0967-0661(97)10007-7).
23. Ojo O., Bhat I. The dynamics of a series resonant converter with third-order commutation network. *Proc. of South-eastern Symposium on System Theory*, Tuscaloosa, USA, 1993. Pp. 48-52. DOI: <https://doi.org/10.1109/SSST.1993.522740>.
24. Youssef M. Z., Pinheiro H., Jain P. K. A Sampled-data reduced order dynamic model for a self-sustained series-parallel resonant converter. *EPE Journal*. 2005. Vol. 15(1). Pp. 5-18. DOI: <https://doi.org/10.1080/09398368.2005.11463577>.

DETERMINATION OF PARAMETERS OF THE RESONANT POWER CONVERTER DYNAMIC MODEL OF THE SHIP DEMAGNETIZATION SYSTEM

G.V. Pavlov, A.V. Obrubov, I.L. Vinnychenko, A.M. Fomenko

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

9, Heroiv Ukrainy Ave., Mykolaiv, 54007, Ukraine.

E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrubov@nuos.edu.ua; i.l.vinnychenko@gmail.com; fomenko.mk@gmail.com.

The aim of the work is to determine the structure and parameters of a continuous linear dynamic model of a push-pull resonant converter with variable polarity of output values, intended for powering the ship's demagnetization contours. The task of the work is to process the experimental data of the transient characteristics of the experimental converter. The converter consists of a bridge inverter, a series resonant branch with a voltage transformer and a cycloconverter loaded on the demagnetization circuit, which is represented by a series RL branch without a filtering capacitance or an RLC circuit with a filtering capacitance. The output values are adjusted alternately by frequency and pulse-width modulation methods. The regulated converter is considered as a dynamic controlled system with inputs from the power supply side (disturbance effect) and from the control side (input effect). When switching from latitudinal to frequency regulation, the nature of electromagnetic processes changes qualitatively and it is difficult to describe them with a single theoretical mathematical model. The research methods used in the work are the operator method for describing the mathematical model of the power circuit and the experimental-analytical method for determining the parameters of the approximate dynamic model of the converter. During the experiments, the parameters of the approximate dynamic model were selected by the gradient descent method to minimize the quadratic deviations between the transition curves obtained from the simulation models and the transition curves obtained from the approximate dynamic model. As a result, arrays of values of parameters of the approximate dynamic model (transmission coefficient, two coupling frequencies and second-order pole quality factor) were obtained, which allowed to establish regularities between the regulating quantities and parameters of the dynamic model of the resonant converter. This approach also allowed to confirm the hypothesis about the correspondence of the structure of the approximate dynamic model to the transfer function of the passive part of the power circuit of the converter in the interval of continuous connection between the input and output. The proposed approximate dynamic model of the resonant converter allows to synthesize automatic regulators of output quantities and to analyse the influence of instability and low-frequency fluctuations of the supply voltage on the output quantities. The presented results can be used in the study of single- or multi-circuit bridge high-frequency resonant converters used in ship demagnetization systems. References 24, figures 5.

Keywords: dynamic model, experimental-analytical method, simulation model, transfer function, resonant converter, ship demagnetization system, cycloconverter.

Надійшла 05.03.2026

Прийнята 06.05.2026

ДВОНАПРАВЛЕНИЙ DC-AC ПЕРЕТВОРЮВАЧ НА ОСНОВІ АСИМЕТРИЧНОГО ІНВЕРТОРА ДЛЯ ЗАСТОСУВАННЯ В ГІБРИДНИХ СИСТЕМАХ НАКОПИЧЕННЯ ЕНЕРГІЇ

Д.В. Мартинов^{*}, докт. філософії, Ю.В. Руденко^{**}, докт. техн. наук,

В.В. Мартинов^{***}, докт. техн. наук

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

E-mail: d.martynov@electrotechimpulse.com.

Роботу присвячено дослідженню та аналізу електромагнітних процесів у двонаправленому перетворювачі постійного струму в змінний на основі асиметричного інвертора з магнітопов'язаними дроселями, а також визначенню його параметрів з метою підвищення енергетичної ефективності. Для дослідження процесів використано метод усереднення в просторі станів та методи імітаційного моделювання. У результаті роботи отримано аналітичні вирази для розрахунку струмів в асиметричному інверторі з магнітопов'язаними дроселями на інтервалах комутації. Визначено взаємозв'язок між індуктивностями дроселів та параметрами вхідних і вихідних джерел електроживлення, за яких циркуляційні струми в колах інвертора відсутні, що забезпечує зниження статичних втрат потужності у перетворювачі. У ході досліджень отримано нові аналітичні та графічні залежності для роботи двонаправленого DC-AC перетворювача в режимах передачі активної та реактивної потужності, що розширюють попередні моделі асиметричних DC-DC перетворювачів. Отримані залежності дають можливість на етапі проектування підвищити ефективність перетворювача шляхом зниження втрат потужності, зумовлених циркуляційними струмами, за рахунок вибору оптимального співвідношення параметрів інвертора. Бібл. 24, рис. 8.

Ключові слова: системи накопичення електроенергії, двонаправлений DC-AC перетворювач, асиметричний інвертор, високодинамічне двонаправлене перетворення електроенергії, гібридний електромобіль.

Задля забезпечення функцій накопичення, збереження та подальшого ефективного використання електричної енергії в мережах змінного струму традиційно застосовують акумуляторні системи енергонакопичення [1]. Основними сферами їхнього використання є системи зберігання електроенергії, джерела безперебійного живлення [2], електричні та гібридні електромобілі [3–5], а також системи відновлюваної електрогенерації [6]. Обмін енергії між накопичувачем та мережею змінного струму здійснюється за допомогою двонаправлених напівпровідникових DC-AC перетворювачів. На сьогодні такі перетворювачі набули широкого застосування для забезпечення передачі потужності в обох напрямках.

Окремо слід відзначити застосування двонаправлених DC-AC перетворювачів в електротранспорті. На прикладі гібридних та електричних транспортних засобів можна наочно продемонструвати принципи роботи та основні підходи до використання таких перетворювачів. Гібридні системи накопичення енергії типу «паливний елемент – акумулятор» дедалі ширше застосовуються в сучасних автомобілях. У таких системах розподіл електричної потужності здійснюється на різних рівнях напруги, що зумовлено наявністю акумуляторних накопичувачів. Процеси як розряду, так і заряду акумулятора, зокрема під час роботи генератора, що рухається двигуном внутрішнього згорання, або під час рекуперативного гальмування, потребують двонаправленого перетворення енергії [7]. Динаміка руху транспортного засобу характеризується швидкими прискореннями, що вимагають значної потужності від енергосистеми автомобіля [8]. Водночас під час гальмування завдяки системі рекуперації виникають надлишки енергії, які доцільно акумулювати задля підвищення енергоефективності та збільшення запасу ходу. Така енергія може зберігатися як в акумуляторі, так і в супер-конденсаторі, який використовується задля забезпечення швидких змін динаміки руху (прискорення) автомобіля [9].

© Мартинов Д.В., Руденко Ю.В., Мартинов В.В., 2026

ORCID: ^{*} <https://orcid.org/0000-0002-2040-872X>; ^{**} <https://orcid.org/0000-0003-1852-215X>;

^{***} <https://orcid.org/0000-0003-2184-0394>

© 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>

Структури енергетичних систем у різних автомобілях можуть відрізнятися, проте загальна концепція, що передбачає використання акумуляторних батарей, суперконденсаторів та

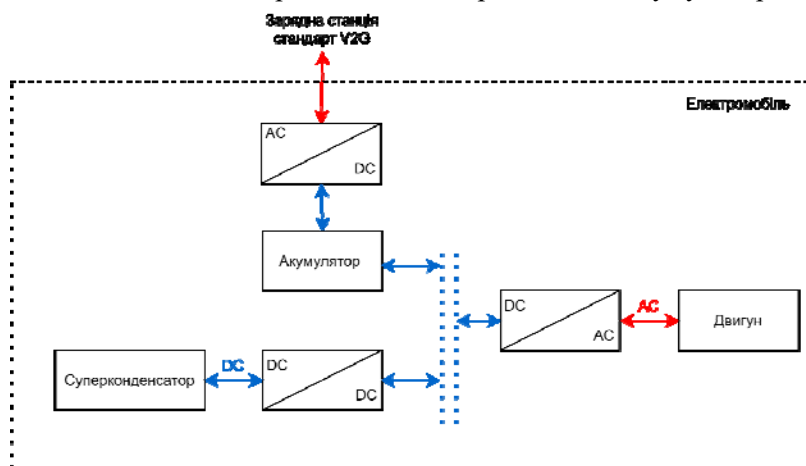


Рис. 1

режимах. Перший режим – режим випрямлення, у якому перетворювач функціонує як активний випрямляч та забезпечує передавання активної потужності від трифазної мережі змінного струму до шини постійної напруги. Другий режим – режим інвертування, у якому енергія передається від шини постійної напруги до трифазної мережі змінного струму, а перетворювач функціонує як інвертор напруги.

Інтеграція акумуляторних систем накопичення електроенергії до мереж змінного струму набуває все більшого поширення у зв'язку з необхідністю оптимізації гібридних джерел живлення. З урахуванням вимог до зменшення вартості та габаритів перетворювачів двонаправлені DC-AC перетворювачі стають ефективним рішенням завдяки використанню спільних силових елементів для передачі потужності в обох напрямках. На сьогодні існує значна кількість схемотехнічних рішень для побудови двонаправлених напівпровідникових перетворювачів, вибір яких визначається поставленими вимогами та умовами застосування. Багато наукових робіт присвячено класифікації двонаправлених перетворювачів за топологією, наявністю гальванічної розв'язки між вхідною та вихідною сторонами, а також підходами до керування [10–13].

Широке застосування в системах накопичення електроенергії знаходять двонаправлені DC-AC перетворювачі, побудовані на основі асиметричного інвертора [11, 14–17], структуру якого наведено на рис. 2. Дана структура має ряд переваг порівняно з класичними мостовими інверторами.

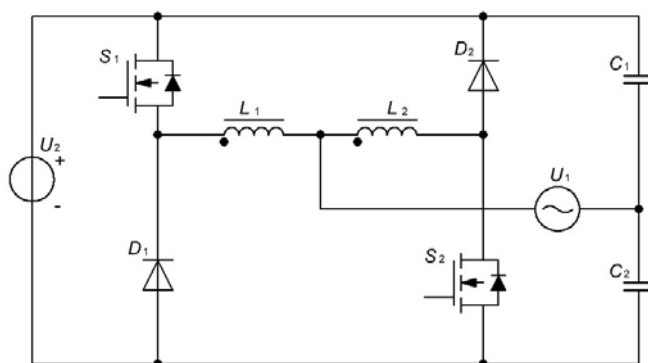


Рис. 2

перетворення. По-четверте, забезпечується висока динаміка переходу між режимами заряду та розряду, що сприяє ефективнішому використанню енергії, зокрема під час рекуперативного гальмування в електротранспорті [14], і є суттєвою перевагою даного перетворювача для застосування в автомобільних гібридних системах накопичення енергії.

Двонаправлені DC-AC перетворювачі на основі асиметричного інвертора реалізуються у двох варіантах залежно від виконання дроселів: з магнітопов'язаними та магнітно непов'язаними

двонаправлених перетворювачів, залишається незмінною. Застосування двонаправлених перетворювачів дає змогу реалізувати компактні, енергоефективні та адаптивні рішення, що є критично важливими для високодинамічних енергетичних систем, зокрема електромобілів, систем накопичення енергії та систем з рекуперацією енергії. На рис. 1 зображено структуру системи перетворення та накопичення електричної енергії з використанням електромобілів.

Двонаправлений перетворювач DC-AC працює у двох

По-перше, відсутні наскрізні струми, оскільки активні силові ключі не з'єднані послідовно в межах одного фазного плеча, що виключає можливість їхнього протікання навіть за одночасного відкриття всіх ключів. По-друге, суттєво зменшуються втрати потужності, пов'язані з процесом зворотного відновлення силових ключів, оскільки відсутній контур протікання струму через їхні внутрішні діоди. По-третє, інвертор може працювати без мертвого часу під час широтно-імпульсної модуляції, що усуває проблеми, пов'язані з наскрізними струмами, та дає можливість підвищити частоту

дроселями. Як показує аналіз процесів в інверторі, основна відмінність між цими варіантами полягає у тривалості переходу між режимами накопичення та віддачі енергії [14]. У перетворювачах з магнітно не пов'язаними дроселями час переходу визначається величиною їхньої індуктивності. Натомість у випадку магнітопов'язаних дроселів цей час визначається лише індуктивністю розсіювання між обмотками. Таким чином, завдяки зменшенню індуктивності розсіювання перетворювачі з магнітопов'язаними дроселями можуть забезпечувати вищу швидкодію, що є критично важливим для ряду застосувань.

Незважаючи на зазначені переваги, використання магнітопов'язаних дроселів в асиметричному інверторі супроводжується рядом недоліків. Як показано в роботах [11, 14, 15, 18–20], у колах такого інвертора (рис. 2) можуть виникати циркуляційні струми, що призводить до додаткового навантаження на силові ключі та збільшенню втрат потужності. Крім того, виникнення циркуляційних струмів зумовлюється певними співвідношеннями параметрів джерел живлення на низьковольтній та високовольтній сторонах [14, 21, 22].

У перетворювачах із магнітно непов'язаними дроселями циркуляційні струми відсутні, проте це супроводжується погіршенням динамічних характеристик, зокрема збільшенням тривалості перехідних процесів під час зміни напрямку потоку потужності. Натомість асиметричний інвертор з магнітопов'язаними дроселями забезпечує високу швидкодію, однак за певних умов виникнення циркуляційних струмів призводить до додаткових втрат потужності.

Таким чином, двонаправлені DC-AC перетворювачі на основі асиметричного інвертора потребують подальших досліджень з метою зменшення циркуляційних струмів за збереження високої швидкодії. Одним із ключових інструментів для вирішення цієї задачі є розроблення математичних та імітаційних моделей, що дає змогу дослідити процеси в перетворювачі.

На відміну від попередніх досліджень [14, 21, 22], які переважно були зосереджені на топологіях двонаправлених DC-DC перетворювачів та окремих режимах їхньої роботи, у даній роботі розроблений аналітичний апарат поширено на системи двонаправленого DC-AC перетворення, що функціонують у режимах інвертування, активного випрямлення та передачі реактивної потужності. Крім того, отримано нові графічні залежності для визначення меж робочих режимів асиметричного інвертора в гібридних системах накопичення електроенергії змінного струму.

Метою даної роботи є розроблення математичної та імітаційної моделей асиметричного інвертора з магнітопов'язаними дроселями для двонаправленого DC-AC перетворювача та формування рекомендацій щодо вибору параметрів дроселів з метою підвищення ефективності перетворювача.

Дослідження двонаправленого DC-AC перетворювача на основі асиметричного інвертора з

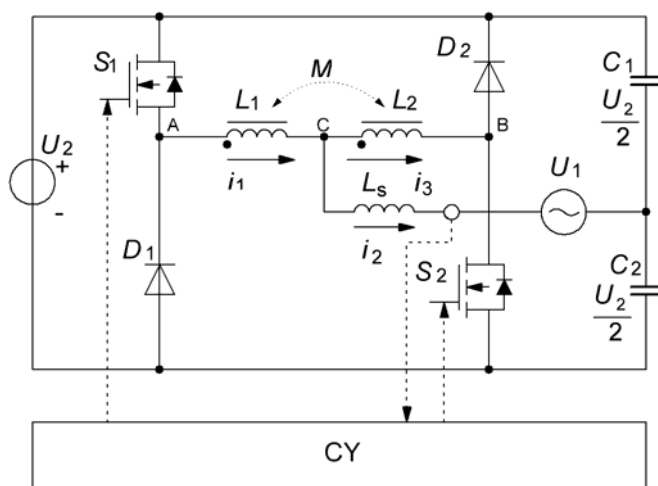


Рис. 3

магнітопов'язаними дроселями здійснювалося шляхом аналізу його робочих режимів у програмному пакеті схемотехнічного моделювання PSIM на основі розробленої імітаційної моделі (рис. 3). Модель включає магнітопов'язані дроселі $L_1=L_2=L=2$ мГн та додатковий дросель L_s . Прийнято такі припущення: комутація силових ключів є миттєвою; їхній активний опір у відкритому стані дорівнює нулю; активний опір обмоток дроселів також дорівнює нулю. У схемі рис. 3 амплітуда джерела живлення становить $U_1=220$ В; напруги на конденсаторах $U_{C1}=U_{C2}=U_2/2$, де $U_2=500$ В. Задля покращення наочності результатів моделювання частоту мережевої напруги прийнято рівною 500 Гц, а частоту широтно-імпульсної модуляції – 20 кГц.

Дроселі L_1 та L_2 забезпечують обмеження струмів у режимах комутації, зокрема, за можливого одночасного відкривання верхніх і нижніх силових ключів, а також виконують функцію індуктивного фільтра. Додатковий дросель L_s , включений між спільною точкою «с» дроселів L_1 і L_2 та

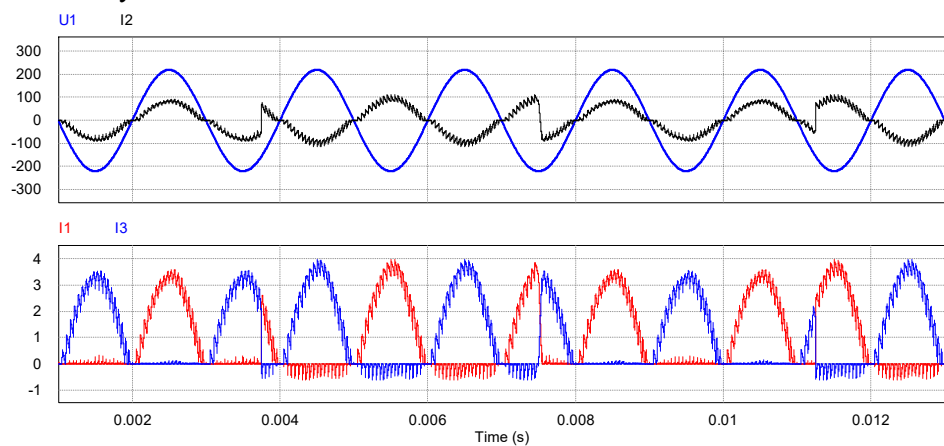
джерелом U_1 , забезпечує додаткове обмеження струму i_2 у колі навантаження. Взаємна індуктивність між дроселями L_1 та L_2 дорівнює M .

У двонаправленому DC-AC перетворювачі на рис. 3 можна виділити декілька режимів роботи. У першому режимі перетворювач здійснює перетворення енергії постійного струму, отриманої від накопичувача, в енергію змінного струму для передачі в мережу, при цьому напруга мережі та вихідний струм інвертора є синфазними. У другому режимі перетворювач функціонує як активний випрямляч, формуючи струм заряду накопичувача з низьким рівнем гармонічних спотворень. При цьому напруга мережі та вхідний струм інвертора знаходяться у протифазі з кутом 180° . У більш універсальних застосуваннях DC-AC перетворювачі також використовуються для компенсації реактивної потужності.

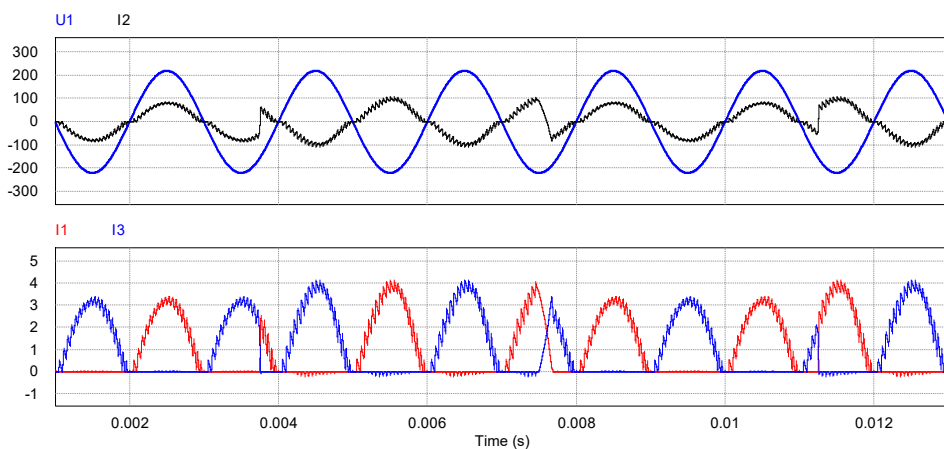
У режимі випрямлення з активним споживанням потужності у позитивному напівперіоді працюють ключ S_1 та діод D_1 (рис. 3), а у негативному – ключ S_2 та діод D_2 . У режимі інвертора з передачею активної потужності процеси є аналогічними режиму випрямлення за винятком фазового співвідношення між струмом і напругою, внаслідок чого енергія передається від джерела постійного струму до мережі змінного струму.

На рис. 4, а наведено результати моделювання інверторного та випрямляючого режимів асиметричного інвертора за відсутності додаткової індуктивності ($L_s=0$). Як видно з результатів, у перетворювачі одночасно існують струми i_1 та i_3 як в інверторному, так і у випрямляючому режимах. Струм, що одночасно протікає через два магнітопов'язані дроселі L_1 і L_2 , є циркуляційним струмом [18, 21, 22]. Як показали дослідження, циркуляційний струм може протікати через діоди D_1 або D_2 , а також через антипаралельні діоди силових ключів S_1 та S_2 .

На рис. 4, б наведено результати моделювання для випадку $L_s=200$ мкГн. Як видно з отриманих результатів, рівень циркуляційних струмів зменшується, що свідчить про ефективність введення додаткової індуктивності для їхнього обмеження.



а



б

Рис. 4

Протягом інтервалу, коли змінний струм є додатним, незалежно від полярності напруги змінного струму, активна схема включає ключ S_1 , діод D_1 , дроселі L_1 та L_s (рис. 5, а).

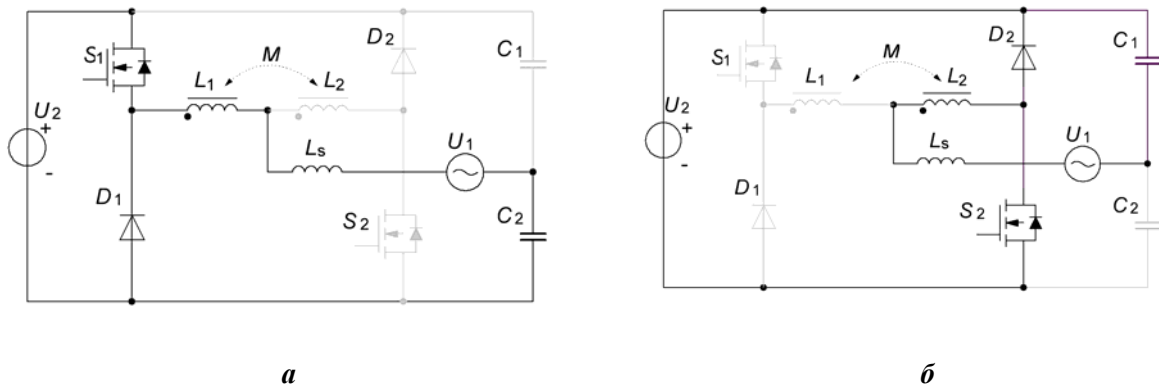


Рис. 5

Аналогічно протягом інтервалу, коли змінний струм є від'ємним (рис. 5, б), незалежно від полярності напруги мережі, провідний контур утворюють ключ S_2 , діод D_2 та дроселі L_2 і L_s . У цьому випадку елементи, пов'язані з ключем S_1 , діодом D_1 та дроселем L_1 , не повинні проводити струм. Аналогічно, за активного ключа S_1 струм через дросель L_2 відсутній.

Як зазначалося раніше, однією з основних проблем асиметричного інвертора з магнітопов'язаними дроселями є наявність циркуляційних струмів, що призводять до додаткових втрат потужності. Тому важливо визначити параметри або їхні співвідношення, за яких циркуляційний струм може бути істотно зменшений. Для цього розглянемо процес формування позитивної напівхвилі напруги мережі за активного ключа S_1 . У роботі [23] показано, що за прийнятих припущень у разі відкритого транзистора S_1 циркуляційний струм через діод D_2 не виникає. У цьому випадку циркуляційний струм може протікати лише через внутрішній діод ключа S_2 . Для визначення умов, за яких циркуляційний струм у разі ввімкненого ключа S_1 прямує до нуля, складемо еквівалентну схему асиметричного інвертора (рис. 6).

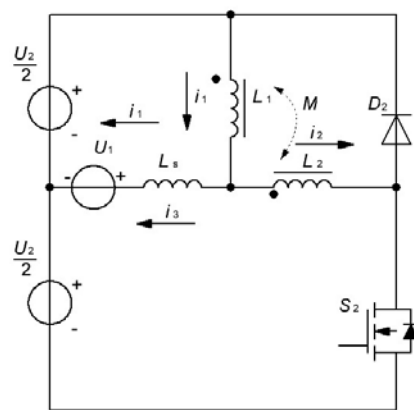


Рис. 6

Для аналізу процесів розроблено математичну модель перетворювача за допомогою методу усереднення [24]. Відповідно до цього складено систему рівнянь (1) у приростах для інтервалу, коли ключ S_1 є відкритим, згідно зі схемою заміщення рис. 6

$$\begin{cases} \frac{\Delta I_1}{T_i}(L_1 + M) + \frac{\Delta I_3}{T_i}(L_s - M) = \frac{U_2}{2} - U_1, \\ \frac{\Delta I_3}{T_i}(L_s - M) - \frac{\Delta I_2}{T_i}(L_2 + M) = -U_1 - \frac{U_2}{2}, \\ \Delta I_2 + \Delta I_3 = \Delta I_1, \end{cases} \quad (1)$$

де T_i – тривалість інтервалу імпульсу керування; $M = K_{зв} \sqrt{L_1 L_2}$ – величина взаємної індуктивності між обмотками дроселя, $K_{зв}$ – коефіцієнт магнітного зв'язку.

Розв'язуючи систему рівнянь (1) щодо приросту струмів та тривалості другого інтервалу, отримаємо

$$\Delta I_1 = \frac{T_i}{2} \cdot \frac{U_2 L_2 - 2U_1 M - 2U_1 L_2 + 2L_s U_2 - U_2 M}{L_1 L_s + 2L_s M - M^2 + L_1 L_2 + L_s L_2}, \quad (2)$$

$$\Delta I_2 = \frac{T_i}{2} \cdot \frac{2L_s U_2 - U_2 M + U_1 M + 2L_1 U_1 + L_1 U_2}{L_1 L_s + 2L_s M - M^2 + L_1 L_2 + L_s L_2}, \quad (3)$$

$$\Delta I_3 = \frac{T_2}{2} \cdot \frac{U_2 L_2 - 2L_1 U_1 - L_1 U_2 - 2U_1 M - 2U_1 L_2}{L_1 L_S + 2L_S M - M^2 + L_1 L_2 + L_S L_2}. \quad (4)$$

Розглянемо випадок, близький до ідеального магнітного зв'язку між напівобмотками дроселя, коли $M \sim L_1 = L_2 = L$. За цих умов визначимо співвідношення параметрів, за яких приріст струму на даному інтервалі прямує до нуля. Перепишемо вираз (3) у спрощеному вигляді

$$\Delta I_2 = \frac{T_i}{4} \cdot \frac{L_S U_2 + 2L U_1}{L L_3}. \quad (5)$$

Прирівнявши вираз (5) до нуля та врахувавши напрямок струму, визначимо значення додаткової індуктивності L_S , за якого приріст циркуляційного струму прямує до нуля

$$L_S = 2L \frac{U_1}{U_2}. \quad (6)$$

Згідно з виразом (6), зі зростанням величини подвоєної амплітуди напруги джерела змінного струму до значення напруги джерела постійного струму необхідне значення додаткової індуктивності L_S збільшується. Отже, у граничному випадку, коли подвоєна амплітуда напруги джерела змінного струму наближається до напруги джерела постійного струму, необхідне значення додаткової індуктивності L_S наближається до індуктивності обмотки магнітопов'язаного дроселя. Це свідчить про те, що за таких співвідношень параметрів ефект переваги магнітного зв'язку щодо зменшення циркуляційного струму істотно послаблюється, а мінімізація циркуляційних струмів потребує збільшення додаткової індуктивності.

Як впливає зі структури інвертора на рис. 5, б та результатів моделювання, за активного ключа S_2 діод D_1 не проводить струм. Таким чином, у разі виконання умови (6) циркуляційні струми в інверторі відсутні.

Задля підтвердження отриманих результатів виконано моделювання. У випадку передачі чисто активної потужності розглянуто два режими: інверторний, у якому напруга та струм є синфазними, та випрямляючий, у якому вони перебувають у протифазі (рис. 7). У процесі моделювання виконувалася умова (6).

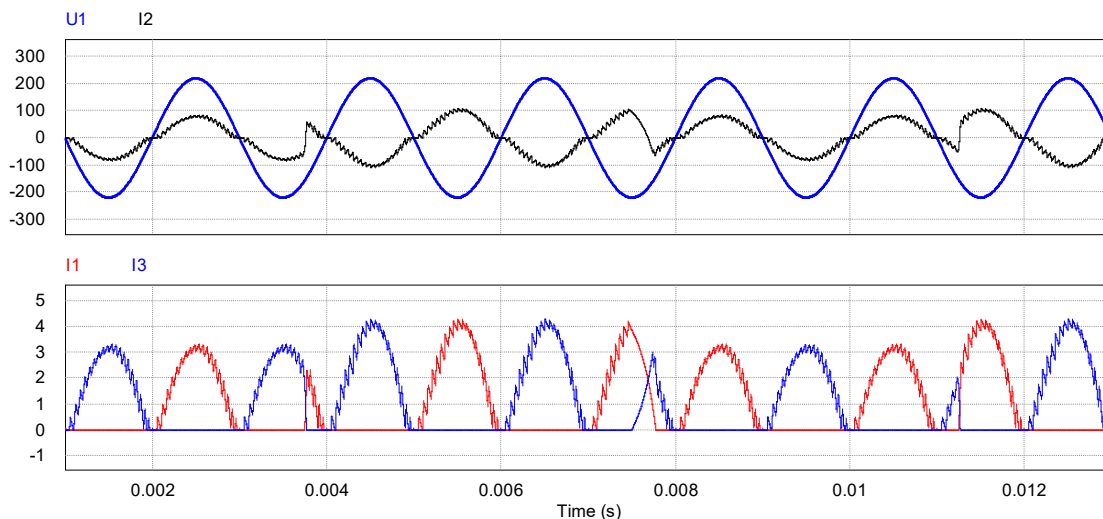


Рис. 7

На рис. 7 наведено результати моделювання інверторного та випрямляючого режимів асиметричного інвертора за умови $L_S = L_1 = L_2 = 2$ мГн. Як видно з отриманих результатів, циркуляційний струм відсутній.

Передавання реактивної потужності між мережею змінного струму та джерелом постійного струму супроводжується ускладненням алгоритму керування. Виходячи з аналізу процесів, можна зробити висновок, що плече, яке складається з S_1 та D_1 , проводить додатний струм, тоді як плече S_2 та D_2 проводить від'ємний струм незалежно від полярності напруги.

Для передачі реактивної потужності фазовий зсув між струмом і напругою повинен знаходитися у межах від 0 до 180°. На рис. 8 наведено результати моделювання для двох випадків передачі реактивної потужності: у ємнісному режимі (рис. 8, а) та індуктивному режимі (рис. 8, б).

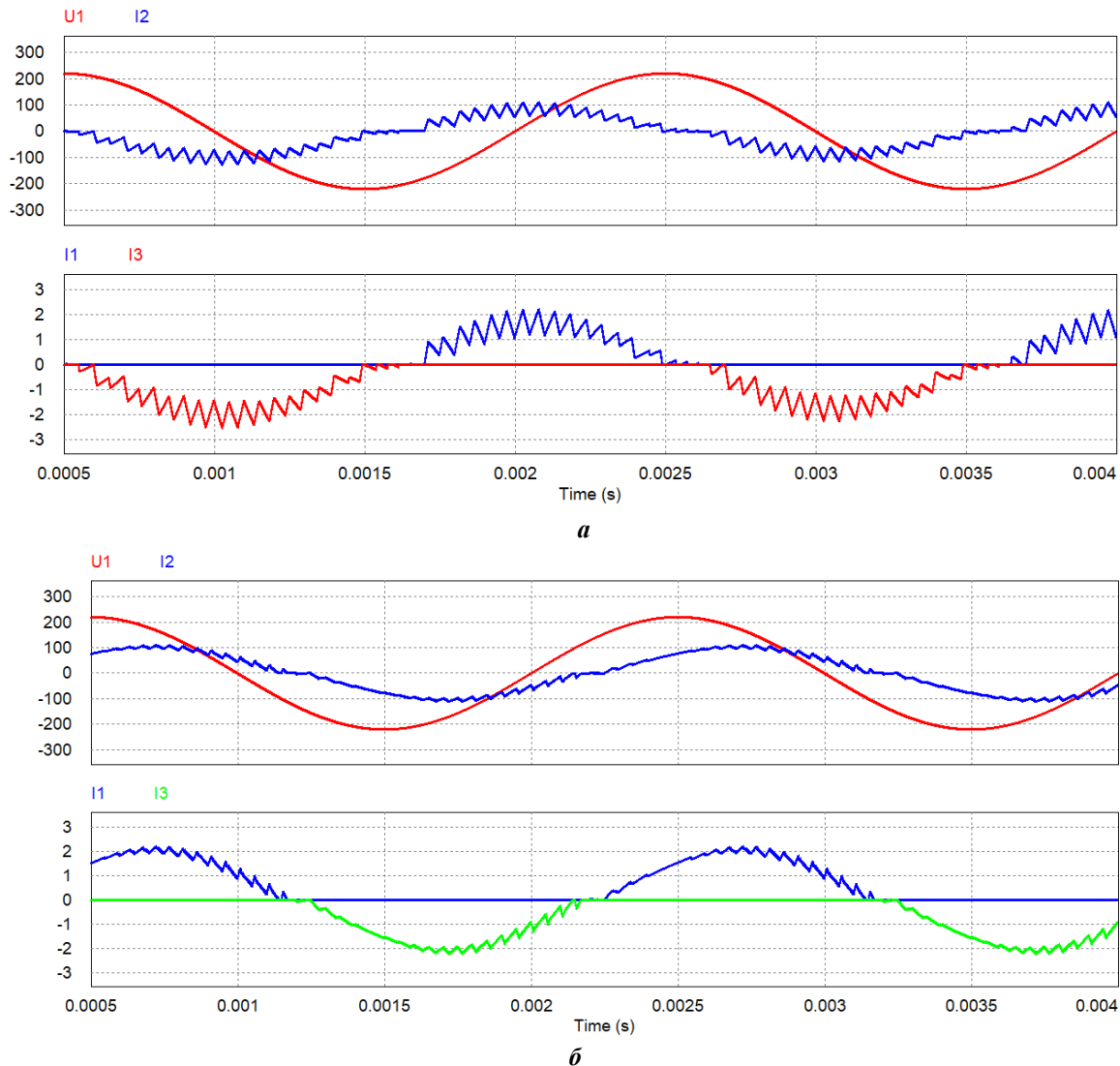


Рис. 8

Як впливає з результатів моделювання, у разі виконання умови (6) циркуляційні струми в інверторі відсутні в усіх можливих режимах функціонування системи накопичення енергії на основі асиметричного інвертора.

Проведене моделювання підтверджує достовірність отриманих аналітичних результатів.

Висновки. Розроблено нову математичну модель для розрахунків двонаправленого DC-AC перетворювача на основі асиметричного інвертора з магнітопов'язаними дроселями та додатковою індуктивністю L_s , а також сформульовано рекомендації щодо вибору його параметрів.

Отримані аналітичні співвідношення дають можливість на етапі проєктування визначати параметри інвертора, що забезпечують підвищення його енергетичної ефективності. Запропоновано спосіб удосконалення структури асиметричного інвертора шляхом введення додаткової індуктивності, що дає змогу усунути небажані циркуляційні струми в колах перетворювача. Встановлено, що за певного співвідношення параметрів додаткової індуктивності та напруг джерел постійного і змінного струму циркуляційний струм в асиметричному інверторі з ідеально магнітопов'язаними дроселями наближається до нуля. Показано, що зі зростанням різниці перевищення напруги джерела постійного струму над амплітудним значенням напруги джерела змінного струму необхідне значення додаткової індуктивності зменшується. Результати моделювання підтверджують достовірність отриманих аналітичних результатів та ефективність запропонованого підходу.

Роботу виконано за бюджетною програмою за темою «Режим-3», номер державної реєстрації 0125U000609 (КПКВК 6541030).

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

1. Yang Y., Bremner S., Menictas C., Kay M. Battery energy storage system size determination in renewable energy systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2018. Vol. 91. Pp. 109–125. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.047>.
2. Naden N., Bax R. Generator with DC boost and split bus bidirectional DC-to-DC converter for uninterruptible power supply system or for enhanced load pickup. Patent US No 20040155526A1, 2024.
3. Onar O.C., Kobayashi J., Erb D.C., Khaligh A. A bidirectional high-power-quality grid interface with a novel bidirectional noninverted buck-boost converter for PHEVs. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2012. Vol. 61. Issue 5. Pp. 2018–2032. DOI: <https://doi.org/10.1109/TVT.2012.2192459>.
4. Hein K., Xu Y., Wilson G., Gupta A.K. Coordinated Optimal Voyage Planning and Energy Management of All-Electric Ship With Hybrid Energy Storage System. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2021. Vol. 36. No 3. Pp. 2355–2365. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2020.3029331>.
5. Fonseca de Freitas C.A., Bartholomeus P., Margueron X., Le Moigne P. Partial Power Converter for Electric Vehicle Hybrid Energy Storage System Using a Controlled Current Source Cascade Architecture. *IEEE Access*. 2024. Vol. 12. Pp. 150898–150913. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3477935>.
6. Zharkin A.F., Novsky V.O., Martynov V.V., Paziiev A.G. Provision of high quality power supply in distribution networks with renewable energy sources. *Visnyk NTU KhPI. Seriya: Elektrychni mashyny ta elektromekhanichne peretvorennia enerhii*. 2019. Vyp. 20(1345). Pp. 4–14. DOI: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.01>. (Ukr)
7. Zharkin A., Novsky V., Martynov V. Powerful Unified Inverter Modules for Energy Storage Systems. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 17–19 April 2019. Pp. 144–149. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764177>.
8. Santiago J., Oliveira J.G., Lundin J., Abrahamsson J., Larsson A., Bernhoff H. Design parameters calculation of a novel driveline for electric vehicles. *World Electric Vehicle Journal*. 2009. Vol. 3(1). DOI: <https://doi.org/10.3390/wevj3020225>.
9. Yi F., Lu D., Wang X., Pan C., Tao Y., Zhou J., Zhao C. Energy Management Strategy for Hybrid Energy Storage Electric Vehicles Based on Pontryagin's Minimum Principle Considering Battery Degradation. *Sustainability*. 2022. Vol. 14. No 3. P. 1214. DOI: <https://doi.org/10.3390/su14031214>.
10. Tytelmaier K.O., Husev O.O., Veligorskyi O.A. Review of non-isolated bidirectional converters topologies for portable application based on renewable energy sources. *Tekhnichni nauky ta tekhnolohii*. 2018. No 2(12). Pp. 176–189. DOI: [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2018-2\(12\)-176-188](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2018-2(12)-176-188). (Ukr)
11. Patarroyo-Gutierrez L.D., Hernández Gómez O.M., Jiménez López F.R. El inversor dual buck de inductor simple: control de voltaje y procedimiento para obtener su modelo matemático. *Revista EIA*. 2024. Vol. 21. No 41. Article no: 4117. Pp. 1–21. DOI: <https://doi.org/10.24050/reia.v21i41.1692>.
12. Bui D-V., Cha H., Nguyen V-C. Asymmetrical PWM Scheme Balancing Voltages Dual-outputs Interleaved Four-switch Buck-Boost DC-DC Converter. IEEE Ninth International Conference on *Communications and Electronics (ICCE)*, Nha Trang, Vietnam, 27–29 July 2022. Pp. 482–487. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCE55644.2022.9852055>.
13. Mirza A.B., Emon A.I., Vala S.S., Luo F.A. Comprehensive Analysis of Current Spikes in a Split-Phase Inverter. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Houston, TX, USA, 20–24 March 2022. Pp. 1580–1585. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC43599.2022.9773407>.
14. Yurchenko O.M., Martynov D.V., Martynov V.V. Research of a bidirectional voltage converter for application in energy storage system. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2023. Vyp. 65. Pp. 121–126. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.121>. (Ukr).
15. Stanley G.R., Bradshaw K.M. Precision DC-to-AC power conversion by optimization of the output current waveform-the half-bridge revisited. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1999. Vol. 14. No 2. Pp. 372–380. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.750191>.
16. Quin H.A. High-Efficiency Grid-Tie Battery Energy Storage System. URL: https://vtechworks.lib.vt.edu/bitstream/10919/29008/1/Qian_H_D_2011_Revised4.pdf (accessed at 30.03.2026)
17. Akbar F., Khan U.A., Khan A.A., Ahmed H.F., Elkhatib A., Cha H., Park J.-W. Dual-Buck Three-Switch Leg Converters With Reduced Number of Passive Components. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022. Vol. 37. No 11. Pp. 13484–13498. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3183834>.
18. Guo S., Huang A.Q. Control and analysis of the high efficiency split phase PWM inverter. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, TX, USA, 16–20 March 2014. Pp. 2415–2420. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2014.6803641>.
19. Salmon J., Ewanchuk J., Knight A. PWM Inverters Using Split-Wound Coupled Inductors. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Edmonton, AB, Canada, 05–09 October 2008. Pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1109/08IAS.2008.299>.
20. Gu B., Dominic J., Chen B., Lai J.-S. A high-efficiency single-phase bidirectional AC-DC converter with minimized common mode voltages for battery energy storage systems. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, USA, 15–19 September 2013. Pp. 5145–5149. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6647396>.
21. Martynov D.V., Rudenko Yu.V., Martynov V.V. Study of a bidirectional converter using an asymmetric inverter with a magnetically coupled two-winding inductor in an energy storage system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 3. Pp. 15–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/tehnied2025.03.015>. (Ukr)
22. Martynov D.V., Rudenko Yu.V., Martynov V.V. Improving the operation of an asymmetric inverter with magnetically coupled inductors for energy storage systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2025. No 4. Pp. 53–58. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.4.07>.

23. Zhang Y., Chen Y., Wei L., Jiang J. Asymmetric Full Bridge Bidirectional DC-AC Converter Based on V2G Platform. IEEE 2nd China International Youth Conference on *Electrical Engineering (CIYCEE)*, Chengdu, China. 2021. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/CIYCEE53554.2021.9676941>.

24. Rudenko Yu.V., Shcherba A.A. Analysis of multi-interval processes in semiconductor converters. Kyiv: Pro Format, 2020. 352 p. (Ukr)

A BIDIRECTIONAL DC-AC CONVERTER BASED ON AN ASYMMETRIC INVERTER FOR HYBRID ENERGY STORAGE SYSTEMS

D.V. Martynov, Yu.V. Rudenko, V.V. Martynov

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

E-mail: d.martynov@electrotechimpulse.com.

This paper presents the analysis of electromagnetic processes in a bidirectional DC–AC converter based on an asymmetric inverter with magnetically coupled inductors, as well as the determination of its parameters aimed at improving energy efficiency. The study is based on the state-space averaging method and simulation modelling techniques. As a result, analytical expressions for calculating currents in the asymmetric inverter with magnetically coupled inductors during switching intervals are derived. The relationship between the inductances of the inductors and the parameters of the input and output power sources is established, under which circulating currents in the inverter circuits are eliminated, resulting in reduced static power losses in the converter. In this research, new analytical and graphical relationships are obtained for the operation of a bidirectional DC–AC converter in active and reactive power transfer modes, thereby extending previous models of asymmetric DC–DC converters. The derived relationships enable improved converter efficiency at the design stage by minimizing power losses caused by circulating currents through optimal parameter selection. References 24, figures 8.

Keywords: energy storage systems, bidirectional DC-AC converter, asymmetric inverter topology, highly dynamic bidirectional power conversion, hybrid electric vehicle.

Надійшла 22.04.2026

Прийнята 26.05.2026

КОМПЛЕКСНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ МАГНІТНОЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ І ЗОВНІШНІМ РОТОРОМ**В.В. Гребеніков***, докт. техн. наук, **Л.І. Мазуренко****, докт. техн. наук,**О.В. Джура*****, канд. техн. наукІнститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.E-mail: elm1153@gmail.com.

Представлено результати моделювання електромагнітних та теплових процесів чотирьох варіантів безколекторних синхронних електродвигунів із постійними магнітами та зовнішнім ротором, призначених для силових установок мультироторних безпілотних літальних апаратів (БПЛА). Як вихідну модель розглянуто електродвигун типу А40, для якого виконано зіставлення розрахункових та експериментальних характеристик, що підтвердило адекватність застосованої чисельної моделі. На основі базової конструкції досліджено три модернізовані варіанти зі збільшеним зовнішнім діаметром ротора і висотою пазів статора. Виконано порівняльний аналіз вихідної потужності, коефіцієнта корисної дії, струмового навантаження, втрат і температурного стану двигунів з урахуванням усередненого польотного циклу БПЛА. Показано, що збільшення геометричних розмірів магнітної системи та площі паза дає змогу підвищити вихідну потужність двигуна в 2,5-3 рази із збереженням високого ККД. Встановлено, що за сукупністю розглянутих критеріїв оптимальним є варіант, який забезпечує максимальний ККД 92,05% за вихідної потужності 8,95 кВт. За результатами аналізу магнітного поля встановлено відсутність насичення магнітної системи статора в даному варіанті, при цьому максимальна індукція зубців статора не перевищує 1,7 Тл. Тепловий розрахунок для заданого польотного циклу показав, що температури обмоток і постійних магнітів не перевищують допустимих значень. Отримані результати можуть бути використані під час проектування високоефективних електродвигунів для безпілотних літальних апаратів мультироторного типу. Характеристики електродвигунів, що розглянуті, розраховувалися в програмних пакетах Simcenter Magnet і Simcenter MotorSolve. Бібл. 11, рис. 6, табл. 4.

Ключові слова: безпілотний літальний апарат, електродвигун із постійними магнітами, зовнішній ротор, чисельне моделювання, тепловий розрахунок.

Вступ. Інтенсивний розвиток мультироторних безпілотних літальних апаратів супроводжується зростанням вимог щодо ефективності їхніх електричних силових установок. Визначальну роль при цьому грають безколекторні синхронні електродвигуни з постійними магнітами, енергетичні та теплові характеристики яких безпосередньо впливають на тривалість польоту, вантажопідйомність та надійність експлуатації безпілотних літальних апаратів (БПЛА). Істотною особливістю роботи таких двигунів є функціонування в умовах змінних навантажень, що включають режими зльоту, зависання та крейсерського польоту. Це зумовлює необхідність комплексного аналізу взаємопов'язаних електромагнітних і теплових процесів, які відбуваються в електричній машині. Врахування реальних експлуатаційних режимів є ключовим фактором під час вибору конструктивних параметрів електродвигуна та оцінки його енергетичної ефективності у складі силової установки БПЛА.

Сучасні дослідження підтверджують високу ефективність зовнішньороторних безщіткових двигунів у системах БПЛА. У роботі [1] на основі скінчено-елементного моделювання виконано комплексний аналіз електромагнітних та теплових процесів двигуна з зовнішнім ротором з урахуванням взаємодії з пропелером, що дало можливість виявити ключові фактори підвищення енергоефективності. Підходи до оптимізації геометрії зовнішньороторних машин, представлені в [2], демонструють

© Гребеніков В.В., Мазуренко Л.І., Джура О.В., 2026

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-1114-1218>; ** <https://orcid.org/0000-0002-7059-249X>;*** <https://orcid.org/0000-0002-0224-3351>

© 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>

можливість збільшення крутного моменту і ККД за низьких швидкостях обертання. У роботі [3] запропоновано алгоритм бездатчикового управління, що забезпечує стійку роботу двигуна, тоді як у [4] розроблено підхід до параметричного синтезу *BLDC*-двигунів з урахуванням вимог профілів польоту та характеристик гвинта. У цілому дані дослідження формують основу підвищення питомої потужності та ефективності зовнішньороторних електроприводів БПЛА.

У сучасних дослідженнях також значна увага приділяється моделюванню енергоспоживання мультироторних БПЛА на основі профілів польоту. У роботі [5] запропоновано методику прогнозування енергоспоживання з поетапним аналізом фаз польоту, що дає змогу враховувати перехідні режими. У [6] розроблено математичні моделі, що враховують аеродинаміку гвинтів, параметри електродвигунів та динаміку руху апарата. У [7] запропоновано аналітичну модель споживаної потужності з урахуванням маси, швидкості та аеродинамічного опору. У роботі [8] показано вплив траєкторії польоту на енергетичні витрати та режими навантаження двигунів. У [9] представлено комплексну модель квадрокоптера, що враховує взаємозв'язок динаміки, аеродинаміки та параметрів силової установки. У [10] розроблено компонентно-орієнтовану модель, що дає можливість оцінювати внесок окремих елементів у загальний енергетичний баланс. Показано, що енергоспоживання БПЛА визначається інтегральним впливом параметрів силової установки та профілю польоту, які спільно формують режими навантаження і, відповідно, рівень споживаної потужності.

Метою роботи є порівняльний аналіз характеристик чотирьох варіантів електродвигунів для мультироторних БПЛА на основі мультифізичного моделювання електромагнітних і теплових процесів із використанням усередненого профілю польоту. Задля досягнення поставленої мети виконано формування польотного циклу, моделювання електромагнітних характеристик, тепловий аналіз та зіставлення енергетичних показників різних варіантів конструкції.

Польотний цикл безпілотного літального апарату. Для оцінки енергетичних характеристик мультироторних БПЛА використовується формалізований польотний цикл, що відображає типові режими експлуатації. На відміну від наземних транспортних засобів, універсальні стандартизовані цикли для БПЛА відсутні, що зумовлено варіативністю завдань та умов застосування. У зв'язку з цим застосовується концепція профілів польоту, що становлять послідовність основних етапів польоту: зліт, набір висоти, горизонтальне переміщення, зависання, повернення, зниження і посадка.

Поділ польотної місії на етапи дає змогу враховувати змінні режими роботи електродвигуна, аналізувати розподіл енергоспоживання та виявляти найбільш енергоємні режими. Це забезпечує обґрунтований вибір параметрів силової установки, включаючи електродвигуни, гвинти та системи накопичення енергії. Усереднений польотний цикл, використаний у роботі, наведено у табл. 1 і застосовується для моделювання електромагнітного та теплового процесів [5–10].

Таблиця 1

Етап	Режим	Час	Швидкість, м/с	Дальність, км	Висота польоту	Навантаження	Примітка
1	Зліт	20 с	2,5	0	50 м	100%	Максимальна потужність
2	Набір висоти	40 с	1	0	90 м	74,%	Перехід до крейсерського режиму
3	Горизонтальний політ (вперед)	6 хв	15	5,4	100 м	47%	Оптимум по ККД
4	Зависання (розвантаження)	2 хв	0	0	100 м	58%	Найбільш енергоємний режим
5	Горизонтальний політ (назад)	6 хв	15	5,4	100 м	47%	Оптимум по ККД
6	Зниження	40 с	1	0	50 м	37%	Режим часткового зменшення потужності споживання
7	Посадка	20 с	0,5	0	0	100%	Максимальна потужність

Порівняльний аналіз основних характеристик чотирьох варіантів електродвигунів для БПЛА. Як базовий для БПЛА прийнято електродвигун з постійними магнітами типу A40, що відноситься до класу зовнішньороторних (*outrunner*) машин. Конструктивно двигун виконаний за схемою з зовнішнім ротором і внутрішнім статором. За однакових габаритних розмірів електродвигун із зовні-

шнім ротором забезпечує більший крутний момент порівняно з двигуном внутрішньороторного виконання, що зумовлено більшим радіусом повітряного зазору, на якому реалізується електромагнітна взаємодія.

Ротор двигуна виконано у вигляді циліндричного осердя із закріпленими на внутрішній поверхні високоенергетичними постійними магнітами (Nd-Fe-B). Статор виконаний шихтованим з електротехнічної сталі 2412 товщиною 0.35 мм та розподіленою трифазною обмоткою. Охолодження повітряне за рахунок набігаючого потоку і вентиляційного ефекту ротора.

Двигун призначений для роботи у складі електричної силової установки БПЛА мультироторного типу та забезпечує формування підйомної сили за номінального навантаження до 30 кг за електричній потужності близько 3,5 кВт. Основні параметри електродвигуна типу А40 наведено у табл. 2.

Характерною особливістю двигуна є висока питома потужність (до 1,8-2,2 кВт/кг), що відповідає сучасним вимогам до силових установок безпілотних літальних апаратів середньої вантажопідйомності.

Метою проведених чисельних досліджень є розробка та оптимізація магнітної системи електродвигуна, що забезпечує підвищення його вихідної потужності в 2,5-3 рази порівняно з базовою конфігурацією А40. Досягнення поставленої мети передбачає збільшення зовнішнього діаметра магнітної системи до 170 мм з одночасною оптимізацією геометричних параметрів статора і ротора, включаючи висоту пазів, товщину магнітопроводу та розміри магнітів. Дана модифікація геометрії дає змогу суттєво підвищити магнітний потік і, як наслідок, збільшити електромагнітний момент за збереження теплових характеристик та коефіцієнта корисної дії на прийнятному рівні.

Комплексний підхід під час розрахунку та проектування магнітної системи базується на чисельному моделюванні електромагнітних і теплових процесів методом скінчених елементів, що дає змогу верифікувати прийняті передумови та оптимізувати конструктивні параметри.

На рис. 1 зображено фрагменти поперечного перерізу магнітної системи чотирьох варіантів електродвигуна (Мотор 1 – Мотор 4), що відрізняються геометричними параметрами статора та ротора. Схеми ілюструють конструктивне виконання зовнішньороторної синхронної машини з постійними магнітами.

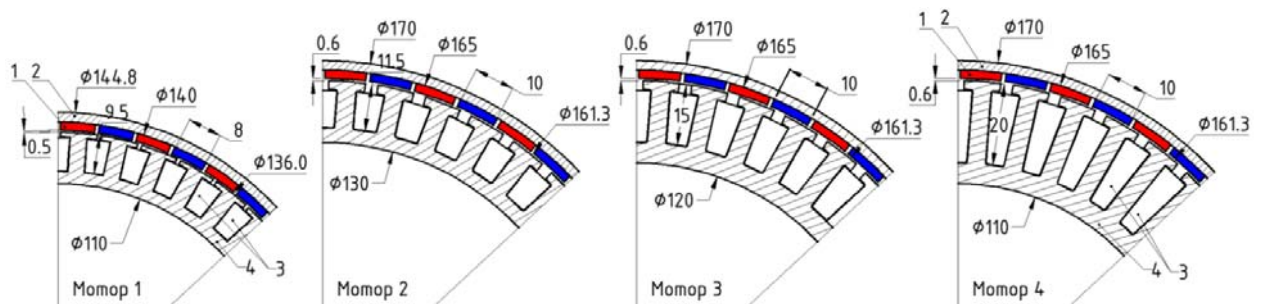


Рис. 1

Мотор 1 (А40) відповідає базовій конфігурації із зовнішнім діаметром ротора 144,8 мм та висотою паза 9,5 мм. Мотори 2 – 4 виконані зі збільшеним до 170 мм зовнішнім діаметром та поетапним збільшенням висоти паза статора, що забезпечує зростання допустимого струму обмотки та, як наслідок, збільшення вихідної потужності. Отже, рис. 1 демонструє еволюцію магнітної системи електродвигуна, спрямовану на підвищення електромагнітного моменту та потужності за рахунок збільшення габаритних розмірів та активного об'єму двигуна.

Експериментальні дані тягових випробувань електродвигуна А40 (платформа ХАГ) з пропелером Р4718 (47×18") наведено у табл. 3. Напруга (U), струм (I), частота обертання ротора (n), вихідна потужність (P_{out}), вхідна потужність (P_{in}), підйомна сила двигуна (G) та ККД наведені в залежності від тяги. Тяга ($Throttle$ (%)) – це безрозмірний параметр керування електронного регулятора частоти

обертання, що характеризує відносну величину потужності, що підводиться до двигуна. Значення 0% відповідає відключенню живлення двигуна, а 100% – режиму максимальної потужності, що підводиться. Експериментальні дані табл. 3 мають довідковий характер і відображають результати випробувань конкретної конфігурації (гвинт/живлення/умови стенду), заявлені постачальником [11].

У табл. 3 наведено також розрахункові електромеханічні характеристики електродвигуна типу А40, отримані за результатами чисельного моделювання в програмному пакеті MotorSolve. Розрахунки виконано у діапазоні зміни тяги від 0 до 100%. Аналіз даних показує, що зі збільшенням тяги спостерігається закономірне зростання вихідної потужності, моменту та частоти обертання. За максимальної тяги (100%) двигун розвиває потужність $P_{out} = 3640$ Вт за частоти обертання $n = 3520$ об/хв і розвиває тягу 42 кг.

Таблиця 3

Експеримент								Розрахунок (Simcenter MotorSolve)			
Тяга Throttle (%)	U, В	I, А	n, об/хв	P_{in} , Вт	P_{out} , Вт	G, кг	КПД (%)	n, об/хв	P_{out} , Вт	M, Н·м	J, (А/мм ²)
20%	52	4.5	980	234	192	2,8	82	978	151	1,49	2,81
40%	52	18.2	1850	946	747	8,5	79	1853	644	3,52	6,19
50%	52	28.5	2240	1482	1141	13,2	77	2239	1030	4,4	7,54
60%	51,5	42	2610	2163	1622	18,5	75	2617	1490	5,45	8,86
80%	50,8	78.4	3180	3982	2700	32	70	3200	2510	7,5	11,5
100%	50	112.0	3520	5600	3640	42	65	3529	3560	9,64	14,3

Слід зазначити нелінійний характер зміни вихідної потужності від струму: в області малих навантажень (до 40 % номінального струму) зростання потужності відбувається прискорено внаслідок збільшення електромагнітного моменту та підвищення частоти обертання. У діапазоні 60-100% струму спостерігається стабілізація темпу приросту вихідної потужності, що свідчить про наближення до оптимальної зони експлуатації двигуна. Щільність струму зростає пропорційно до навантаження, досягаючи максимального значення 14,3 А/мм², що необхідно враховувати у процесі теплового аналізу конструкції.

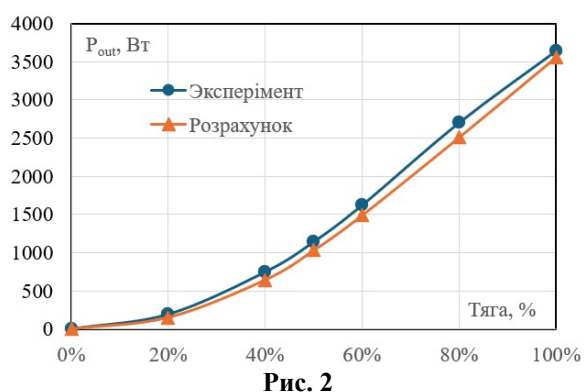


Рис. 2

На рис. 2 наведено порівняння розрахункової та експериментальної залежностей вихідної потужності від створюваної тяги електродвигуна А40. Зіставлення результатів демонструє задовільний збіг розрахункових та експериментальних даних у робочому діапазоні навантажень. Середня відносна похибка не перевищує 10%, що підтверджує адекватність побудованої математичної моделі та коректність прийнятих припущень під час моделювання у програмі Simcenter MotorSolve. Незначні розбіжності можуть бути зумовлені тепловими ефектами, магнітним насиченням та додатковими

механічними втратами, що неповністю враховані в розрахунковій моделі.

Отримані результати підтверджують можливість використання розробленої чисельної моделі для подальшої оптимізації магнітної системи та прогнозування характеристик двигуна у разі зміни геометричних та електричних параметрів.

Основні технічні параметри чотирьох моделей електродвигунів наведено у табл. 4. У цій таблиці представлено чотири варіанти електродвигуна, що відрізняються геометричними параметрами магнітної системи. Базова модель (Мотор 1 – А40) має зовнішній діаметр ротора 144,8 мм та висоту паза 9,5 мм, тоді як модернізовані варіанти (Мотори 2–4) виконані зі збільшеним зовнішнім діаметром ротора до 170 мм та висотою паза 11,5; 15 та 20 мм відповідно.

Зі збільшенням висоти паза зростає переріз провідників обмотки: від ~4,29 мм² для Мотор 1 до ~9,6 мм² для Мотор 4 у разі збереження однакової щільності струму 14,3 А/мм². Це забезпечує пропорційне зростання максимально допустимого струму від 100 А до 232 А. Таким чином, підви-

щення потужності досягається не за рахунок збільшення електромагнітного навантаження за щільністю струму, а за рахунок зростання активного перерізу провідника та об'єму магнітної системи.

У табл. 4 також наведено масогабаритні та конструктивні параметри активних частин чотирьох варіантів електродвигуна, отримані в результаті розрахунків та подальшої оптимізації геометрії магнітної системи. Проведений порівняльний аналіз демонструє закономірне збільшення маси та основних геометричних параметрів під час переходу від базової конфігурації (Мотор 1) до модернізованих виконань (Мотор 2–4), що відображає реалізовану стратегію масштабування конструкції з метою підвищення вихідної потужності за збереження допустимих рівнів електромагнітних та теплових навантажень.

Таблиця 4

Найменування	Мотор 1 (A40)	Мотор 2	Мотор 3	Мотор 4
Висота паза, мм	9,5	11,5	15	20
Зовнішній діаметр ротора, мм	144,8	170	170	170
Внутрішній діаметр ротора, мм	136	161,3	161,3	161,3
Товщина пакета статора, мм	23	25	25	25
Робочий зазор, мм	0,5	0,6	0,6	0,6
З'єднання фаз	Δ	Δ	Δ	Δ
Кількість витків	2	2	2	2
Максимальний струм, А	100	140	186	232
Маса магнітів, кг	0,134	0,174	0,174	0,174
Маса обмоток, кг	0,292	0,417	0,605	0,913
Маса активних матеріалів, кг	1,12	1,6	2,01	2,47
Площа паза, мм ²	44,74	60,91	80,13	104,42
Частота обертання ротора, об/хв	3500	3500	3500	3500
Крутий момент, Н·м	10,32	18,47	24,41	30,42
Вхідна потужність, кВт	4,32	7,36	9,72	12,04
Вихідна потужність, кВт	3,78	6,77	8,95	11,15
ККД, %	87,48	91,61	92,05	91,56
Діюче значення струму фази, А	104,4	138,7	184,4	233,3
Втрати – сумарні, кВт	0,54	0,62	0,77	1,02
Втрати – обмотка, кВт	0,13	0,2	0,29	0,4
Втрати – сталь, кВт	0,41	0,42	0,49	0,61
Щільність струму, А/мм ²	14,4	14,5	14,5	13,8
Питома потужність, Вт/кг	3,4	4,2	4,5	4,5

Найбільш суттєві зміни стосуються маси обмоток, яка зростає з 0,292 до 0,913 кг, що зумовлено збільшенням площі пазів.

Також у табл. 4 наведено основні розрахункові параметри чотирьох моделей електродвигунів за однакової частоти обертання $n = 3500$ об/хв. За постійної частоти обертання збільшення крутного моменту від 10,32 до 30,42 Н·м призводить до пропорційного зростання вихідної потужності від 3,78 до 11,15 кВт. Залежність відповідає виразу $P = M \cdot \omega$, де за $n = 3500$ об/хв кутова частота обертання становить приблизно $\omega = 366$ рад/с, що підтверджує коректність представлених значень потужності.

Зростання вхідної потужності (від 4,32 до 12,04 кВт) супроводжується збільшенням фазного струму (від 104,37 до 233,27 А). Це свідчить про те, що збільшення потужності досягається переважно за рахунок зростання струму, а не напруги, що характерно для низьковольтних БПЛА-двигунів.

ККД усіх чотирьох варіантів знаходиться у межах 87,5-92,1%. Максимальна ефективність досягається для Мотора 3 (92,05%), після чого у разі подальшого зростання висоти пазів спостерігається незначне зниження ККД, що зумовлено збільшенням сукупних втрат. Слід зазначити практично постійне значення щільності струму (13,8-14,5 А/мм²), що вказує на близькі умови теплового навантаження та порівняний ступінь використання активного матеріалу обмотки у всіх чотирьох варіантах. Це свідчить про масштабування конструкції переважно за рахунок збільшення габаритів активної зони за збереження допустимого електромагнітного навантаження.

В цілому можна зробити висновок, що перехід від Мотора 1 до Мотора 4 супроводжується майже триразовим зростанням вихідної потужності за збереження високого ККД і допустимого рівня щільності струму, що підтверджує коректність обраної концепції масштабування магнітної системи.

На рис. 3 показана залежність вихідної потужності (P_{out}) від частоти обертання ротора (n) для

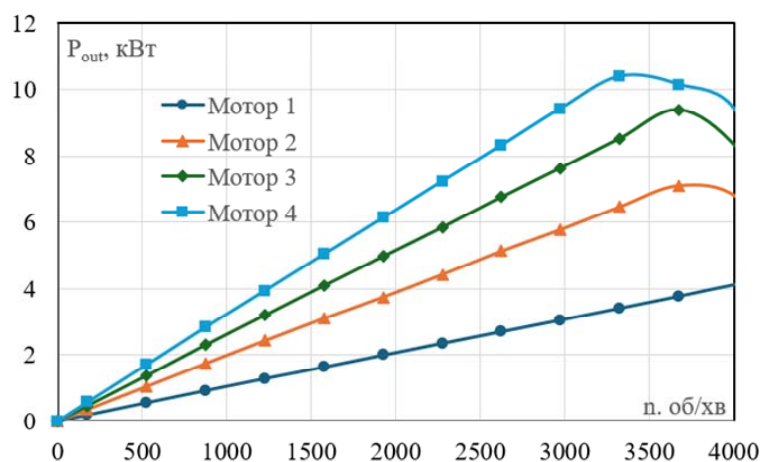


Рис. 3

до моментної області регулювання, де момент залишається близьким до номінального значення.

Мотор 1 має найменшу потужність у всьому діапазоні, Мотор 2 та Мотор 3 характеризуються більш високою інтенсивністю зростання потужності, що відображає збільшення електромагнітного навантаження та покращення використання активного об'єму машини. Найбільші значення потужності досягаються для Мотор 4, що відповідає максимальному крутному моменту серед представлених варіантів.

В області частот обертання 3400-3800 об/хв для Мотор 2-4 спостерігається деяке відхилення від лінійної залежності – формування максимуму з подальшим незначним зниженням потужності. Дане явище обумовлено переходом у зону ослаблення поля, зростанням активних і магнітних втрат і, навіть, обмеженнями по напрузі живлення, оскільки за частоти понад 3500 об/хв проти-ЕРС перевищує напругу живлення. Для Мотор 4 пік потужності досягає близько 10-10,5 кВт за частоти близько 3500 об/хв, після чого фіксується помірне зниження.

Порівняльний аналіз графіків дає змогу зробити висновок про коректність масштабування конструкції: збільшення геометричних параметрів та електромагнітного навантаження призводить до пропорційного зростання вихідної потужності із збереженням загальної форми механічної характеристики. Це підтверджує, що обрана стратегія модернізації забезпечує передбачуване та стійке підвищення енергетичних показників електродвигуна за незмінної принципової структури магнітної системи.

Якщо зіставляти чотири виконання за однакової частоти обертання $n = 3500$ об/хв, Мотор 3 можна обґрунтовано розглядати як оптимальний варіант за критерієм «максимальна енергетична ефективність за помірного теплового та силового навантаження» з наступних причин. Мотор 3 за вихідної потужності 8,95 кВт забезпечує максимальний ККД 92,05 %. У порівнянні з Мотор 2 даний варіант має істотно більш високу потужність за практично однакової ефективності, тоді як перехід до Мотор 4 супроводжується непропорційним зростанням фазного струму, сумарних втрат і втрат сталі за незначного зниження ККД.

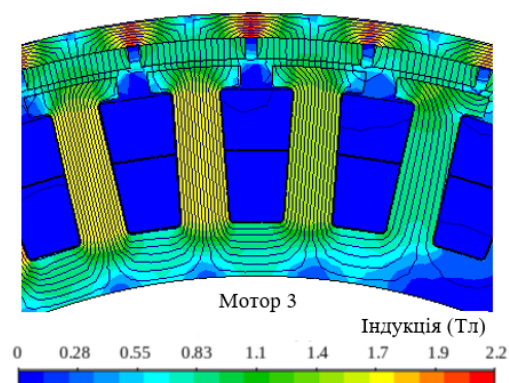


Рис. 4

Додатковим підтвердженням раціональності варіанта Мотор 3 є результати розрахунку магнітного поля, показані на рис. 4, з яких випливає, що ознак вираженого локального насичення не виявлено; максимальна магнітна індукція в статорних зубцях досягає 1,7 Тл, що знаходиться в допустимому діапазоні для обраного матеріалу. Це свідчить про раціональний вибір геометрії магнітної системи та сприятливі умови роботи активної зони двигуна. Таким чином, варіант Мотор 3 є оптимальним за сукупністю показників потужності, ККД, магнітного стану, теплового стану

оскільки він забезпечує максимальний ККД серед розглянутих моделей за високої вихідної потужності.

сті, а подальше збільшення потужності (Мотор 4) призводить до суттєвого зростання струму і втрат за відсутності вирашу ефективності. Отже, Мотор 3, як буде показано далі, є найкращим компромісним рішенням за сукупністю енергетичних показників, теплового стану та вимог до інтеграції в силову установку, включно з інвертором, електричними з'єднаннями та системою охолодження.

Тепловий розрахунок та аналіз нагрівання елементів конструкції електродвигунів. Розрахунок температурного стану елементів конструкції досліджуваних електродвигунів (обмоток статора, постійних магнітів, магнітопроводів статора та ротора, валу, корпусу та підшипникових щитів) виконувався з використанням програмного комплексу Simcenter MotorSolve, який дає змогу проводити пов'язаний електромагнітно-тепловий аналіз електричних машин.

Під час моделювання враховувалися теплові потоки, що виникають внаслідок втрат в обмотках, магнітопроводі та інших елементах конструкції, а також умови теплообміну між компонентами двигуна та навколишнім середовищем з урахуванням прийнятої системи охолодження. Тепловий розрахунок виконувався для характерного польотного циклу БПЛА, наведеного в табл. 1, що дало можливість оцінити зміну температурних режимів двигуна в умовах реальної експлуатації за змінних навантажень та режимах роботи.

На рис. 5 наведено результати теплового розрахунку у вигляді часових залежностей температури постійних магнітів і обмоток статора для чотирьох варіантів електродвигуна (Мотор 1–Мотор 4) за однакової тривалості режиму навантаження ($t = 16$ хв).

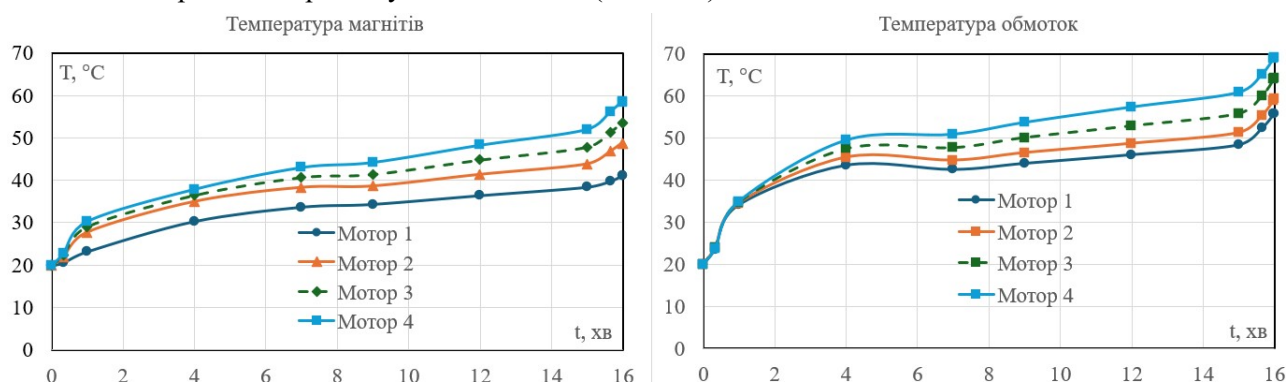


Рис. 5

Для температури магнітів для всіх варіантів характерний однаковий якісний вид кривих: на початковій ділянці (перші ~ 0 – 1 хв, зліт і набір висоти) спостерігається прискорене зростання температури, зумовлене формуванням теплових потоків від нагрітих активних частин до ротора та встановлення граничних умов тепловіддачі. Далі, в інтервалі приблизно 1 – 14 хв (горизонтальний політ і висіння) зростання температури стає більш плавним і близьким до квазілінійного, що відповідає режиму, коли сумарна потужність тепловиділення та теплопередача досягають квазістаціонарного балансу. Поблизу кінця розрахункового інтервалу (15 – 16 хв, зниження та посадка) помітно додаткове збільшення нахилу кривих, що вказує на накопичення тепла та зростання температури елементів конструкції за обмеженої тепловіддачі. Максимальні температури магнітів послідовно зростають від Мотора 1 до Мотору 4, що свідчить про збільшення теплового навантаження та погіршення умов відведення тепла під час переходу до більш потужних виконань. Однак магніти не нагріваються вище 60 С, що менше допустимої температури нагріву, яка для магнітів марки N42 становить 90 С.

Нагрів обмоток характеризується вищим абсолютним рівнем температур порівняно з магнітами та більш вираженою динамікою на початковій ділянці. Вже в перші хвилини спостерігається інтенсивне зростання температури, що пояснюється домінуючим вкладом втрат, локалізованих безпосередньо у провідниках обмотки, а також порівняно малим тепловим опором обмотка-паз-статор. У середньому часовому інтервалі (4 – 8 хв) для всіх варіантів простежується ділянка зі зменшенням темпу зростання (квазіплато), що відповідає частковому вирівнюванню температурних градієнтів та перерозподілу теплових потоків у магнітопровід та корпус. На завершальному етапі (перед 16 -ю хвилиною, зниження і посадка) температурні криві знову прискорюють ріст, що є ознакою наближення до більш високого температурного рівня за стабільної потужності втрат і обмеженої тепловіддачі.

В цілому отримані залежності дають можливість зробити висновок, що збільшення енергетичних показників двигунів (від Мотора 1 до Мотору 4) супроводжується зростанням теплової напруженості, причому найбільш важкими температурними режимами характеризується обмотка статора,

що вимагає першочергового врахування під час вибору допустимих режимів роботи та розробки системи.

На зображених теплових картах (рис. 6) показано розподіл температури у варіантах Мотор 1 і Мотор 3 через 16 хвилин роботи. В обох варіантах найбільші температури локалізуються в області верхньої частини активної зони – в області магнітів та прилеглих елементів ротора. Підвищені температури в області магнітів та прилеглих елементів ротора обумовлені не тільки локальними втратами, а й перенесенням тепла від активних частин машини за обмеженого тепловідведення.

Мінімальні температури спостерігаються в центральній частині магнітопроводу (синя зона), де тепловий потік розподіляється рівномірніше.

Для Мотора 3 характерний більш високий загальний температурний рівень порівняно з

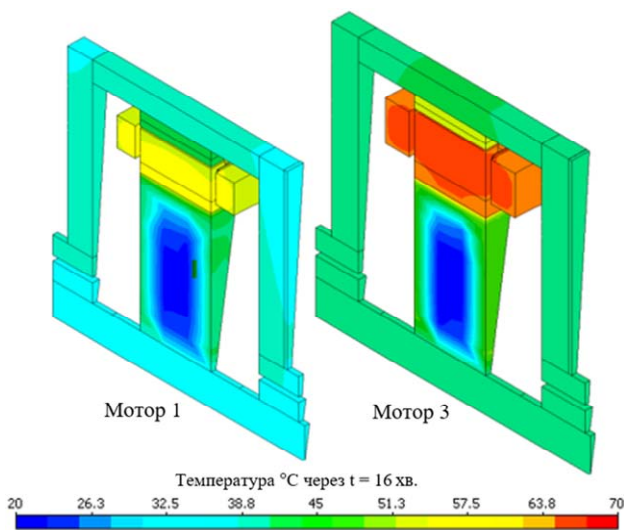


Рис. 6

Мотор 1, що обумовлено збільшеним електромагнітним навантаженням і великими втратами.

Під час проведення теплового аналізу електродвигуна першочергова увага повинна приділятися контролю температурного стану постійних магнітів, оскільки саме даний елемент конструкції є критичним з погляду термічної стійкості. Неодимові магніти марки N42 характеризуються порівняно низькою допустимою робочою температурою (90 °C), перевищення якої може призвести до часткового або повного розмагнічування, і, як наслідок, зниження електромагнітного моменту і вихідної потужності машини.

Згідно з результатами розрахунків заданого польотного циклу (табл. 1), максимальна температура магнітів не перевищує 60 °C, що знаходиться в межах допустимого діапазону матеріалу N42. Проте слід враховувати, що в реальних умовах експлуатації БПЛА можливі більш важкі режими роботи, що супроводжуються підвищеним електричним та тепловим навантаженням, включаючи тривалі ділянки з максимальною тягою, роботу за високої температури навколишнього середовища та обмеженому охолодженні.

У зв'язку з цим під час проектування доцільно передбачати щонайменше двократний температурний запас стосовно розрахункового рівня нагріву. З практичної точки зору це обґрунтовує застосування магнітів з підвищеною термостійкістю, наприклад, марки N42SH, для яких гранично допустима робоча температура досягає 150 °C. Використання таких магнітів забезпечує підвищення надійності та стійкості магнітної системи до перегріву під час експлуатації в розширеному діапазоні навантажень.

Висновки.

1. Виконаними дослідженнями підтверджено, що оцінка характеристик ЕД для БПЛА має базуватися на профілях польоту, які враховують усі фази польоту. Зіставлення розрахункових та експериментальних характеристик базового двигуна A40 підтвердило адекватність моделі, реалізованої у програмному комплексі Simcenter MotorSolve, що дає змогу використовувати цю модель для подальшої оптимізації.

2. Збільшення зовнішнього діаметра ротора до 170 мм та висоти пазів статора дало можливість підвищити вихідну потужність електродвигуна в 2,5-3 рази порівняно з базовим варіантом із збереженням високого ККД. Найбільш раціональним варіантом є Мотор 3, який забезпечує максимальний ККД 92,05% за вихідної потужності 8,95 кВт.

3. Тепловий розрахунок польотного циклу (16 хв) показав, що температура магнітів не перевищує 60 °C. Задля розширення допустимого діапазону робочих температур доцільно розглянути застосування магнітів підвищеної термостійкості, наприклад, класу N42SH з граничною температурою до 150 °C.

Роботу виконано за держбюджетною темою № 2025.06/0044 «Електромеханічні системи підвищеної енергоефективності для літальних апаратів», що фінансується Національним фондом досліджень України, 2025-2026 рр.

COMPLEX RESEARCH AND OPTIMIZATION OF THE PARAMETERS OF THE MAGNETIC SYSTEM OF ELECTRIC MOTORS WITH PERMANENT MAGNETS AND AN EXTERNAL ROTOR

V.V. Grebenikov, L.I. Mazurenko, O.V. Dzhura

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: elm1153@gmail.com.

This article presents the results of modeling the electromagnetic and thermal processes of four variants of brushless synchronous motors with permanent magnets and an external rotor, designed for the power systems of multi-rotor unmanned aerial vehicles (UAVs). An A40-type electric motor was considered as the baseline model, for which a comparison of calculated and experimental characteristics was performed, confirming the adequacy of the numerical model used. Based on the basic design, three upgraded variants with increased outer rotor diameter and stator slot depth were investigated. A comparative analysis of the output power, efficiency, current load, losses, and thermal state of the motors was performed, taking into account the average flight cycle of the UAV. It is shown that increasing the geometric dimensions of the magnetic system and the slot area allows the motor's output power to be increased by 2.5–3 times while maintaining high efficiency. It has been established that, based on the set of criteria considered, the best option is Motor 3, which provides a maximum efficiency of 92.05% at an output power of 8.95 kW. Based on the results of the magnetic field analysis, it was established that there is no saturation of the stator magnetic system in this variant, while the maximum induction of the stator teeth does not exceed 1.7 T. Thermal calculations for the specified flight cycle showed that the temperatures of the windings and permanent magnets do not exceed the permissible values. The results obtained can be used in the design of high-efficiency electric motors for multi-rotor unmanned aerial vehicles. The characteristics of the electric motors under study are calculated using the Simcenter Magnet and Simcenter MotorSolve software packages. References 11, figures 6, tables 5.

Keywords: unmanned aerial vehicle, permanent magnet electric motor, external rotor, numerical simulation, thermal calculation.

1. De la Cruz Soto J., Gascon-Avalos J.J., Rumbo-Morales J.Y., Ortiz-Torres G., Zurita-Gil M.A., Sorcia-Vázquez F.D.J., Pérez-Ramírez J., Valle-López O.A., Garcia-Castro S.E., Buenabad-Arias H.M. Analysis and Assessment of a Brushless DC Outrunner Motor for Agriculture Drones Using JMAG. *Appl. Syst. Innov.* 2025. Vol. 8. No 3. Article no: 81. DOI: <https://doi.org/10.3390/asi8030081>.
2. Yuan Y., Meng W., Sun X., Zhang L. Design Optimization and Analysis of an Outer-Rotor Direct-Drive Permanent-Magnet Motor for Medium-Speed Electric Vehicle. *World Electr. Veh. J.* 2019. Vol. 10. No 2. Article no: 16. DOI: <https://doi.org/10.3390/wevj10020016>.
3. Çabuk A. S. Sensorless Control of Outer Rotor Brushless DC Motor With Back-EMF Observer for Drone. *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*. 2021. Vol. 9. No 4. Pp. 379–385. DOI: <https://doi.org/10.17694/bajece.958760>.
4. Saemi F., Benedict M. Brushless DC Motor Sizing Algorithm for Small UAS Conceptual Designers. *Aerospace*. 2024. Vol. 11. No 8. Article no: 649. DOI: <https://doi.org/10.3390/aerospace11080649>.
5. Prasertia A.S., Wai R.-J., Wen Y.-L., Wang Y.-K. Mission-based energy consumption prediction of multirotor UAV. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. Pp. 33055–33063. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2903644>.
6. Gong H., Huang B., Jia B., Dai H. Modelling power consumptions for multi-rotor UAVs. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2023. Vol. 59. No 6. Pp. 7409–7422. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAES.2023.3288846>.
7. Liu Z., Sengupta R., Kurzhanskiy A. A power consumption model for multi-rotor small unmanned aircraft systems. Proceedings of the International Conference on *Unmanned Aircraft Systems (ICUAS)*, Miami, Florida, USA, 13-16 June 2017. Pp. 310–315. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICUAS.2017.7991310>.
8. Morbidi F., Cano R., Lara D. Minimum-energy path generation for a quadrotor UAV. Proceedings of the IEEE International Conference on *Robotics and Automation (ICRA)*, Stockholm, Sweden, 16-21 May 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICRA.2016.7487285>.
9. Jacewicz M. Quadrotor model for energy consumption analysis. *Energies*. 2022. Vol. 15. No 19. Article no: 7136. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15197136>.
10. Steup C., Parlow S., Mai S., Mostaghim S. Generic component-based mission-centric energy model for micro-scale UAVs. *Drones*. 2020. Vol. 4. No 4. Article no: 63. DOI: <https://doi.org/10.3390/drones4040063>.
11. A40 Brushless Outrunner Motor Drone Strong Power Supply UAV 75KV High Speed Airplane Large Thrust Aircraft. URL: <https://thedroneflight.com/products/a40-brushless-outrunner-motor-drone-strong-power-supply-uav-75kv-high-speed-airplane-large-thrust-aircraft> (accessed at 15.02.2026).

Надійшла 02.04.2026

Прийнята 19.04.2026

ОГЛЯД СУЧАСНОГО СТАНУ І КЛЮЧОВИХ НАПРЯМІВ РОЗВИТКУ СИСТЕМ ЕНЕРГОМЕНЕДЖМЕНТУ МІКРОМЕРЕЖ

І.М. Кучерява, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: rB.irinan@gmail.com.

Мікромережі здатні забезпечувати підвищену стійкість до кризових ситуацій, особливо в умовах війни або надзвичайних ситуацій, що особливо важливо для України, яка потребує стабільного енергопостачання, надійних та стійких енергетичних рішень. Упровадження сучасних систем управління енергією дає змогу оптимізувати роботу мікромережі. Ці системи аналізують дані про виробництво та споживання енергії в режимі реального часу, допомагають приймати обґрунтовані рішення щодо загального управління, підвищення надійності та стабільності мікромережі, максимізуючи її ефективність та мінімізуючи втрати, сприяють створенню більш стійкої енергетичної моделі. У роботі подано основну інформацію щодо сучасного і перспективного розвитку систем енергетичного менеджменту мікромереж. Обґрунтовано необхідність їхнього розвитку задля сталої та надійної роботи мікромереж. Бібл. 25, рис. 6, табл. 3.

Ключові слова: мікромережа, розподілені енергетичні ресурси, енергетичний менеджмент, відновлювані ресурси, система управління, кластер мікромереж.

Вступ. Важливим фактором ефективної роботи інтелектуальних мереж, а також мікромереж є впровадження сучасних засобів управління енергією та моніторингу роботи складових мереж [1–4]. Система управління і контролю служить мозком мережі, регулюючи складну взаємодію традиційних і відновлюваних енергетичних ресурсів, систем зберігання та навантаження, враховуючи попит на електроенергію, оптимізацію її внутрішніх та зовнішніх потоків потужності, загальну стійкість мережі та вплив на навколишнє середовище (рис. 1 [5]).

Відповідно до [6] «енергетичний менеджмент мікромережі – система забезпечення функціонування та керування навантаженнями і розподіленою генерацією мікромережі». «Система енергетичного менеджменту – система управління, що визначає енергетичну політику та цілі, енергетичні завдання, плани дій та процеси для досягнення цілей та енергетичних завдань» [6]. Стандарт МЕК 61970 визначає систему енергоменеджменту як комп'ютерну систему, що складається з програмної платформи, яка надає базові послуги підтримки, та набору додатків, які забезпечують функціональність, необхідну для ефективної роботи об'єктів генерації та передачі електроенергії з метою забезпечення належного рівня безпеки енергопостачання за умови мінімальних витрат.

Саме система енергетичного менеджменту (СЕМ) мікромережі є ключовим компонентом сучасних мікромереж, основою забезпечення її функціонування, що реалізується на базі сучасних мікроконтролерів та систем інформаційного обміну. СЕМ оснащується сучасним програмним забезпеченням і призначена для підвищення енергоефективності, стійкості до відмов і безпеки мікромережі. Управління мікромережею передбачає захист електричних систем, автоматизацію, кібербезпеку, засоби контролю і візуалізації в реальному часі об'єктів навантаження і генерації, інтеграцію з інфраструктурою електричного обладнання, з усіма енергоресурсами, планування енергопостачання, а також оцінку витрат та

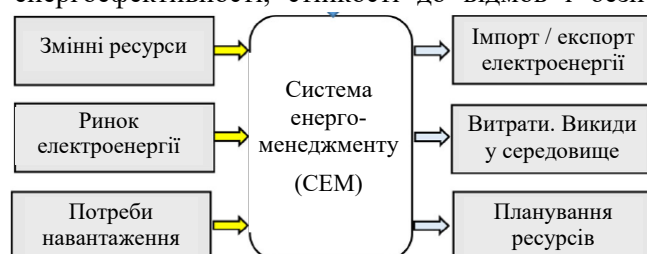


Рис. 1. Основні зв'язки СЕМ [5]

© Кучерява І.М., 2026

© 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>

важливих економічних і екологічних факторів.

Основними функціями СЕМ мікромережі є наступні [7]: прогнозування виробництва електроенергії; управління розподіленими енергетичними ресурсами; управління навантаженням; планування обсягів генерації електроенергії; керування напругою та реактивною потужністю; статичний аналіз; оцінка економічної вигоди та якості електроенергії.

СЕМ спрямовується також на згладжування піків електроспоживання і компенсацію його провалів. Так в Інституті електродинаміки НАН України розроблено моделі прогнозування навантаження споживачів та відпуску електричної енергії в мікромережах із використанням засобів штучного інтелекту, зокрема штучних нейронних мереж глибокого навчання. Наразі моделі інтегруються у СЕМ, що розробляється [8].

У загальному випадку сучасні СЕМ поділяються за компонентами (апаратне, програмне забезпечення), кінцевим користувачем (промисловий, житловий, комерційний сектор), застосуванням (генерація, передача, моніторинг енергії) і навіть за цільовими групами, географією (країни, регіони). На теперішній час існують складнощі, пов'язані з недостатньо розвинутою структурою СЕМ, які потребують подальшої розробки та раціоналізації [9]. Перш за все, це стосується мікромереж у малорозвинених країнах та країнах, що розвиваються.

У зв'язку з актуальністю вдосконалення систем енергоменеджменту мікромереж [6], використанням таких систем у найновіших інтелектуальних мережах та необхідністю популяризації СЕМ як складової частини енергетичної безпеки України [4, 10], метою даної роботи є на основі проведення огляду літературних джерел представити базову інформацію щодо сучасних СЕМ, виявити подальші завдання та перспективи розвитку таких систем.

Задля більшої чіткості та показовості основні дані про СЕМ у статті подаються в узагальненому вигляді за допомогою схем, таблиць, списків, визначень ключових термінів.

Контроль та управління мікромережею [2, 5, 7, 11–20]. Надійна робота мікромережі із значною кількістю розподілених енергетичних ресурсів, особливо в автономному (острівному) режимі, вимагає управління живленням та СЕМ.

За даними [20] структуру СЕМ мікромережі схематично показано на рис. 2. Основні функції СЕМ є комплексними і включають у загальному випадку збір та аналіз даних, оптимальне управління зберіганням, прогнозування, реагування на попит електроенергії, формування сценаріїв, мінімізацію витрат, планування енергоспоживання, підтримку надійності роботи, аналіз стабільності, оптимізацію, генерацію енергії з меншими витратами і викидами, підтримку безпеки за наявності операторно-комп'ютерного інтерфейсу, що діє в режимі реального часу.

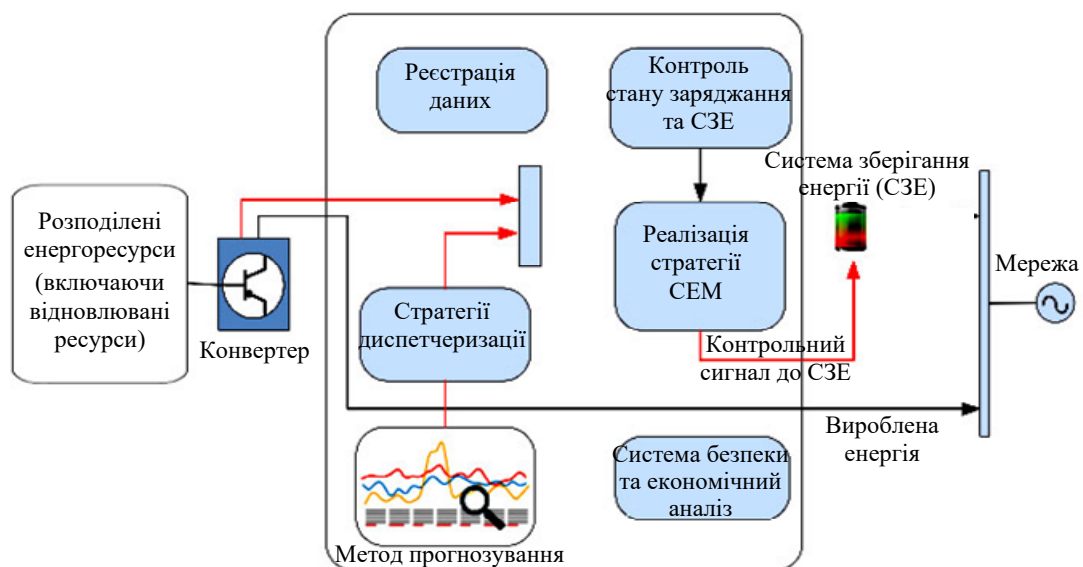


Рис. 2. Структура СЕМ мікромережі [20]

Оскільки до завдань СЕМ входить керування напругою, реактивною потужністю та контроль частоти, швидка реакція СЕМ на робочі ситуації в мікромережі є більш критичною порівняно зі звичайною енергосистемою. Причинами цього є наявність кількох різних енергоресурсів із різною

потужністю та характеристиками; відсутність єдиного потенційно домінуючого джерела енергії під час автономного режиму; швидка реакція електронно пов'язаних блоків енергоресурсів. Саме це може негативно впливати на стабільність напруги [11].

Блок управління СЕМ у режимі реального часу отримує поточні та прогнозовані значення навантаження, генерації та ринкову інформацію для керування потоком потужності, виробництвом енергії, рівнем споживання мережі. СЕМ призначає опорні значення активної та реактивної потужності для блоків енергоресурсів, щоб належним чином розподілити активну/реактивну потужність між ними; реагує на збої та перехідні процеси в мікромережі; проводить балансування потужності та відновлення частоти; за потреби забезпечує повторну синхронізацію мікромережі з центральною мережею.

У режимі автономної роботи вихідна потужність блоків генерації енергії повинна відповідати її загальному споживанню. В іншому випадку мікромережа проводить процес скидання навантаження, щоб привести у відповідність генерацію та споживання електроенергії. Для цього потрібні швидкі та гнучкі стратегії керування активною / реактивною потужністю.

Завдання і цілі енергоменеджменту. СЕМ охоплює низку апаратних та програмних компонентів, призначених для моніторингу, аналізу та управління потоком потужності в мікромережі. Ці засоби спрямовані на досягнення наступних ключових цілей [5, 12, 13, 18]:

- оптимальний розподіл ресурсів для задоволення поточного попиту на енергію, враховуючи такі фактори, як доступність, вартість, вплив на навколишнє середовище;
- балансування навантаження задля безперебійної роботи мікромережі, уникаючи перевантаження або недостатнього використання будь-якого ресурсу;
- безперервність електропостачання та стабільність роботи в острівному режимі або, у разі підключення до центральної мережі, контроль стану мікромережі та за потреби плавний перехід між цими режимами;
- управління накопиченням енергії у разі виробництва надлишку енергії та вивільнення її, коли пропозиція перевищує попит; засоби керування визначають оптимальний час для заряджання та розряджання систем накопичення, щоб максимально подовжити термін їхньої служби та підвищити ефективність [14];
- прогнозування виробництва енергії, споживання та потреби в зберіганні на основі історичних даних та профілів навантаження і таким чином адаптування до змінних умов [15];
- інтелектуальне реагування на попит та споживання енергії з урахуванням ринкових цін, що сприяє загальній стабільності мережі в періоди пікового попиту;
- задоволення екологічних викликів шляхом зменшення викидів вуглецю, що закладається умовою в програмне забезпечення.

Усі наведені завдання передбачають поєднання основ теорії керування, силової електроніки, аналізу даних, протоколів зв'язку та моніторингу в режимі реального часу. З розвитком нових технологій методи штучного інтелекту та машинного навчання все частіше інтегруються в СЕМ задля підвищення їхньої адаптивності та можливості швидкого прийняття оптимальних рішень [15].

В узагальненому вигляді завдання, що вирішує СЕМ, наведені на рис. 3 [18].

Внаслідок різних масштабів часу та пріоритету виконання різних завдань контролю мікромережі функції СЕМ класифікуються за часовим показником і реалізується коротко- або середньо-, або довготерміновий менеджмент (рис. 4).

У відповідності до рис. 4 короткострокове балансування енергії може включати [11]: забезпечення здатності відстеження навантаження, регулювання напруги та частоти на основі розподілу реальної потужності між енергоресурсами та/або скидання навантаження задля зменшення невідповідності потужності; забезпечення прийнятної динамічної реакції та відновлення напруги/частоти під час та після перехідних процесів; дотримання обмежень якості електроенергії чутливих навантажень.

Довгостроковий енергоменеджмент може включати [11]:

- підтримку відповідного рівня резервної потужності під час перепланування розподілених енергоресурсів для: 1) контролю імпорту / експорту енергії з / до центральної мережі; 2)



Рис. 3. Завдання, що вирішує СЕМ [18].

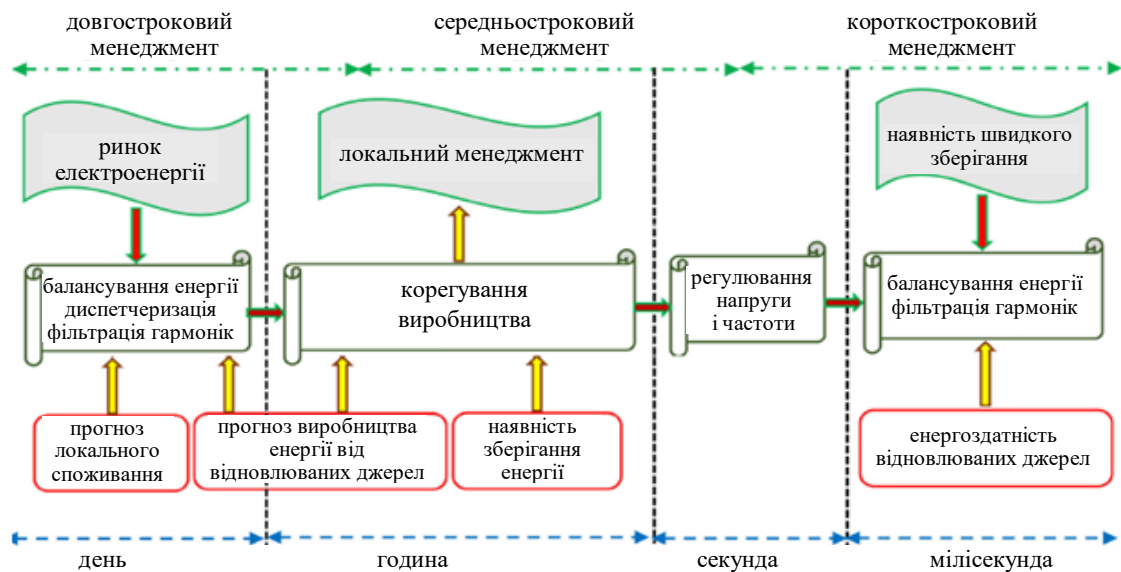


Рис. 4. Класифікація функцій СЕМ за часовим показником [5]

мінімізації втрат енергії; 3) максимізації генерації енергії на основі відновлюваних джерел енергії та / або 4) мінімізації вартості виробництва енергії ресурсами на основі палива;

– врахування конкретних вимог / обмежень кожного розподіленого енергоресурсу, включаючи його тип, вартість виробництва енергії, інтервали технічного обслуговування та вплив на середовище;

– управління реакцією на попит електроенергії та відновлення нечутливих навантажень, які відключені під час перехідних процесів в мікромережі.

Структура контролю СЕМ. Архітектура контролю СЕМ складається з централізованого, децентралізованого та розподіленого контролю (рис. 5, [5, 17, 19–21], табл. 1 [5, 17, 20, 21]), а також ієрархічного контролю (табл. 2 [17, 20]).

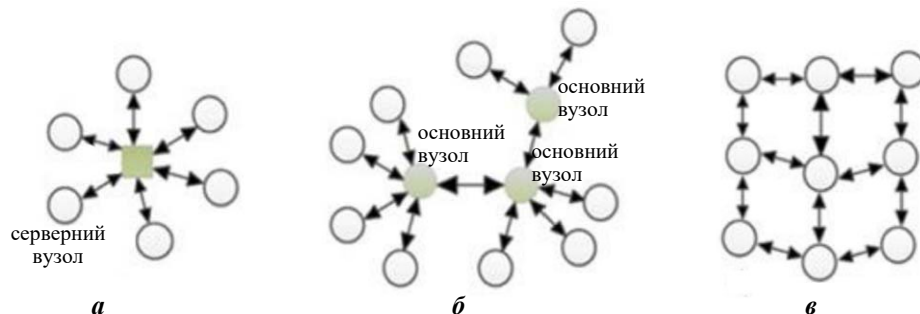


Рис. 5. Типи контролю СЕМ: централізований (а); децентралізований (б); розподілений (в) [20]

Централізований контроль відповідає ситуації, коли центральний процесор збирає всі дані та визначає наступні дії для скоординованої роботи всередині мікромережі. Децентралізований контроль передбачає прийняття рішень на рівні окремих компонентів на основі локальних даних, вимірювань і алгоритмів, вбудованих у кожен вузол мікромережі. Розподілений контроль – це версія децентралізованого підходу, за якого кожен локальний контролер має зв'язок із поряд розташованим, щоб користуватися перевагами централізованої архітектури для всієї мікромережі.

Зазначимо, що основними ознаками новітніх СЕМ є управління попитом та споживанням енергії, контроль багатонаправлених енергопотоків, децентралізований контроль, загальне управління всією мікромережею, підключення нових джерел живлення, систем зберігання енергії та навантажень як пристроїв технології *plug-and-play** [22].

* технологія *plug-and-play* «ввімкни і працюй» – підключає і автоматично розпізнає нові об'єкти і зовнішні пристрої, вносить відповідні зміни в конфігурацію всієї системи.

Ієрархічна структура управління мікромережі, що складається з трьох рівнів – первинного, вторинного і третинного, є необхідною внаслідок часових масштабів та порядку здійснення завдань та опрацювання вимог регулювання (табл. 2).

Таблиця 1. Порівняння різних архітектур контролю СЕМ

Фактори	Типи контролю		
	централізований	децентралізований	розподілений
Власність мікромережі	єдиний власник	багато власників	багато власників
Цілі	чітке єдине завдання	невизначені завдання	чітке єдине завдання
Експлуатаційний персонал	доступний	недоступний	доступний
Гнучкість	менш низька	більш висока	висока
Участь у ринку	складні алгоритми, всі блоки взаємодіють	прості алгоритми, деякі конкурентні	прості алгоритми, деякі конкурентні
Технологія plug-and-play	неможливо	можливо	можливо
Оптимальність	оптимальні рішення	зазвичай суб-оптимальні	оптимальні рішення
Розширення	складне	легке	помірне
Потреби в комунікації on-line	високі	низькі	помірні
Вартість установки	висока	низька	низька
Більш критичне функціонування	можливо	неможливо	низька якість
Відмови чи збої в роботі	у разі однієї несправності	багато несправностей у різних точках	якщо є одна несправна точка
Необхідність центрального контролера	так	ні	ні
Необхідність збору даних	з усіх основних елементів мікромережі	тільки локальна інформація	локальні вимірювання, сусідня комунікація

Таблиця 2. Рівні ієрархічного контролю та їхній часовий діапазон

Часовий діапазон:		
від мікро-, мілісекунд до секунд	хвилини	години – день
Рівні контролю:		
первинний	вторинний	третинний
локальний контроль; контроль розподілу електроенергії; регулювання частоти, напруги, струму; забезпечення надійності роботи та реагування на збої компонентів мікромережі; контроль роботи захисних пристроїв	баланс попиту і генерації енергії; мережева синхронізація; контроль енергопотоків і якості електроенергії; регулювання напруги і частоти на основі реакцій на змінення навантажень та в системі живлення, зокрема вирівнювання напруги і частоти за відхиленнями, виявленими на первинному рівні	управління попитом; контроль мікромережі на глобальному рівні; енергоменеджмент; ціни на електроенергію; економічні фактори; контроль потоку енергії від мікромережі до основної мережі, оптимальна робота в різних режимах (острівний або підключення до основної мережі)

Моделювання та оптимізація роботи мікромереж [4, 17, 18, 20, 21, 23]. Моделювання мікромереж є важливим аспектом їхнього оптимального функціонування, що зосереджується на ефективному управлінні та оптимізації систем розподілу електроенергії. Моделювання є ітеративним процесом, в якому використовується програмне забезпечення та інструменти для уточнення результатів, покращення процесу прийняття рішень, підвищення ефективності роботи мікромереж.

Моделювання розподільних мікромереж здійснюється у відповідності до функцій СЕМ на основі програмного забезпечення, що враховує наступні фактори:

1) топологію, структуру, схему мікромережі, включаючи вузли (підстанції, кабелі), що впливає на потоки потужності в системі; моделювання відображають зв'язки та ієрархію мікромережі;

2) прогнозування навантаження; точне програмування попиту на електроенергію є важливим для планування та експлуатації; моделі інтегрують історичні дані про використання енергії, демографічні тенденції та сезонні коливання для прогнозування очікуваних навантажень;

3) аналіз потоків потужності, виявлення падінь напруги, втрат та потенційних перевантажень;

4) інтеграцію відновлюваних ресурсів (сонячних панелей, вітрових турбін); у моделюванні враховуються змінна генерація та її вплив на стабільність роботи мікромережі;

5) оцінку надійності системи розподілу шляхом моделювання збоїв та перебоїв, виявлення вразливості елементів мережі та реалізацію стратегії підвищення стійкості;

6) підтримку переходу до розумних мереж, включаючи аналітику даних у режимі реального часу та автоматизоване керування задля покращення роботи мікромережі;

7) відповідність нормативним вимогам та економічний аналіз; моделі оцінюють відповідність нормативним стандартам та економічні наслідки інвестицій у модернізацію інфраструктури.

Для оптимального управління СЕМ використовують різні чисельні методи моделювання, які умовно поділяються на три категорії: класичні, метаевристичні та інтелектуальні методи.

Класичні методи програмування вибирають певні змінні для максимізації або мінімізації важливих функцій або ряду функцій з урахуванням заданого набору обмежень, використовують як лінійні, так і нелінійні моделі оптимізації для розв'язання задач, які можуть мати обмеження визначеності та невизначеності. У залежності від кількості цільових функцій може реалізуватися одно- або багатоцільова оптимізація (табл. 3).

Таблиця 3. Елементи побудови і розв'язання оптимізаційних задач СЕМ [17, 18].

1.1. Основні цільові функції	
Економічні цілі	Прибутковість системи, ціна на електроенергію, мінімізація витрат.
Надійність роботи мікромережі	Мінімізація енергоспоживання, втрати навантаження, оцінка рівня електропостачання
Якість електроенергії	Інтеграція відновлюваних ресурсів, максимізація генерації їхньої електроенергії, мінімізація втрат, баланс попиту-пропозиції електроенергії
Викиди в навколишнє середовище	Викиди парникових газів (CO_2 , SO_2 , NO_2), витрати на викиди
1.2. Другорядні цільові функції	
Підвищення надійності, розподіл електроенергії, техніко-економічний аналіз.	
2. Обмеження оптимізаційних задач	
Стабільність генерації електроенергії, технічні обмеження, життєвий цикл системи зберігання енергії, планування енергосистеми, енергобаланс	
3. Методи оптимізації для розв'язання задач	
Математичні методи, евристичні та метаевристичні підходи, лінійне та нелінійне програмування, робастне програмування, детерміновані та стохастичні методи, штучний інтелект, прогнозний контроль	

Метаевристика включає алгоритми випадкового розв'язку задачі оптимізації з обмеженнями або без них. Метаевристичний підхід працює на двох концепціях – інтенсифікації та диверсифікації. Інтенсифікація – це пошук локальної області задля знаходження оптимального рішення, коли відомо, що воно може бути знайдено в заданій області. Диверсифікації – це пошук простору в глобальному масштабі без обмежень з використанням випадково згенерованих змінних.

Інтелектуальні методи в СЕМ складаються з нечіткого управління та нейронних мереж, методів теорії ігор та глибокого навчання. Наприклад, нечітке логічне управління застосовується задля покращення стану заряду акумулятора, згладжування профілю напруги. Глибоке навчання (*deep learning*) на основі штучних нейронних мереж спрямовується на досягнення динамічного регулювання енергетичного потоку, скорочення викидів парникових газів, посилення захисту мікромережі [20]. Теорія ігор (*game theory*) – це теорія математичних моделей прийняття оптимальних рішень в умовах конфлікту, зазвичай, в умовах невизначеності. Задля розв'язання оптимізаційних задач поєднуються декілька змінних прийняття рішення в одній математичній моделі для участі в грі. Теорія ігор може бути використана задля визначення оптимальної ціни на електроенергію для споживачів шляхом регулювання ємності системи зберігання, задля оптимального планування СЕМ зниження загальних витрат, прогнозування виробництва відновлюваної енергії з використанням великого набору даних [20].

Допоміжні інтелектуальні елементи СЕМ [4, 6, 20, 23]. Останні технологічні досягнення значно підвищують ефективність мікромереж, позиціонуючи їх як важливі компоненти переходу до більш стійкої та надійної енергетичної системи. Ключові інновації включають інтеграцію інтелектуальних мереж, Інтернету речей та штучного інтелекту, кожна з яких сприяє створенню більш чутливої та адаптивної мікромережі.

Інтернет речей (IoT) є важливим компонентом в управлінні енергією в мікромережі, забезпечує ефективні послуги моніторингу, вимірювання та управління, з'єднує фізичні та цифрові компоненти без будь-якого посередництва оператора. Пристрої *IoT*, такі як інтелектуальні

лічильники та датчики, збирають і передають дані про моделі споживання енергії, умови навколишнього середовища та роботу обладнання. Цей підхід дає змогу операторам приймати обґрунтовані рішення, оптимізувати розподіл енергії та вирішувати питання технічного обслуговування (наприклад, сприяти профілактичному технічному обслуговуванню; за аналізом показників продуктивності попереджати операторів про потенційні проблеми), а також дає можливість споживачам контролювати своє енергоспоживання в режимі реального часу, сприяючи більшій економії енергії. Перевагою є користування інтелектуальною системою обліку, що за визначенням є «автоматизованою системою, яка інформаційно об'єднує інтелектуальні лічильники та забезпечує приймання, обробку та передавання вимірюваної та іншої інформації каналами зв'язку для цілей проведення комерційних розрахунків, моніторингу та контролю» [6].

Штучний інтелект (ШІ) все частіше використовується в роботі мікромереж для інтелектуального прийняття рішень. Алгоритми ШІ можуть аналізувати великі обсяги даних, зібраних з пристроїв IoT, для виявлення тенденцій, прогнозування попиту на енергію та оптимізації розподілу ресурсів. Моделі машинного навчання можуть прогнозувати коливання у виробництві енергії з відновлюваних джерел, що дає можливість коригувати роботу мікромереж. Крім того, ШІ може забезпечувати швидке реагування на перебої в роботі за допомогою автоматизованих процесів виявлення та усунення несправностей.

Інтеграція квантових комп'ютерів дає змогу обробляти величезні об'єми даних одночасно (а не послідовно), відновлювати СЕМ більше навантажень за короткий період, використовувати методи глибокого (машинного) навчання задля вдосконалення моделей прогнозування, а також застосовувати алгоритми для швидкого управління енергоресурсами.

Управління даними і кібербезпека задля забезпечення їхньої операційної цілісності, захисту від потенційних загроз несанкціонованого доступу та порушень, конфіденційності інформації, оскільки зі зростанням пристроїв Інтернету речей та інтелектуальних технологій мікромережі стають потенційними цілями для кібератак. Стратегія кіберзахисту спрямовується на впровадження брандмауерів, систем виявлення вторгнень та постійного моніторингу доступу до даних в реальному часі.

Кластери мікромереж [23, 24] – перспективне рішення для сучасних енергетичних систем. Декілька мікромереж можуть утворювати кластер і функціонувати у взаємозв'язаному режимі, коли кожна окрема мікромережа (або кластер у цілому) отримує збільшення потенційних переваг за рахунок такого об'єднання. Взаємні зв'язки та використання сильних сторін мікромереж у кластерах сприяють підвищенню надійності, оптимізації використання енергії, ефективній інтеграції енергоресурсів, вирішенню економічних питань. Для цього необхідною є скоординована робота мікромереж як на рівні розподілу енергії, так і на рівні управління. Один із варіантів ієрархічної структури управління мікромережами показано на рис. 6.



Рис. 6. Варіант системи трирівневого управління двох об'єднаних мікромереж

Напрямки подальших досліджень у контексті СЕМ мікромереж [1, 5, 11, 13, 17–25].

– *Проектування* – можливості розширення мікромережі, підключення нових джерел живлення, систем зберігання енергії та навантажень як пристроїв *plug-and-play*.

– *Апаратне забезпечення* – використання контролерів мікромереж, тестованих в контрольованих лабораторних умовах за технологією «апаратне забезпечення в циклі» (у реальному часі); удосконалені блоки розподіленої генерації з інтерфейсом інвертора, що зв'язано з координацією реле захисту як у режимі підключення до центральної мережі, так і в автономному режимі (наразі це питання відноситься до сфери активних досліджень).

– *Контроль* – ефективні методи контролю усіх параметрів, регулювання напруги та частоти, якості енергії, синхронізація між автономною роботою і з підключенням до центральної мережі.

– *Режими роботи* – плавний перехід між підключенням до мережі та автономним режимом за високого рівня розподіленого виробництва енергії; проблема чорного пуску (*black start*) в незбалансованій системі з точки зору управління, захисту та якості електроенергії для запуску основного обладнання та відновлення після знеструмлення електропостачання споживачів.

– *Методи* – удосконалення регулювання частоти та напруги в різних режимах роботи.

– *Управління* – підключення та узгодження відновлюваних джерел, систем енергозберігання та навантаження; управління елементами постійного та змінного струму.

– *Стабільність* – ефективний контроль балансу між генерацією і навантаженням в острівному режимі роботи мікромережі.

– *Моделювання* – впровадження програм з використанням інтелектуальних методів (глибокого навчання на основі штучних нейронних мереж та теорії ігор).

– *Багатоцільова оптимізація* – управління енергією з урахуванням ряду економічних, технічних, екологічних аспектів і обмежень та з використанням гібридних алгоритмів оптимізації як альтернативи одному методу оптимізації.

– *Кластери мікромереж* – проблеми в цьому напрямку: оптимізація управління, комунікація і безпека декількох зв'язаних між собою мікромереж з перспективою досягнення стійких та децентралізованих енергетичних систем.

– *Інфраструктура управління* – впровадження та поширення Інтернету речей, хмарних платформ, штучного інтелекту, інтеграції квантових комп'ютерів, удосконалення кібербезпеки.

– *Моніторинг даних у реальному часі* – використання датчиків Інтернету речей та інтелектуальних лічильників, що є елементами для перетворення звичайного з'єднання між споживачем та оператором на інтелектуальну взаємозалежну систему зі швидшим та надійнішим зв'язком.

– *Перехід до інтелектуальної енергетичної системи* – перетворення мікромережі на систему, що працює автономно, з цифровими технологіями, автоматизацією, перевагами у плані надійності та безпеки.

– *Економічні та екологічні аспекти* – зменшення витрат та викидів парникових газів.

– *Нормативи і стандарти* – відповідність умов і параметрів до діючих стандартів для сприяння і підтримки роботи мікромережі; усунення недоліку, який складається з відсутності стандартних процедур технічного обслуговування, що впливає на стійкість мікромережі.

Висновки. У теперішній час вдосконалення систем енергоменеджменту мікромереж розглядається як одна з ключових умов створення майбутніх інтелектуальних енергетичних мереж, що забезпечать стабільне та якісне постачання електроенергії на будь-якому місцевому рівні.

У роботі висвітлюються основні сучасні й перспективні питання та виклики відносно систем енергоменеджменту мікромереж, окреслюються першорядні фактори і напрямки майбутніх досліджень цих систем задля забезпечення більш просунутого та надійного управління енергією в мікромережах.

Системи енергоменеджменту сучасних мікромереж можна вважати концепцією, що продовжує удосконалюватися зі створенням і розвитком технологічних інновацій, і в подальшому буде призводити до розширення і покращення роботи самих мікромереж.

Роботу виконано за темою «Забезпечення ефективного функціонування та розвитку розподіленої енергетики в Україні з використанням технологій мікромереж» (шифр: Режим-3).

REVIEW OF CURRENT STATE AND KEY DEVELOPMENT TRENDS OF MICROGRID ENERGY MANAGEMENT SYSTEMS

I.M. Kucheriava

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: rB.irinan@gmail.com.

Microgrids are intended for providing the enhanced resilience to crises, particularly in times of war or emergencies, which is especially important for Ukraine, a country in need of a stable energy supply and reliable energy solutions. The implementation of updated energy management systems allows for the optimization of microgrid operations. These systems analyze data on energy production and consumption in real time, make reasonable decisions regarding overall management and enhance the reliability and stability of the microgrid, maximizing its efficiency, minimizing losses and contributing to the development of a more sustainable energy model. This article presents key information on the current and future development of energy management systems for microgrids. It supports the need for their development to provide the sustainable and reliable operation of microgrids. References 25, figures 6, tables 3.

Keywords: microgrid, distributed energy resources, energy management, renewable energy sources, control system, interconnected multi-microgrids.

- 1 Blinov I.V., Denysyuk S.P., Zhujkov V.Y., Kyrylenko O.V., Kyseleva A.G., Lukyanenko L.M., Osypenko K.S., Pavlovskii V.V., Parus Ye.V., Sopel M.F., Stelyuk A.O., Tankevych S.E. Intelligent electric power systems: elements and modes. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2014, 408 p. (Ukr)
2. Kyrylenko O., Denysyuk S., Blinov I. Energy management: new priorities of the 21st century. *Energy: economics, technologies, ecology*. 2024. No 1:75. Pp. 7–27. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.1.2024.297508>. (Ukr)
3. Kyrylenko O.V., Shcherba A.A., Kucheriava I.M. Intellectual technologies for monitoring of technical state of up-to-date high-voltage cable power lines *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 6. Pp. 29–40. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.029>. (Ukr)
4. Analysis of the application of microgrids in Ukraine. Recovery and reform support team at the Ministry of energy of Ukraine. Analytical work. October 2025. Kyiv. 70 p. URL: https://www.mev.gov.ua/sites/default/files/2025-10/mikromerezhi-ua_0.pdf (Ukr) (accessed at 15.03.2026)
5. Shahgholian G. A brief review on microgrids: operation, applications, modeling, and control. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2021. No 6. P. 12885. DOI: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12885>.
6. On energy efficiency: The Law of Ukraine 21.10.1021 No 1818-IX. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/1818-20#Text> (accessed at 10.02.2026). (Ukr)
7. Blinov I., Palachov S., Parus Ye., Klymenko O. Functions of up-to-date microgrid energy management systems under grid-connected operation in compliance with international standards. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2025. Vyp. 71. Pp. 15–27. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.71.015>. (Ukr)
8. Distributed energy and microgrids. *Svit newspaper*. April 2, 2025. <https://svit.kpi.ua/2025/04/02/розподілена-енергетика-та-мікромере/> (accessed at 12.02.2026) (Ukr)
9. Shafiullah M., Refat A.M., Haque M.E., Chowdhury D.M.H., Hossain M.S., Alharbi A.G., Alam M.S., Ali A., Hossain S. Review of recent developments in microgrid energy management strategies. *Sustainability*. 2022. Vol. 14(22). Article no: 14794. DOI: <https://doi.org/10.3390/su142214794>.
10. Guide to the implementation of an energy management system in accordance with the requirements of the international standard ISO 50001:2018. UNIDO, 2021. 137 p. (Ukr)
11. Katriani F., Iravani R., Hatziargyriou N., Dimeas A. Microgrid management. Controls and operation of microgrids. *IEEE Power & Energy Magazine*. 2008. Vol. 6(3). Pp. 54–65. DOI: <https://doi.org/10.1109/MPE.2008.918702>.
12. Ndeke C., Adonis M., Almaktoof A. Energy management strategy for a hybrid micro-grid system using renewable energy. *Discover Energy*. 2024. Vol. 4:1. DOI: <https://doi.org/10.1007/s43937-024-00025-9>.
13. Allwyn R.G., Al-Hinai A., Margaret V. A comprehensive review on energy management strategy of microgrids. *Energy Reports*. 2023. Vol. 9. Pp. 5565–5591. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egy.2023.04.360>.
14. Bharatee A., Ray P.K., Subudhi B., Ghosh A. Power management strategies in a hybrid energy storage system integrated AC/DC microgrid: a review. *Energies*. 2022. Vol. 15. No 19. Article no: 7176. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15197176>.
15. Joshal K.S., Gupta N. Microgrids with model predictive control: a critical review. *Energies*. 2023. Vol. 16. No 13. P. 4851. DOI: <https://doi.org/10.3390/en16134851>.
16. Bihari S.P., Sadhu P.K., Sarita K., Khan B., Arya L.D., Saket R.K. A comprehensive review of microgrid control mechanism and impact assessment for hybrid renewable energy integration. *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. Pp. 88942–88958. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3090266>.
17. Elmouatamid A., Ouladsine R., Bakhouya M., El Kamoun N., Khaidar M., Zine-Dine K. Review of control and energy management approaches in micro-grid systems. *Energies*. 2021. Vol. 14 (168). 30 p. DOI: <https://doi.org/10.3390/en14010168>.
18. Zahraoui Y., Alhamrouni I., Mekhilef S., Basir Khan M.R., Seyedmahmoudian M., Stojcevski A., Horan B. Energy management system in microgrids: a comprehensive review. *Sustainability*. 2021. Vol. 13(19). Article no: 10492. 33 p. DOI: <https://doi.org/10.3390/su131910492>.
19. Uddin M., Mo H., Dong D., Elsayah S., Zhu J., Guerrero J.M. Microgrids: a review, outstanding issues and future trends. *Energy Strategy Reviews*. 2023. Vol. 49. Article no: 101127. 17 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.esr.2023.101127>.
20. Battula A.R., Vuddanti S., Salkuti S.R. Review of energy management system approaches in microgrids. *Energies*. 2021. Vol. 14. Article no: 5459. 32 p. DOI: <https://doi.org/10.3390/en14175459>.
21. Boqtob O., El Moussaoui H., El Markhi H., Lamhamdi T. Microgrid energy system: A state-of-the-art review. *Journal of Electrical Systems*. 2019. Vol. 15. No 1. Pp. 53–67.
22. Yusof M.F.M., Ahmad A.Z. Enrollment issue, power energy management approach and structure of control of renewable energy microgrid: a review. *International journal of engineering technology and sciences (IJETS)*. 2019. Vol. 6 (2). Pp.12–27. DOI: <https://doi.org/10.15282/ijets.v6i2.2742>.
23. Zou H., Mao S., Wang Y., Zhang F., Chen X., Cheng L. A survey of energy management in interconnected multi-microgrids. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. Pp. 72158–72169. DOI: <https://doi.org/10.1109/access.2019.2920008>.
24. Leshchenko P., Zaporozhets A. Review of microgrid cluster architectures based on distributed energy resources. *Systemni doslidzhennia v enerhetytsi*. 2025. No 2. Vyp. 82. Pp. 13–28. DOI: <https://doi.org/10.15407/srenergy2025.02.013>. (Ukr)
25. Kucheriava I.M. Microgrids: current state and in perspective. *Pratsi Instytutu elektrodynamiki NAN Ukrainy*. 2025. Vyp. 71. Pp. 28–43. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.71.028>. (Ukr)

Надійшла 23.03.2026
Прийнята 31.03.2026

НАПРЯМИ РОЗВИТКУ ПОТУЖНИХ МІКРОМЕРЕЖ ДЛЯ ПРОМИСЛОВИХ ПІДПРИЄМСТВ УКРАЇНИ

А.А.Щерба^{1*}, академік НАН України, О.Д. Подольцев^{1**}, докт. техн. наук,
Н.І. Супруновська^{1***}, докт. техн. наук, Р.В. Білянін^{2****}, канд. техн. наук,
Т.Ю. Антоненко^{2*****}, канд. техн. наук

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
² ПАТ «Завод «Південкабель»,
вул. Автогенна, 7, Харків, 61099, Україна.

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

Проведено дослідження напрямів розвитку потужних мікромереж, здатних забезпечити безперебійну роботу критичного електротехнологічного обладнання промислових підприємств України за нестабільних режимах зовнішнього електропостачання. Обґрунтовано удосконалення таких мікромереж на основі використання автономних розподілених джерел електроенергії та сучасних технологій накопичення, збереження і перетворення параметрів електроенергії та інтеграції методів штучного інтелекту й енергоменеджменту. Визначено ключову роль використання потужних мікромереж задля забезпечення гарантованого електроживлення критичних енергоспоживачів промислових підприємств під час тривалих відключень і нестабільних режимів зовнішнього електропостачання. Обґрунтовано, що інтеграція на промислових підприємствах потужних мікромереж, сучасних технологій "розумних" механізмів і гібридних енергосистем підвищує енергоефективність всіх електроенергетичних, технологічних і організаційних процесів та їхню стійкість до тривалих відключень і нестабільностей зовнішнього електропостачання. Впровадження потужних мікромереж на промислових підприємствах України підвищує енергоефективність всіх електротехнологій зі створення критично важливої продукції та спрощує досягнення цілей сталого розвитку. Бібл. 19, рис. 1.

Ключові слова: зовнішня макромережа, промислове підприємство, критичні енергоспоживачі, нестабільність електроживлення, електротехнологія, якість електроенергії, потужна мікромережа, автономні джерела електроенергії, накопичувачі енергії, безперебійність, енергоефективність.

Вступ. Інтенсивні воєнні дії на території України викликають значну нестабільність режимів електропостачання від зовнішніх централізованих електромереж як населених територій, так і промислових підприємств (в будь-який час електропостачання може раптово зникнути або суттєво змінити свої основні характеристики). Проте для отримання високої якості та економічної доцільності виготовлення багатьох видів високотехнологічної продукції електроенергетичного і спеціального призначення необхідно використовувати безперервне і високоякісне електроживлення критично важливих енергоспоживачів протягом декількох діб і навіть тижнів. Забезпечувати на даний час стабільне електроживлення в Україні від зовнішніх систем електропостачання просто неможливо.

В той же час у нашій країні інтенсивно розробляються, створюються і використовуються локальні електроенергосистеми з розподіленою генерацією, які мають власні автономні джерела електроенергії, які під час відключення зовнішньої централізованої мікромережі можуть забезпечувати режими автономного електроживлення різних енергоспоживачів незначної потужності (зазвичай одиниці – десятки кіловат) [1–3]. Проте такі мікромережі не здатні забезпечувати тривале високоякісне електроживлення критично важливих енергоспоживачів потужністю в сотні-тисячі кіловат.

Метою даної роботи є наукові й практичні дослідження, спрямовані на визначення напрямів розвитку і практичної реалізації потужних мікромереж задля забезпечення гарантованого високоякісного електроживлення критичних енергоспоживачів промислових підприємств України, які виробляють в даний час критично важливу електроенергетичну і технологічну продукцію.

Ключовою відмінністю досліджуваних потужних мікромереж від відомих малопотужних є безперервне забезпечення гарантованого електроживлення всіх критичних енергоспоживачів промисло-

© Щерба А.А., Подольцев О.Д., Супруновська Н.І., Білянін Р.В., Антоненко Т.Ю., 2026
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-0200-369X>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9029-9397>;
*** <https://orcid.org/0000-0001-7499-9142>; **** <https://orcid.org/0000-0003-3781-6233>;
***** <https://orcid.org/0009-0007-2388-2252>

© 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>

го підприємства задля реалізації в них безперервних і високоякісних електроенергетичних режимів, які є ключовими для виробництва критично важливої електротехнологічної продукції незалежно від нестабільності режимів і навіть тривалого відключення зовнішнього електропостачання як в [4].

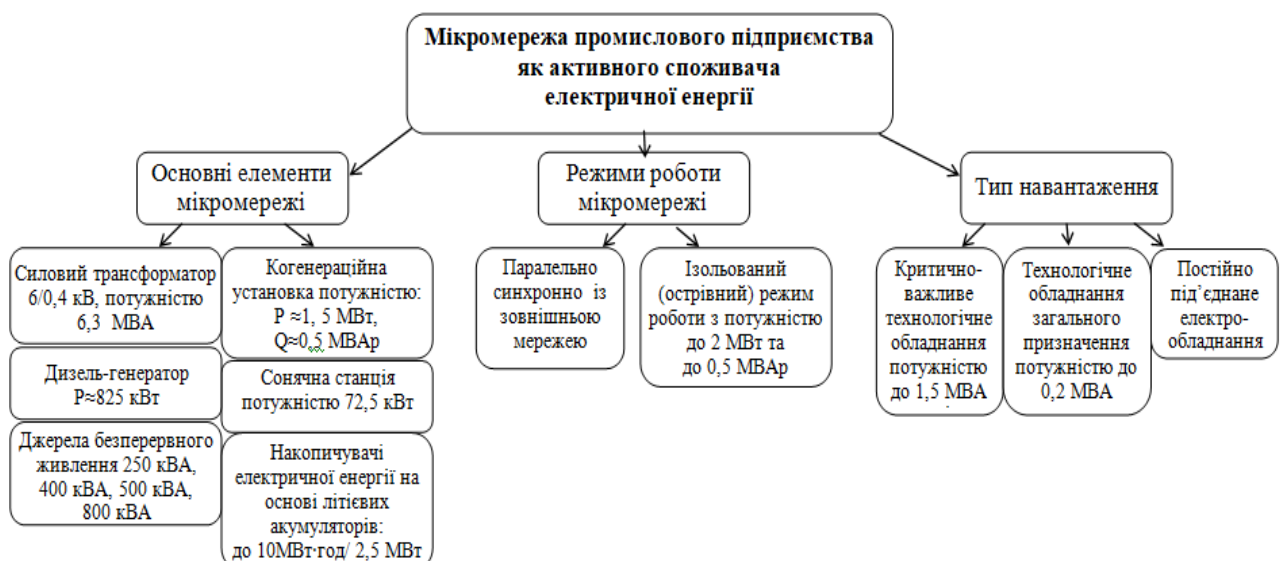
Згідно стандарту IEEE 1547.4 енергосистема з розподіленою генерацією досліджується, як потужна мікромережа, яка має власні автономні джерела електроенергії та енергоспоживачів (електронавантаження), причому її спеціально проектують як локальну електроенергосистему, яка може ефективно працювати у так званому "острівному" режимі [1–4], і тому її можна від'єднувати від зовнішньої макромережі електропостачання.

Потужна мікромережа є локальною електроенергосистемою, яка може використовувати енергію таких автономних енергосистем, як газовий когенератор, дизель-генератор і сонячна електростанція. Задля гарантованого електроживлення критичних енергоспоживачів промислових підприємств і забезпечення необхідної для них високої якості електроенергії за тривалих відключеннях і нестабільних режимах зовнішньої системи електропостачання у такій мікромережі використовують сучасні енергоємні накопичувачі електроенергії та електронні пристрої, здатні забезпечувати швидкі режими керування енергоресурсами і режимами постачання електроенергії промисловим енергоспоживачам. Висока якість електроенергії і стабільність режимів її постачання критичним споживачам за будь-яких енергетичних збуреннях у зовнішній макросистемі реалізується як у разі синхронної роботи мікромережі із макромережею, так і за тривалій її автономній ("острівній") роботі та під час реалізації так званих швидких "безшовних" переходів між цими режимами.

Проте, маючи все-таки обмежену максимальну потужність, мікромережа в першу чергу спрямована на забезпечення необхідного високоякісного електроживлення її критичних енергоспоживачів за будь-яких електроенергетичних і електродинамічних збуреннях у зовнішній макромережі. Звичайно, якщо мікромережа реалізує гарантоване електроживлення критичних енергоспоживачів різної потужності, то найбільш потужні споживачі по можливості заживлюються найбільш дешевою електроенергією від сонячної електростанції [4, 5] або за мінімальних тарифах за електроенергію від зовнішньої макромережі, якщо вона працює. Проте забезпечення гарантованого електроживлення всіх критичних енергоспоживачів потужної мікромережі завжди є найбільш важливим і пріоритетним (порівняно з вартістю електроенергії, зручністю і всіма іншими параметрами).

Надійна і енергоефективна експлуатація мікромережі залежить від якості взаємодії всіх компонентів систем управління, енергозабезпечення, стабілізації режимів тощо, що є окремим викликом для ефективного електроживлення [6–8]. Незважаючи на це, потужні мікромережі промислових підприємств є важливими елементами промислових енергосистем та "розумних підприємств" [9–13].

Структура та основні компоненти потужних мікромереж. Автори статті приймали участь у розробці, створенні та тривалій (більше року) експлуатації мікромережі потужністю понад 2 МВт з використанням газового когенератора, який мав активну потужність і реактивну потужності відповідно 1,5 МВт і 0,5 МВАр), дизель-генератора потужністю до 825 кВт і сонячної електростанції потужністю до 72,5 кВт. Структурну потужної мікромережі показано на рисунку.



Ключовими компонентами потужних мікромереж, подібних приведених на рисунку, є: автономні розподілені джерела електроенергії; сучасні швидкодіючі системи перетворення її параметрів, накопичення, зберігання та генерації; системи керування процесами постачання електроенергії критичним споживачам як за "синхронних" режимах із зовнішньою макромережею, так і в "острівних" режимах й "безшовних" (практично миттєвих) переходах між такими режимами [3].

Здатність потужної мікромережі працювати синхронно з макромережею і без неї є ключовою характеристикою стійкості режимів мікромережі до енергетичних збурень у зовнішній макромережі [14, 15]. Ця подвійна функціональна здатність потужних мікромереж є особливо важливою для електропостачання обмежених територій із специфічними енергетичними потребами в регіонах, підключення яких до центральної макромережі є складним завданням.

Задля покращення швидких електродинамічних процесів в потужних мікромережах доцільно використовувати енергоємні накопичувальні батареї на основі сучасних електроаккумуляторів і технологій оптимізації їхніх динамічних режимів у промислових умовах [16–18].

Основними джерелами електроживлення в потужній мікромережі, показаній на рисунку, були когенератор потужністю $P_1 \leq 1,5$ МВт, дизель-генератор потужністю $P_2 \leq 825$ кВт і сонячна електростанція потужністю $P_3 \leq 72,5$ кВт. Їхня сукупна активна потужність складає $P_{\Sigma} \geq 2,3$ МВт.

Когенератор може виробити найбільше електроенергії, і вона є дешевшою за енергію дизель-генератора. А якщо у разі низьких зовнішніх температур використовувалася ще й теплова енергія, вироблена когенератором, кількість якої була більшою, ніж вироблена ним електрична енергія, то загальний енергетичний ККД когенератора наближався до 90%, і тому він був ключовим автономним генератором енергії у даній мікромережі.

Звичайно найбільш дешевою є електроенергія сонячної електростанції, але її максимальна потужність 72,5 кВт є малою і дуже нестабільною, тому ця електроенергія використовувалась для діагностики електричних характеристик малопотужних приладів та накопичення електроенергії.

Всі навантаження у потужній мікромережі на рисунку, умовно розділено на три категорії: *критично важливе, пріоритетне і кероване непріоритетне* навантаження.

1. *До критично важливого навантаження* віднесено 4 електротехнологічних лінії з виготовлення критичної електроенергетичної продукції та всі електросервери, системи електробезпеки та контролю наявних електроенергетичних і технологічних процесів.

Це навантаження повинно мати безперебійне, гарантоване і високоякісне електроживлення за будь-яких умов відключення та змінення режимів зовнішньої макромережі. У разі виникнення в ній аварійних режимів від неї миттєво (менше ніж за 1 мс) повинні відключатися всі критичні навантаження і "безшовно" (з використанням 4-х джерел безперебійного живлення ДБЖ 800 кВт, ДБЖ 500 кВт, ДБЖ 400 кВт і ДБЖ 250 кВт) підключитись до мікромережі потужністю $P_{\Sigma} \geq 2,3$ МВт, показаній на рисунку. В результаті цих "безшовних" переключень всі критично важливі навантаження повинні отримати електроживлення від газового когенератора і дизель-генератора. Причому додаткове фінішне корегування всіх швидких "безшовних" перехідних режимів забезпечує вказаний на рис. 1 накопичувач електроенергії до 10 МВт год, який використовує сучасні енергоємні літій-залізофосфатні акумулятори, здатні реалізовувати активну потужність до 2,5 МВт протягом не менше 4 годин.

Щоб забезпечити необхідну високу якість і конкурентну економічну доцільність виготовлення особливо важливої енергетичної продукції вказана потужна мікромережа повинна забезпечувати безперервне якісне електроживлення деяких потужних критично важливих споживачів протягом декількох діб і навіть тижнів. Тому вимоги до реалізації необхідних тривалих, безперебійних і високоякісних електроенергетичних режимів є ключовими під час розробки, створенні та експлуатації потужних мікромереж для електроживлення *критично важливих електротехнологічних навантажень*.

2. *До пріоритетного навантаження* віднесено представлене на рисунку "некритичне технологічне електрообладнання загального призначення" та інші електроспоживачі, терміни підключення яких можуть змінюватись, але так, щоб не порушувати режими роботи критично важливих навантажень. Пріоритетними навантаженнями можуть бути також електротехнологічні установки та інше електрообладнання, роботу якого можна планувати з тривалими перервами і переносами термінів їхнього електроживлення, які не впливають на якість роботи критично важливих навантажень.

3. *Непріоритетне кероване навантаження*. Терміни і потужність електроживлення непріоритетно-керованих навантажень можна змінювати і переносити як під час плануванні робіт, так і їхньому виконанні. Головним обмеженням залишається лише неприпустимість порушення безперервного гарантованого електроживлення всіх критичних енергоспоживачів промислового підприємства задля

реалізації в них тривалих безперебійних і високоякісних електроенергетичних режимів, які є ключовими для виробництва критично важливої електротехнологічної продукції незалежно від нестабільності і відключення зовнішнього електропостачання промислового підприємства.

Потужні мікромережі для промислових підприємств порівняно з традиційними малопотужними мікромережами загального призначення відрізняються більшим масштабом, необхідністю реалізації більш складних електроенергетичних режимів гарантованого електроживлення всіх критичних енергоспоживачів, спеціалізованими вимогами до оптимізації та інтеграції енергоресурсів для їхньої реалізації, підвищеними вимогами до енергоефективності та реалізації тривалих безперервних критичних електротехнологічних режимів виробництва [15, 17].

Переваги створення потужних мікромереж для промислових підприємств України. В даний воєнний час потужні мікромережі є практично єдиним енергоефективним електротехнічним рішенням для гарантованого і якісного електрозабезпечення критично важливого електротехнологічного обладнання промислових підприємств України, незважаючи на нестабільність режимів та непередбачені тривалі відключення централізованого електропостачання. Побудова потужної мікромережі та її використання промисловим підприємством дає змогу забезпечити незалежність всіх критично важливих електротехнологічних процесів і загальної діяльності підприємства від якості електроенергії у зовнішній енергосистемі та від стабільності її постачання до електромережі підприємства.

Використання високоякісного електропостачання від власної потужної мікромережі забезпечує гарантоване акумулювання електроенергії (тобто її накопичення на майбутнє споживання), стабілізацію пікових навантажень на підприємстві, а також в певні проміжки часу і генерацію електроенергії у зовнішню електромережу стороннім споживачам.

Реалізація вищезазначеної енергетичної стратегії забезпечує можливість переходу промислового підприємства зі статусу "споживача електричної енергії" в статус "активного споживача електроенергії", за яким воно завдяки своєму генеруючому і акумулюючому обладнанню може вже не тільки забезпечувати власні потреби в електроенергії, а й постачати у міську електромережу до 50% від загального обсягу її річного споживання для живлення сторонніх споживачів тоді, коли її вартість є найбільшою. Це дає змогу промислового підприємству отримувати додаткові кошти, які можуть використовуватися на подальший розвиток підприємства.

Ключовим вектором розвитку потужних мікромереж на найближчий період слід вважати розробку і використання в них: 1) мегаватних накопичувачів електричної енергії, 2) швидкодіючих накопичувачів для покриття пікових навантажень, 3) створення електротехнологічного обладнання, здатного надійно працювати в умовах обмеженої потужності, та 4) інтеграція методів штучного інтелекту для ефективного енергоменеджменту в потужній мікромережі

Можна виділити наступні ключові переваги створення та використання потужних мікромереж в промислових підприємствах України [15, 19]:

- *Суттєве покращення надійності та стійкості електроживлення критичних енергоспоживачів незалежно від нестабільності режимів зовнішнього електропостачання;*

Це головна перевага створення і використання потужних мікромереж промисловими підприємствами України в даний воєнний час, оскільки такі мікромережі здатні забезпечити гарантоване високоякісне електроживлення критичних енергоспоживачів підприємств, які виробляють вітчизняну наукоємну і важливу електроенергетичну і технологічну продукцію з високою доданою вартістю;

- *Забезпечення автономної роботи потужних мікромереж, які можуть відключатись від основної мережі у разі виникнення в ній тривалих порушень та нестабільних режимів, і гарантувати проведення критичних технологічних і промислових процесів і навіть життєво необхідних операцій та маніпуляцій у лікарнях та госпіталах;*

- *Запобігання зупинкам і тривалим простоям технологічного обладнання, яке повинно працювати в тривалих безперервних режимах, які важко реалізовувати в сучасних умовах нестабільності режимів зовнішнього електропостачання;*

- *Підвищення загальної електроенергетичної безпеки, яка є життєво необхідною для ефективної роботи як промислової, так і інформаційної інфраструктури;*

- *Зменшення загальних промислових витрат на підприємствах шляхом впровадження різних електротехнологічних режимів накопичення електроенергії під час мінімальних витрат на її виробництво та використання і навіть продаж у міську мережу електроенергії, коли її вартість є максимальною;*

– Для оптимізації своїх витрат як під час використання електроенергії на виробництво критично важливої промислової продукції, так і накопиченні електроенергії та її подальшому продажу для сторонніх споживачів у терміни, коли її вартість є найдорожчою;

– Забезпечення ефективної інтеграції відновлюваних джерел енергії (ВДЕ) в промислові процеси, що сприяє інтеграції відновлюваної енергії та зменшенню впливу промислових підприємств на навколишнє середовище і спрямовує основну їхню діяльність на досягнення цілей сталого розвитку.

Висновки. 1. На даний час створення і використання потужних мікромереж є практично єдиним енергоефективним електротехнічним рішенням, здатним забезпечити безперервне гарантоване електроживлення критичних енергоспоживачів промислових підприємств України задля реалізації в них тривалих безперервних високоякісних електроенергетичних режимів, які є ключовими для виробництва критично важливої електротехнологічної продукції незалежно від нестабільності режимів і тривалого відключення зовнішнього електропостачання.

2. Ключовою відмінністю досліджуваних потужних мікромереж для промислових підприємств України від відомих малопотужних мікромереж є безперервне забезпечення гарантованого електроживлення всіх критичних енергоспоживачів промислового підприємства, які є ключовими для виробництва критично важливої продукції.

3. Незважаючи на існуючі наукові, електротехнічні та технологічні бар'єри, потужні мікромережі неминуче стануть невід'ємною частиною майбутніх електроенергетичних систем, здатних забезпечити безперервне гарантоване електроживлення критичних енергоспоживачів промислових підприємств України незалежно від нестабільності режимів і тривалого відключення зовнішнього електропостачання. Вони відіграватимуть ключову роль у досягненні стійкості та енергоефективності.

5. Аналіз основних переваг і викликів дає змогу промисловим підприємствам України в даний час повною мірою реалізовувати потенціал цієї нової технології – побудови потужних мікромереж задля підвищення надійності безперервного енергозабезпечення та виробництва критично важливої електротехнологічної продукції незалежно від нестабільності режимів і тривалого відключення зовнішнього електропостачання. Потужні мікромережі підвищують енергетичну незалежність, надаючи промисловим підприємствам можливість виробляти та контролювати власну електроенергію та зменшує залежність від зовнішніх постачальників електроенергетичних послуг, що захищає промислові підприємства від коливань цін на енергоносії та перерв у постачанні електроенергії.

6. Ключовим вектором розвитку потужних мікромереж на найближчий період слід вважати розробку і використання в них: 1) мегаватних накопичувачів електричної енергії, 2) швидкодіючих накопичувачів для покриття пікових навантажень, 3) створення електротехнологічного обладнання, здатного надійно працювати в умовах обмеженої потужності, та 4) інтеграція методів штучного інтелекту для ефективного енергоменеджменту в потужній мікромережі.

Дослідження виконано за науково-дослідною роботою "Забезпечення ефективності функціонування та розвитку розподіленої енергетики в Україні з використання технологій мікромереж" (шифр "Режим 3", Державний реєстраційний номер 0125U000609)

1. Gamarra C., Guerrero J.M., Rey J.M. A knowledge discovery in databases approach for industrial microgrid planning. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2016. Vol. 60. Pp. 615-630. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.01.091>.

2. Ahmed M.A., Abbas G., Touqeer Ahmed Juman, Nasr Rashid, Aqeel Ahr, Sayed M. Eldin. Techno-economic optimal planning of an industrial microgrid considering integrated energy resources. *Front. Energy Res.* 2023. Vol. 11. P. 1124056. DOI: <https://doi.org/10.3389/fenrg.2023.1145888>.

3. Momeni A., Castilla M., Ghahderijani M.M., Camacho A., De Vicuña L.G. Design and control of a small-scale industrial microgrid in islanding mode. *Int. J. Simul. Model.* 2016. Vol. 15. No 4. Pp. 671-683. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793490>.

4. 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. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2026. No 1. Pp. 62-71. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2026.01.062>.

5. Blake S.T., O'Sullivan D.T.J. Optimization of distributed energy resources in an industrial microgrid. *Procedia CIRP*. 2018. Vol. 69. Pp. 522-527, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.procir.2017.12.184>.

6. Wongyai J., Tayjasanant T., Sirisumrannukul S. BESS operation scheme to reduce energy cost and demand charge in an industrial microgrid in Thailand. *Proc. 2023 IEEE PES 15th Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf. (AP-PEEC)*, Shanghai, China, Dec. 2023. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/APPEEC57400.2023.10561990>.

7. Wongyai J., Tayjasananant T., Taisuke Masuta. Optimal scheduling and sizing of battery energy storage system in an industrial microgrid. *Proc. 2024 Int. Conf. Harmon. Qual. Power (ICHQP)*, Dubai, UAE, Oct. 2024. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICHQP61174.2024.10768719>.
8. Cagnano A., Sherazi H.H.R., De Tuglie E. Communication system architecture of an industrial-scale microgrid: A case study. *Internet Technol. Lett.* 2020. Vol. 3. No 1. P. e139. DOI: <https://doi.org/10.1002/itl2.126>.
9. Sheikholeslami M., Yin Y., Subramanian S.B., Zamani A., Keller E., Avery P. Implementing a behind-the-meter commercial and industrial microgrid: Key lessons in grounding, protection, and control. *IEEE Electr. Mag.* 2024. Vol. 12. No 2. Pp. 44-53. DOI: <https://doi.org/10.1109/MELE.2024.3385979>.
10. Microgrids: Theory and Practice. Peng Zhang ed. Wiley-IEEE Press, 2024. 944 p.
11. Microgrid. Design, Optimization, and Applications. Ed. by Amit Kumar Pandey. CRS Press. 2024, 316 p.
12. Fundamentals of Microgrids. Stephen A. Roosa ed. CRC Press, 2024. 302 p.
13. Shafiee Q., Naderi M., Bevrani H. Microgrids: Dynamic Modeling, Stability and Control. Wiley & Sons, 2024. 409 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119906230>.
14. Gonzalez-Espin F., Valdivia V. Hogan D., Diaz D., Foley R.F. Operating modes of a commercial and industrial building microgrid with electrical generation and storage. *Proc. 2014 IEEE 5th Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. (PEDG)*. Galway, Ireland, Jun. 2014. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDG.2014.6878647>.
15. Akter U., Kholilullah M.I., Dewan S., Emon M.A.H. & Islam M. Microgrids for Industrial Implementation an Overview of Benefits, Challenges, and Optimization Techniques. *European Journal of Theoretical and Applied Sciences*. 2025. No 3(2). Pp. 439-449. DOI: [https://doi.org/10.59324/ejtas.2025.3\(2\).37](https://doi.org/10.59324/ejtas.2025.3(2).37).
16. Gomaa A.M., Abdelrahim A. et al. Enhancing energy efficiency and renewable integration in industrial plants through DC microgrids: A case study for an ethylene plant. *Proc. Int. Middle East Power Syst. Conf. (MEPCON)*, Cairo, Egypt, Dec. 17-19, 2024. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEPCON63025.2024.10850259>.
17. Petar J. Grbovi. Ultra-capacitors in power conversion systems. IEEE-Press, 2014, 338 p.
18. Fu L., Chen H. Distributionally robust chance-constrained energy management of steel industrial microgrid with energy storage in distribution market. *Appl. Energy*. 2025. Vol. 361. P. 122934. DOI: <https://doi.org/10.2139/ssrn.5056389>.
19. Gutiérrez-Oliva D., Colmenar-Santos A., Rosales-Asensio E. A Review of the State of the Art of Industrial Microgrids Based on Renewable Energy. *Electronics*. 2022. No 11. P. 1002. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics11071002>.

DIRECTIONS FOR DEVELOPMENT OF POWERFUL MICROGRIDS AT INDUSTRIAL ENTERPRISES OF UKRAINE

A.A. Shcherba¹, O.D. Podoltsev¹, N.I. Suprunovska¹, R.V. Belyanin², T.Yu. Antonets²

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

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

² Yuzh cable works, PJSC,
Avtozenna str., 7, Kharkiv, 61099, Ukraine.

Research has been conducted on the development of high-power microgrids capable of ensuring the uninterrupted operation of critical electrical equipment at industrial enterprises in Ukraine under unstable external power supply conditions. Improvements to such microgrids are substantiated based on the use of autonomous distributed energy sources and modern technologies for the accumulation, storage and conversion of electrical energy parameters, and the integration of artificial intelligence and energy management methods. The key role of using powerful microgrids to ensure guaranteed power supply to critical energy consumers of industrial enterprises during long outages and unstable external power supply conditions has been identified. It is substantiated that the integration of powerful microgrids, modern technologies of "smart" mechanisms and hybrid energy systems at industrial enterprises increases the energy efficiency of all electrical, technological and organizational processes and their resistance to long-term outages and instability of external power supply. The introduction of powerful microgrids at industrial enterprises in Ukraine increases the energy efficiency of all electrical technologies for the creation of critically important products and simplifies the achievement of sustainable development goals. References 19, figure 1.

Key words: external macrogrid, industrial enterprise, critical energy consumers, power supply instability, electrical technology, power quality, high-power microgrid, autonomous power sources, energy storage devices, uninterruptible power supply, energy efficiency.

Надійшла 01.06.2026

Прийнята 22.06.2026

ДИСТАНЦІЙНИЙ ЗАХИСТ В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНИХ СИСТЕМАХ З РОЗПОДІЛЕНИМИ ДЖЕРЕЛАМИ ГЕНЕРАЦІЇ ЗА НЕСИМЕТРИЧНИХ КОРОТКИХ ЗАМИКАННЯХ

С.П. Денисюк^{1*}, докт. техн. наук, А.О. Омельчук^{2**}, канд. техн. наук,

Д.Г. Дерев'янка^{2***}, докт. техн. наук, В.В. Заколюдажний^{2****}

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

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

E-mail: spdens@ukr.net; omelchuk_anatoli@ukr.net; zavkafep@lll.kpi.ua; zakolodyazhny@ukr.net.

У повоєнному відновленні енергетики України роль дистанційного захисту та протиаварійної автоматики трансформується з підтримки поточної працездатності у створення фундаменту для високотехнологічної, децентралізованої та стійкої системи «Grids of the Future». Перспективна роль у повоєнному відновленні належатиме інтеграції розподілених джерел генерації (РДГ) з накопичувачами енергії та впровадженні адаптивних систем захисту задля підвищення економічної ефективності автоматизації режимів як локальних, так і центральної електричної системи шляхом скорочення тривалості відключень і, відповідно, зменшення збитків споживачам та енергопостачальній компанії. Широке впровадження в електричних мережах розподілених джерел генерації у вигляді сонячних, вітрових, а в останні періоди й когенераційних установок, перетворює їх в децентралізовані електроенергетичні системи (ЕЕС з РДГ), що, в свою чергу, вимагає удосконалення систем їхнього релейного захисту та систем автоматичного керування режимами їхньої роботи. Розосередженість таких джерел, невизначеність та нестабільність графіків їхньої генерації створює додаткові вимоги й до роботи протиаварійної автоматики в цих розподільних мережах. У роботі наведено результати дослідження параметрів дистанційних захистів з залежною від опору кола короткого замикання витримкою часу для розгалужених розподільних ліній з резервуванням та розподіленими джерелами генерації за імовірних двофазних коротких замиканнях з урахуванням параметрів і режимів роботи цих ліній. Отримані характеристики налаштування пристроїв дистанційного захисту цих ліній рекомендовано для їхнього налагодження. Визначено умови, за яких доцільно застосовувати схеми дистанційного захисту з контролем лінійних напруг і різниці фазних струмів, але для захисту таких ліній від подвійних замикань на землю рекомендовано застосовувати окремий захист, а у разі його відсутності – приєднання основного захисту на лінійні напруги і фазні струми. Ефективність роботи дистанційного захисту повного опору доцільно оцінювати за максимальною довжиною електричної дуги, котра визначається зниженням напруги в місці встановлення захисту за відповідного коефіцієнта чутливості захисту. Використану методику дослідження параметрів і режимів роботи дистанційного захисту мереж з ізольованою нейтраллю та отримані результати рекомендується використовувати під час формування децентралізованих електроенергетичних систем з РДГ в повоєнний період розбудови з урахуванням сьогоденних викликів та перспективного плану. Бібл. 20, рис. 3, табл. 1.

Ключові слова: розподілені джерела генерації, резервовані лінії електропередавання, дистанційний релейний захист, електрична дуга, чутливість.

Вступ. Дистанційний захист (ДЗ) та протиаварійна автоматика (ПА) є ключовими компонентами забезпечення стабільності та живучості енергосистем [1]. Дистанційний захист виявляє та локалізує пошкодження, а протиаварійна автоматика (як-от АПВ (автоматичного повторного ввімкнення) чи автоматика ділення мережі (АД) намагається мінімізувати наслідки цього відключення або запобігти системному колапсу після спрацювання захистів. У сучасних електроенергетичних системах (ЕЕС) дистанційний захист та протиаварійна автоматика трансформувалися з локальних засобів безпеки у фундамент інтелектуальних мереж (Smart Grid) та цифрових підстанцій [3, 4]. Їхнє значення визначається наступними факторами:

© Денисюк С.П., Омельчук А.О., Дерев'янка Д.Г., Заколюдажний В.В., 2026

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-6299-3680>; ** <https://orcid.org/0009-0007-3964-497X>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-4877-5601>; **** <https://orcid.org/0000-0001-8277-4170>

© 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>

- забезпечення стійкості у разі децентралізації;
- локалізація та швидке усунення несправностей;
- цифрова трансформація та стандарт ІЕС 61850 (впровадження цифрових підстанцій дає змогу пристроям ПА обмінюватися даними в реальному часі через оптичні канали);
- запобігання системним аваріям;
- підвищення безпеки персоналу та обладнання.

В ієрархії енергосистеми дистанційний захист та протиаварійна автоматика займають різні рівні керування, що забезпечує комплексний захист від локальних пошкоджень до системних колапсів [5].

1. Ієрархія дистанційного захисту (об'єктовий рівень)

ДЗ діє на рівні окремого елемента мережі (лінії електропередачі) і має внутрішню ієрархію за зонами дії:

- I зона (нижній рівень): миттєва дія; захищає основну частину лінії (~80%) без витримки часу;
- II зона (середній рівень): забезпечує захист решти лінії та резервує суміжні шини з невеликою витримкою часу (0.3–0.6 с);
- III зона (верхній рівень): дальнє резервування; охоплює суміжні ділянки мережі, діючи з найбільшою витримкою часу задля забезпечення селективності.

2. Ієрархія протиаварійної автоматики (системний рівень)

ПА має складнішу вертикальну структуру, оскільки координує роботу всієї енергосистеми:

- локальна ПА (нижній рівень): встановлюється на конкретних підстанціях чи станціях (наприклад: АПВ (повторне ввімкнення), АВР (введення резерву), АЛАР (ліквідація асинхронного режиму));
- регіональна ПА (середній рівень): координує декілька вузлів мережі задля запобігання перевантаженням у конкретному енергорайоні (наприклад, АД, автоматика обмеження перевантаження ліній);
- загальносистемна ПА (верхній рівень): централізовані системи, що керують балансом потужності та частоти в масштабах країни (наприклад, АЧР – частотне розвантаження).

Взаємозв'язок в ієрархії [4, 5]:

- пріоритет дії: спочатку спрацьовує релейний захист (ДЗ), щоб локалізувати аварію;
- корекція: якщо ДЗ не зміг усунути проблему або його дія призвела до дефіциту потужності, вступає в дію ПА (наприклад, АД, АЧР або АПВ) задля стабілізації системи;
- інформаційний обмін: у сучасних цифрових системах (стандарт ІЕС 61850) дані з рівня ДЗ миттєво передаються на верхні рівні ПА для прийняття системних рішень.

Згідно з даними НЕК «Укренерго» близько 70-80% замикань на повітряних лініях є нестійкими. Взаємодія ДЗ та АПВ дає можливість відновити живлення за секунди без втручання оператора. Алгоритм взаємодії ДЗ та АПВ – це класичний приклад узгодженого функціонування, де захист вимикає лінію, а автоматика намагається повернути її в роботу.

Безумовно, що сучасні пристрої протиаварійної автоматики та дистанційного захисту є важливими складовими реалізації положень Концепції «розумних» мереж в Україні. Широкий розвиток розподілених енергетичних ресурсів, зокрема, зростання частки ВДЕ в енергобалансі України, призводить до розвитку конфігурацій електричних мереж, появу двосторонніх потоків електроенергії як в окремих частинах централізованої електроенергетичної системи, так і в локальних системах [1–3]. Постало нагальним вирішення актуальної задачі ефективного застосування протиаварійної автоматики та дистанційного захисту через урізноманітнення як нормальних, так і аварійних режимів [1, 3, 6, 7].

Метою роботи є аналіз ефективності застосування протиаварійної автоматики та дистанційного захисту під час побудови сучасних електроенергетичних мереж із оцінкою чутливості дистанційного захисту в децентралізованих електроенергетичних системах з розосередженим електричним навантаженням та джерелами генерації за несиметричних аварійних режимів в цих системах.

Характеристика застосування протиаварійної автоматики та дистанційного захисту під час побудови сучасних електроенергетичних систем на різних рівнях напруги в залежності від важливості об'єкта та складності мережі розглядається в [4, 5].

1. Дистанційний захист (ДЗ). ДЗ стає основним або резервним захистом там, де звичайний струмовий захист не може забезпечити селективність (точність) через складні перетікання

потужності:

- 110–750 кВ та вище: це основна сфера застосування ДЗ; на магістральних мережах НЕК "Укренерго" дистанційний захист є обов'язковим, зокрема, на лініях 330–750 кВ він часто дублюється (основний + резервний) і працює в комплексі з високочастотним блокуванням;

- 35 кВ: ДЗ застосовується у складних кільцевих або багатосторонньо живлених мережах. Для простих радіальних ліній 35 кВ частіше використовують більш прості та дешевші струмові захисти;

- 6–10 кВ: зазвичай не застосовується: на цьому рівні використовуються максимальні струмові захисти, оскільки мережі мають коротку протяжність і радіальну структуру. Але оскільки широке впровадження РДГ в цих мережах перетворює їх в мережі з двостороннім (і більше) живленням, то виникає необхідність застосовувати більш чутливі та надійні релейні захисти з подальшою їхньою сумісністю з ПА.

2. **Противаварійна автоматика (ПА).** Рівень напруги визначає тип автоматики:

- 0,4–35 кВ (Рівень розподільних мереж): АВР (автоматичне введення резерву) – критично для споживачів I і II категорій надійності; АД (автоматика ділення мережі) – в мережах з двостороннім живленням, зокрема з РДГ; АЧР (автоматичне частотне розвантаження) – встановлюється на підстанціях оператора системи розподілу (ОСР) для вимкнення менш вибагливих до надійності споживачів;

- 110–750 кВ (Рівень високої та надвисокої напруги): АПВ (автоматичне повторне ввімкнення) – встановлюється на всіх ПЛ; АЛАР (автоматика ліквідації асинхронного режиму) – на міжсистемних зв'язках та великих електростанціях; АОПЛ (автоматика обмеження перевантаження ліній) – для захисту транзитних ліній від перегріву.

У Smart Grid дистанційний захист та автоматика перетворюються на розподілений інтелект, який мінімізує людський фактор і робить мережу гнучкою до змін [1–3, 6]. У концепції Smart Grid роль ДЗ та ПА змінюється від «пасивного запобіжника» до «активного менеджера» системи. Якщо в традиційній мережі вони просто вимикали пошкоджену ділянку, то в смарт-мережах забезпечують її самовідновлення та стабільність за двосторонніх потоків енергії [2, 3, 6]:

- забезпечення роботи Microgrids та двосторонніх потоків;
- Self-healing (Самовідновлення мережі);
- робота з РДГ (вітровими, сонячними та когенераційними станціями) та накопичувачами (BESS);

- адаптивний захист на базі Big Data;
- широкомасштабний моніторинг (WAMS) з використанням даних як від PMU (Phasor Measurement Units), так і WMU ((Waveform Measurement Unit), що дає змогу ідентифікувати стан всієї енергосистеми з точністю до мікросекунд, виявляти значимі та незначимі події, що дає змогу виявляти передумови аварії (наприклад, небезпечні коливання) ще до того, як вони стануть критичними.

Зазначимо, що WMU використовуються для розширеного моніторингу електричних мереж, включаючи ситуаційну обізнаність, виявлення несправностей та відстеження динаміки систем з ресурсами на основі інвертора [8].

У децентралізованих електроенергетичних системах (6–35–110 кВ) роль дистанційного захисту та противаварійної автоматики кардинально змінилася – від простого вимкнення «гілки» вони перейшли до управління гнучкістю та надійністю кожного конкретного вузла [1, 6, 7]:

1) роль дистанційного захисту у децентралізованих ЕЕС:

- чутливість у «слабких» мережах;
- селективність у кільцевих схемах;
- захист від «підживлення» місця короткого замикання іншим джерелом;

2) роль противаварійної автоматики для цих систем:

- інтелектуальний АВР (автоматичне введення резерву);
- адаптивне АЧР (частотне розвантаження);
- локалізація пошкоджень (Fault Detection, Isolation, and Recovery, FDIR).

Так у децентралізованих ЕЕС (зокрема і системах Microgrid) традиційні підходи до захисту часто виявляються неефективними. Тут ДЗ та ПА стають інструментами інтелектуального керування автономними «енергоостровами» [9]: підтримка «малих струмів замикання», забезпечення режиму «острова» (Islanding), робота з двосторонніми потоками (Bidirectional flows), динамічна стійкість та частотне керування, роль у побудові енергетики нового покоління (об'єднувати ці дрібні об'єкти у

віртуальні електростанції (VPP)).

У повоєнному відновленні енергетики України роль дистанційного захисту та протиаварійної автоматики трансформується з підтримки поточної працездатності у створення фундаменту для високотехнологічної, децентралізованої та стійкої системи «Grids of the Future». Перспективна роль у повоєнному відновленні повинна належати наступним заходам.

Інтеграції РДГ (сонячних, вітрових, когенераційних станцій) в електроенергетичну систему, де сучасні ДЗ та ПА необхідні задля балансування цих нестабільних джерел та забезпечення стійкості ЕЕС за їхнього масового підключення.

Синхронізація з ENTSO-E та повне об'єднання з європейським енергоринком вимагає відповідності ПА найвищим стандартам ЄС задля забезпечення взаємодопомоги та стабільного імпорту/експорту електроенергії.

Створення цифрових підстанцій згідно стандарту IEC 61850 (наприклад, перехід від провідникових до оптичних каналів передачі даних) дає змогу пристроям ДЗ та ПА обмінюватися інформацією миттєво (GOOSE-повідомлення). У 2025 році в Україні заплановано будівництво першої такої підстанції за підтримки Франції.

Впровадження адаптивних систем захисту, зокрема, розвиток ДЗ, дає можливість динамічно змінювати уставки захисту залежно від поточного режиму роботи мережі, що є критичним у разі частого перемикання споживачів та зміни джерел живлення.

Інтеграція накопичувачів енергії (BESS) створює вимоги до ПА – керувати системами зберігання енергії для миттєвої підтримки частоти та напруги, що замінить частину вугільних ТЕС у маневруванні.

Важливим у впровадженні згаданих заходів є кіберзахист та живучість ЕЕС, для чого післявоєнна модернізація передбачає впровадження захищених цифрових протоколів задля запобігання несанкціонованому втручанню в роботу захисту та автоматики.

Економічна ефективність вдосконалення засобів захисту та автоматизації в ЕЕС визначатиметься скороченням тривалості відключень і, відповідно, зменшенням збитків споживачам і енергопостачальній компанії та зменшенням втрат в мережах, що є пріоритетом у разі дефіциту ресурсів для відновлення.

В довоєнний період розвиток розподіленої генерації був обумовлений економічними чи екологічними факторами, що сприяло розвитку сонячної, вітрової, біогазової та малої гідроелектроенергетики. Сьогодні ж РДГ поповнюються когенераційними установками, що обумовлено негативними наслідками руйнування електроенергетичної системи країни та критичною необхідністю відновлення енергозабезпечення споживачів. Все це призводить до вимушеної децентралізації генерації та локалізації ЕЕС всупереч неекономічності режимів їхньої роботи. Пов'язана з цим зміна параметрів і режимів роботи ЕЕС викликає певні складнощі в роботі існуючих підсистем релейного захисту та автоматики, зокрема, розподільних електричних ліній, до котрих підключені РДГ [9-11].

Такі лінії електропередавання перетворюються з радіальних на лінії з двостороннім живленням, в котрих існуючі підсистеми захисту та автоматики найчастіше виявляються чутливими до напрямку перетікань потужності, що може викликати порушення їхньої роботи під впливом РДГ. В свою чергу РДГ також вимагають віддаленого контролю параметрів та управління, що дуже ускладнює підсистему автоматики та телемеханіки [12-17].

В [18] розглядалися проблеми використання релейного захисту для розгалужених розподільних ліній електропередавання з розосередженим електричним навантаженням. Проаналізовано особливості роботи захисту за різних режимів роботи цих ліній, а саме: нормальному, післяаварійному та планово-ремонтному. Захист ліній з двостороннім живленням, які зв'язують з потужними електричними системами окремі місцеві електростанції, в тому числі РДГ, та локальні електричні системи або РДГ між собою, повинен задовольняти загальним вимогам щодо забезпечення необхідної чутливості, селективності дії за різних видах пошкоджень. Труднощі в забезпеченні необхідної чутливості під час використання максимальних струмових захистів на таких лініях пов'язані з малим рівнем струмів короткого замикання від РДГ і локальних електричних систем. Наведено особливості виконання релейного захисту під час резервування електропостачання споживачів з використанням РДГ. Максимальний струм навантаження лінії, котрий споживається з електричної системи, в 2 – 3 рази перевищує номінальний струм, який визначається потужністю генераторів РДГ. При цьому струми короткого замикання від генераторів малопотужних розподілених джерел генерації виявляються співрозмірними з максимальними робочими струмами лінії. На лініях електропередавання з

двостороннім живленням, які зв'язують локальні ЕЕС з потужною електричною системою або розподілені джерела генерації між собою, максимальні струмові направлені захисти забезпечують селективність і є основними видами захистів таких ліній.

В [19] наведено особливості виконання релейного захисту в секціонованих мережах у разі живлення їх від резервних джерел живлення.

Залежності розподілу струмів короткого замикання по магістралі секціонованої лінії в режимі роботи з відключеним пунктом АВР та в режимі живлення від резервної підстанції за середніх параметрах довжин і опорів ділянок показують наступне: струмова відсічка, встановлена на головній ділянці, налаштована на рівень максимального струму короткого замикання за секціонуючим пунктом, забезпечує захист приблизно 67 % магістралі першої ділянки лінії. Відсічка, встановлена на секціонуючому пункті, що налаштована на рівень максимального струму короткого замикання на суміжній ділянці, забезпечує захист тільки 20 % магістралі лінії під час живлення від основного джерела.

У разі живлення від резервного джерела струми короткого замикання на захищеній ділянці значно менші уставки струмової відсічки, встановленої на секціонуючому пункті, тому в цьому випадку струмова відсічка, встановлена на секціонуючому вимикачі, виявляється неефективною. Максимальні струмові відсічки на секціонованих лініях з мережним резервуванням як захист другого ступеня доцільно використовувати на головних ділянках ліній.

В [20] досліджено параметри налаштування суміжних дистанційних захистів з дистанційним пуском із урахуванням особливостей режимів роботи та умов експлуатації секціонованих розгалужених розподільчих ліній. Визначено вплив параметрів і режимів роботи таких ліній на діапазон регулювання уставок за опором та часом спрацювання в кінці зони дії та вимоги до лінійності часових характеристик, що дає можливість визначати відстані до місця короткого замикання за часом спрацювання.

Отримано результати для налагодження дистанційних захистів секціонованих ліній електропередавання з підключеними до них джерелами розподіленої генерації, а саме: визначено умови регулювання уставок захисту за опором спрацювання з урахуванням параметрів цих ліній та межі регулювання уставок за опором спрацювання за вторинними значеннями. Також визначено умови регулювання уставок за часом спрацювання та межі часу спрацювання захисту для більшості ліній.

Задля селективної роботи захисту за вибраних уставках за часом спрацювання забезпечується однозначність часових характеристик у разі зміни величин робочих струмів захисту за умови десятивідсоткової точності роботи захисту за опором спрацювання.

Досліджено умови забезпечення селективної роботи суміжних захистів у вибраному діапазоні уставок за часом спрацювання з урахуванням відношення опорів та визначено розбіжність у часі спрацювання.

Обґрунтовано початковий момент часу дії захисту від спрацювання обмежувачів перенапруги та від перегорання плавкої вставки запобіжників відгалужень і відпайок у разі короткого замикання безпосередньо за запобіжником. Використання сучасних мікропроцесорних пристроїв захисту забезпечить, з одного боку, точність опору спрацювання, лінійність та однозначність залежності витримки часу спрацювання від опору петлі короткого замикання за різних рівнів струмів і напруг, а з іншого – простоту в обслуговуванні комплектів захисту.

В [18] досліджено параметри дистанційних захистів з залежною від опору петлі короткого замикання витримкою часу для розподільних ліній з резервуванням та (або) підключеними до них РДГ, де враховуються особливості параметрів цих ліній, режими їхньої роботи та умови експлуатації. Отримано характеристики пристроїв захисту, які рекомендуються під час налагодження дистанційного захисту ліній напругою 6...20 кВ. Обґрунтовано переваги застосування схеми приєднання дистанційного захисту на міжфазні напруги і різницю фазних струмів, а також використання окремого захисту від подвійних замикань на землю, а за їхньої відсутності – схеми приєднання на лінійні напруги і фазні струми. Надійність роботи дистанційного захисту повного опору доцільно оцінювати за величиною максимальної довжини дуги, що визначається за заданого коефіцієнта чутливості дистанційного захисту зниженням напруги в місці встановлення захисту у разі короткого замикання.

В роботах [19–20] отримано параметри спеціальних дистанційних захистів з дистанційним пуском та залежною від опору витримкою часу петлі короткого замикання для розгалужених секціонованих ліній з підключеними до них РДГ, які враховують особливості параметрів, режимів роботи та умов їхньої експлуатації. Визначено необхідні характеристики захисту, які можуть бути

використані у процесі розробки дистанційного захисту таких ліній електропередавання напругою 6...20 кВ. Визначено доцільність використання схеми підключення дистанційного захисту до лінійних напруг та різниці фазних струмів. Задля захисту цих ліній від подвійного замикання на землю рекомендується використовувати роздільний захист; за його відсутності – схему підключення до лінійних напруг та фазних струмів. Дистанційний імпедансний захист пропонується оцінювати за значенням максимальної дуги, що визначається за заданого коефіцієнта чутливості падіння напруги в місці захисту у разі короткого замикання.

Досліджено вплив параметрів та режимів роботи таких ліній на технічні характеристики цих захистів, зокрема, на діапазон уставок керування опором та час спрацьовування в кінці діапазону. Рекомендується використовувати результати проведених досліджень для налаштування дистанційних захистів розділених ліній з джерелами розподіленої генерації. Задля забезпечення вибіркової дії захисту в різних режимах роботи ліній та зручності вибору уставок спрацьовування часова характеристика захисту повинна бути лінійною. Крім того, лінійність часової характеристики захисту дає можливість використовувати значення часу спрацьовування для визначення відстані до місця короткого замикання. Через необхідність налагодження захисту за часовими характеристиками від спрацьовування розрядників та від перегорання плавких вставок запобіжників у разі короткого замикання безпосередньо за запобіжником початкова тривалість захисту повинна становити 0,25...0,40 с.

Оцінка чутливості дистанційного захисту в розподільних електричних мережах з розподіленими електричним навантаженням та джерелами генерації в умовах різних аварійних режимів.

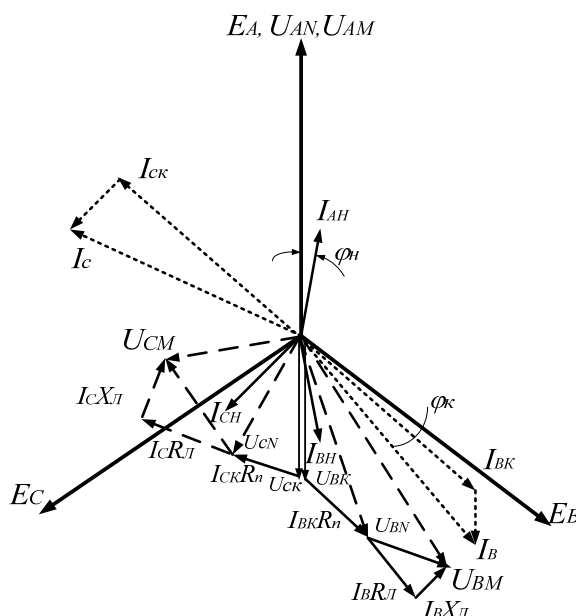
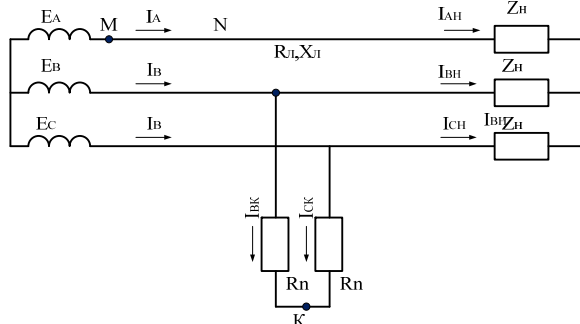


Рис. 1

Опір на клемі дистанційного реле з урахуванням (6)

Аналогічно визначеним в роботах [18–20] приведені співвідношення в режимі двофазного короткого замикання між фазами B і C (рис. 1, де наведено векторну діаграму струмів і напруг у разі двофазного короткого замикання через перехідний опір R_n з урахуванням струмів навантаження).

Вимірюваний диференціальним реле опір буде визначатися за виразом

$$Z_{32}^{(2)} = \frac{(I_B - I_C) Z_L + I_{Bk} \cdot 2R_n}{I_B}, \quad (1)$$

З урахуванням значення струмів у фазах B і C, рівних

$$I_B = I_{Bk} - I_{BN}, \quad I_C = I_{Ck} - I_{CN}, \quad (2)$$

вираз (1) приводиться до вигляду

$$Z_{32}^{(2)} = 2Z_L \cdot \left[1 - \frac{I_{BH} + I_{CH}}{2(I_{Bk} + I_{BH})} \right] + 2R_n \frac{I_{Bk}}{I_{Bk} + I_{BH}}. \quad (3)$$

З урахуванням (2) та виразу, наведеного в [18],

$$I_B - I_C = \frac{\dot{U}_L - I_{Bk} \cdot 2 \cdot R_n}{Z_L}, \quad (4)$$

значення струму пошкодженої фази можна представити

$$I_B = \frac{1}{2} \left[\frac{\dot{U}_L - I_{Bk} \cdot 2 \cdot R_n}{Z_L} + I_{BH} + I_{CH} \right]. \quad (5)$$

Опір, вимірюваний дистанційним реле з урахуванням (5), визначається як

$$Z_{32}^{(2)} = \frac{2\dot{U}_L}{\left(\frac{\dot{U}_L - 1050 \cdot 2I_n}{Z_L} \right) \cdot Z_L^{-1} + (I_{BH} + I_{CH})}. \quad (6)$$

$$Z_{32}^{(2)} = \frac{2\dot{U}_L}{(\dot{U}_L - 1050 \cdot 2l_d) \cdot Z_3^{-1} + (\dot{I}_{BH} + \dot{I}_{CH})}. \quad (7)$$

Відношення вимірюваного опору кола короткого замикання до опору уставки

$$\frac{Z_{32}^{(2)}}{Z_{уст}} = \frac{1}{K_u} \cdot \frac{\dot{U}_L}{\dot{U}_L - 1050 \cdot 2l_d + Z_L(\dot{I}_{BH} + \dot{I}_{CH})}. \quad (8)$$

Похибка, яку вносить перехідний опір дуги у разі двофазного короткого замикання та вплив струму навантаження, визначається за виразом

$$\delta_{д2}^{(2)} = \frac{1050 \cdot 2l_d - Z_L(\dot{I}_{BH} + \dot{I}_{CH})}{\dot{U}_L - 1050 \cdot 2l_d + Z_L(\dot{I}_{BH} + \dot{I}_{CH})} \cdot 100, \%. \quad (9)$$

Мінімальне значення коефіцієнта чутливості дистанційного захисту, ввімкненого за другою схемою (на лінійну напругу і струм пошкодженої фази), за якого $Z_{зам} < Z_{уст}$, за максимальної довжини електричної дуги визначається співвідношенням

$$K_{ч2}^{(2)} \geq \frac{\dot{U}_L}{\dot{U}_L - 1050 \cdot 2l_{д, макс} + Z_L(\dot{I}_{BH} + \dot{I}_{CH})}. \quad (10)$$

Задля оцінювання впливу струмів навантаження і перехідного опору на вимірний опір реле, котре увімкнене на U_L та I_L , у разі допущенні $\dot{I}_{BH} + \dot{I}_{CH} = 2\dot{I}_H$ вираз (8) матиме вигляд

$$\delta_{д2}^{(2)} = \frac{1050 \cdot 2l_d - K_u \dot{U}_{ЛН} \cdot \alpha}{K_u \dot{U}_{ЛН} \cdot (1 + \alpha) - 1050 \cdot 2l_d} \cdot 100, \%, \quad (11)$$

де $\alpha = I_H / I_{км}^{(2)}$ – відношення струму навантаження до струму «металевого» двофазного к.з.

Для ліній електропередавання вирази (10) і (11) матимуть вигляд

$$K_{ч2}^{(2)} \geq \frac{K_u}{K_u - 0,2l_{д, макс} + \alpha K_u}, \quad (12)$$

$$\delta_{д2}^{(2)} = \frac{2l_d - 10K_u \cdot \alpha}{10K_u \cdot \alpha(1 + \alpha) - 2l_d} \cdot 100, \%. \quad (13)$$

Довжина дуги, за якої вимірюваний за допомогою реле опір кола короткого замикання, що є менший за опір уставки цього реле захисту за $K_u=1,5$, буде рівна

$$l_d \leq 1,67 \cdot K_u \cdot (1 + 3 \cdot \alpha). \quad (14)$$

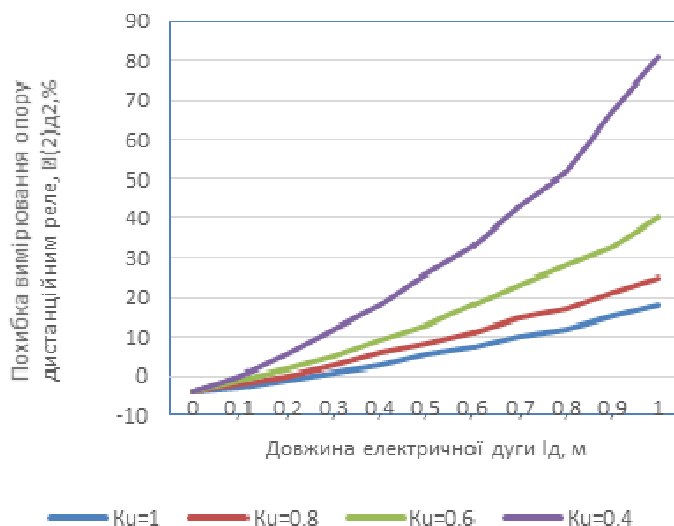


Рис. 2

розподільних лініях електропередавання.

Залежності похибки вимірювання опору дистанційним реле, підключеного на U_L і I_L , під час двофазного к.з. від довжини електричної дуги l_d та відносного зниження напруги K_u в місці встановлення дистанційного захисту $\delta_{д2}^{(2)} = f(K_u, l_d, \alpha)$, наведені на рис. 2.

Наведені залежності дають змогу оцінити вплив основних параметрів, котрі характеризують точність і надійність вимірювання опору пошкодженої ділянки лінії реле дистанційного захисту під час підключення за обома схемами: похибку вимірювання, мінімальне значення коефіцієнта чутливості або максимальну довжину електричної дуги, за яких $Z_{вим} < Z_{уст}$. В таблиці наведено вплив опору електричної дуги і струмів навантаження на вимірювання опору кола к.з. дистанційними захистами в

	Найменування	Режим двофазного короткого замикання між фазами <i>B</i> і <i>C</i>	
		Підключення дистанційного захисту на U_L та I_L	Підключення дистанційного захисту на U_L та I_ϕ
1	Вимірюваний опір $Z_{\text{вим.}}$	$Z_L + 2R_n \frac{i_{Bk}}{2i_{Bk} + (i_{Bk} - i_{BH})}$	$2Z_L \cdot \left[1 - \frac{i_{BH} + i_{CH}}{2(i_{Bk} + i_{BH})} \right] + 2R_n \frac{i_{Bk}}{i_{Bk} + i_{BH}}$
2	Похибка вимірювання $\delta_d, \%$	$\frac{2l_d}{10K_u - 2l_d} \cdot 100$	$\frac{2l_d - 10K_u \cdot \alpha}{10K_u \cdot \alpha(1 + \alpha) - 2l_d} \cdot 100$
3	Мінімальне значення коефіцієнта чутливості, $K_{ч.мін}$	$\frac{K_u}{K_u - 0,2l_{д.макс}}$	$\frac{K_u}{K_u - 0,2l_{д.макс} + \alpha K_u}$
4	Максимальна довжина електричної дуги $l_{д.макс}$	$1,67 \cdot K_u$	$1,67 \cdot K_u \cdot (1 + 3 \cdot \alpha)$

На рис. 3 наведено залежність похибки вимірювання опору дистанційним реле, підключеним на U_L і I_ϕ , за двофазного короткого замикання від довжини електричної дуги l_d і відносного зниження напруги K_u в місці встановлення дистанційного захисту: α – у разі відносного струмі навантаження $\alpha=0,1$; δ – за відносного струму навантаження $\alpha=0,3$.

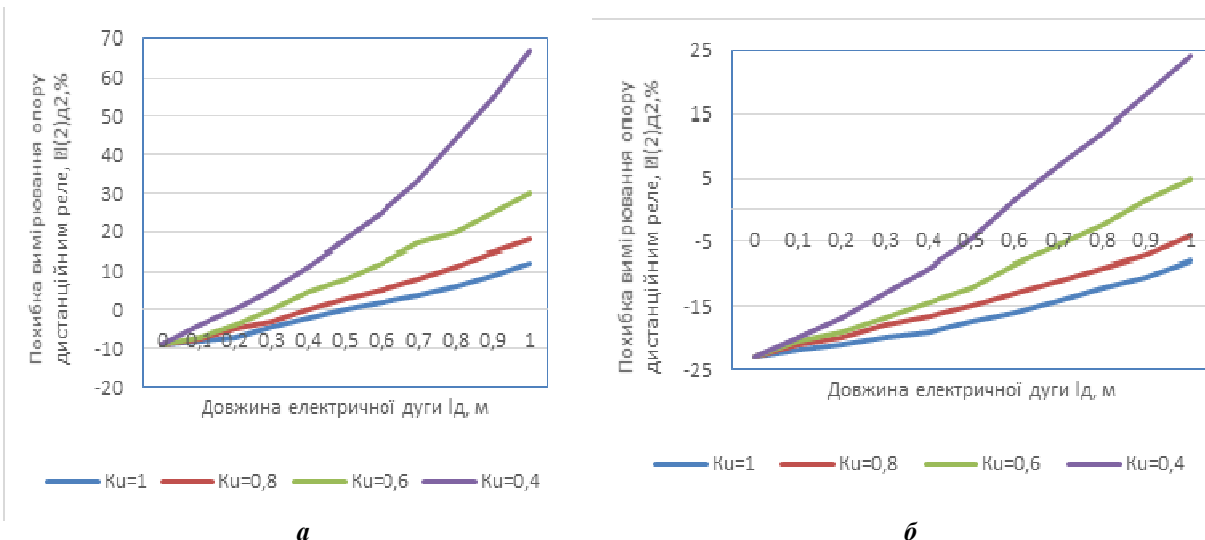


Рис. 3

Використана методика дослідження параметрів і режимів роботи дистанційного захисту мереж з ізолюваною нейтраллю та отримані результати рекомендується використовувати у процесі формування децентралізованих електроенергетичних систем в повоєнний період розбудови електроенергетичної галузі України з урахуванням сьогоденних викликів та перспективного плану.

Вдосконалення релейного захисту децентралізованих електроенергетичних систем в умовах поширення в них РДГ реалізується на базі сучасних мікропроцесорних пристроїв, котрі наділені ще й функціями автоматики, що, в свою чергу, є нижчою ланкою системи протиаварійної автоматики єдиної електроенергетичної системи. Надійна робота протиаварійної автоматики децентралізованих ЕЕС виключить негативний вплив імовірних аварійних ситуацій в цих мережах на стійкість роботи як окремих ланок вищої напруги, так і електроенергетичної системи в цілому.

Інтенсивне, іноді вимушене, впровадження розподілених джерел генерації, включаючи накопичувачі електроенергії, призводить до утворення децентралізованих ЕЕС, котрі є нижчим рівнем в ієрархії об'єднаної електричної системи. Враховуючи багатогранність факторів впливу на параметри і режими роботи таких ЕЕС, необхідно продовжувати дослідження як щодо забезпечення вимог щодо релейного захисту та автоматики цих ЕЕС, так і щодо суміщення їхньої роботи з релейним захистом і протиаварійною автоматикою на об'єднаному системному рівні.

Виконані дослідження та отримані результати дають можливість полегшити ефективно впровадження розподілених джерел генерації в децентралізовані електроенергетичні системи та

забезпечити їхню електромагнітну сумісність в перехідних аварійних та після аварійних режимах роботи.

Висновки. Отримані аналітичні залежності для аналізу чутливості дистанційного захисту та оцінювання достовірності вимірювання опору пошкодженої ділянки лінії пристроями дистанційного захисту під час підключення його двома досліджуваними схемами (на $U_{\text{л}}$ і $I_{\text{л}}$ та $U_{\text{л}}$ і $I_{\text{ф}}$) та за несиметричних видах замикань.

Задля захисту розподільних ліній електропередавання в децентралізованих електроенергетичних системах з РДГ доцільно застосовувати схеми дистанційного захисту з контролем лінійних напруг і різниці фазних струмів. Задля захисту цих ліній від подвійних замикань на землю рекомендовано застосовувати окремий захист, а за його відсутності – приєднання основного захисту на лінійні напруги і фазні струми.

Ефективність роботи дистанційного захисту повного опору доцільно оцінювати за максимальною довжиною електричної дуги, котра визначається зниженням напруги в місці встановлення захисту за відповідного коефіцієнта чутливості захисту.

Досліджено вплив струмів навантаження на величину вимірюваного опору (в сторону зменшення) навіть у разі «металевого» двофазного короткого замикання у випадку підключення реле опору дистанційного захисту на лінійну напругу $U_{\text{л}}$ і фазний струм $I_{\text{ф}}$. У разі короткого замикання через перехідний опір струми навантаження зменшують вплив на вимірюваний опір кола короткого замикання.

DISTANCE PROTECTION IN ELECTRIC POWER SYSTEMS WITH DISTRIBUTED GENERATION SOURCES IN THE EVENT OF UNSYMMETRICAL SHORT CIRCUITS

S.P. Denysiuk¹, A.O. Omelchuk², D.G. Derevyanko², V.V. Zakolodyazhny²

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

²National Technical University of Ukraine "I. Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
37, Beresteyskyi Ave., Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: omelchuk_anatoli@ukr.net.

In the post-war restoration of Ukraine's energy sector, the role of remote protection (RP) and emergency automation (EA) is being transformed from supporting current performance to creating the foundation for a high-tech, decentralized and sustainable system "Grids of the Future". A promising role in the post-war restoration will belong to the integration of DGS with energy storage and the implementation of adaptive protection systems to increase the economic efficiency of automation of both local and central electrical system modes by reducing the duration of outages and, accordingly, reducing losses to consumers and the energy supply company. The widespread introduction of distributed generation sources (DGS) in electrical networks in the form of solar, wind, and in recent periods, cogeneration plants, turns them into decentralized electric power systems (EPS with DGS), which in turn requires the improvement of their relay protection systems and automatic control systems for their operating modes. The dispersion of such sources and the uncertainty and instability of their generation schedules create additional requirements for the operation of emergency automation in these distribution networks. The article presents the results of a study of the parameters of remote protection with a time delay dependent on the short-circuit resistance for branched distribution lines with redundancy and distributed generation sources under probable two-phase short circuits, taking into account the parameters and operating modes of these lines. The characteristics of the remote protection devices of these lines are obtained, recommended for their adjustment. The conditions under which it is advisable to use remote protection schemes with control of line voltages and phase current differences are determined, but to protect such lines from double ground faults, separate protection should be used, and in its absence, the connection of the main protection for line voltages and phase currents. The efficiency of the full-impedance remote protection operation should be assessed by the maximum length of the electric arc, which is determined by the voltage drop at the point of installation of the protection at the corresponding protection sensitivity coefficient. The method of studying the parameters and operating modes of remote protection of networks with an isolated neutral is used, and the results obtained are recommended for use in the formation of decentralized electric power systems with DGS in the post-war period of development, taking into account today's challenges and the long-term plan. References 20, Figures 3, Table 1.

Keywords: distributed generation sources, redundant power transmission lines, remote relay protection, electric arc, sensitivity.

1. Baziuk T.M., Blinov I.V., Butkevych O.F., Goncharenko I.S., Denysiuk S.P., Zhuikov V.Ya., Kyrylenko O.V., Liukianenko L.M., Mykolaets D.A., Osypenko K.S., Pavlovskiy V.V., Pybina O.B., Steliuk A.O., Tankevych S.Ye., Trach I.V. Intelligent electrical networks: elements and modes: K.: Institut Elektrodynamiky NAN Ukrainy, 2015. 399 p. (Ukr)
2. Unihovsky L. Distributed generation, energy management and the city of Dolyna: as it is and as it should be. *Energy Business*. 2024. No 16 (1329). URL: <https://e-b.com.ua/rozpodilena-generaciya-energeticii-menedzment-i-m-dolina-yak-je-i-yak-maje-buti-6312> (accessed at 20.02.2026) (Ukr)
3. Kyrylenko O.V. Measures and means of transforming the energy sector of Ukraine into an intelligent environmentally safe system. *Visnyk Natsionalnoi akademii nauk Ukrainy*. 2022. No 3. Pp. 18–23. (Ukr)
4. Rubanenko O.E., Rubanenko O.O., Gunko I.O. Relay protection and automation of power plants: an electronic textbook. Vinnytsia: VNTU, 2023. 125 p. (Ukr)
5. Litvinov V.V. Research into the impact of failures of emergency automation on the risk of an accident in the power system. *Skhidno-Evropeiskiy zhurnal peredovyl tekhnologii*. 2014. No 74. P. 47–56. (Ukr)
6. Stogniy B.S., Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Sopel M.F., Stelyuk A.O., Lukianenko L.M. Development of an emergency automation system for a power system with a significant share of renewable generation. *Nauka ta inovatsii*. 2016. No 4. P. 24–28. (Ukr)
7. Matviychuk V.A., Rubanenko O.E., Rubanenko O.O., Gunko I.O. Intellectualization of electric power systems. Vinnytsia: Vydavnychiy tsentr VNAU, 2019. 109 p. (Ukr)
8. Denisyuk S.P., Makhlin P.V., Shram O.A., Slynko V.M. Peculiarities of analysis of power system operation modes in areas with alternative sources of electricity (wind power plants). *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 1. Pp. 41–49. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.01.041>. (Ukr)
9. Mohsenian-Rad H., Kezunovic M., Rahmatian F. Synchro-Waveforms in Wide-Area Monitoring, Control, and Protection: Real-World Examples and Future Opportunities. *IEEE Power and Energy Magazine*. 2025. Vol. 23. No 1. Pp. 69–80. DOI: <https://doi.org/10.1109/MPE.2024.3403800>
10. Empowering Ukraine through Decentralized Energy System. Roadmap for Increasing the Use of Distributed Energy Resources in Ukraine by 2030. URL: https://iea.blob.core.windows.net/assets/4701a071-bbec-48ee-a396-35cd96bc1eec/EmpoweringUkrainethroughaDecentralizedElectricitySystem_Ukrainian.pdf (accessed at 03.02.2026) (Ukr)
11. Distributed generation is an important component of Ukraine's energy security in wartime and peacetime. Energy Club. URL: <https://divi.iclub.energy/blog/rozpodilena-heneratsiia-ie-vazhlyvoiu-skladovoiu-enerhetychnoi-bezpeky-ukrainy-u-voiennoy-i-v-myrnyy-chas/> (accessed at 15.12.2025) (Ukr)
12. Grebchenko M.V. Power supply systems with local energy sources and their control. Kyiv: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, 2023. 98 p. URL: <https://ela.kpi.ua/server/api/core/bitstreams/41e81896-4f4e-4106-96d7-711fa381e244/content> (accessed at 15.12.2025) (Ukr)
13. Denisyuk S.P. Analysis and optimization of energy processes in distributed electric power systems. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 62–64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.062> (Ukr)
14. Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Lukianenko L.M. Technical aspects of implementing distributed generation sources in electrical networks. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2011. No 1. Pp. 46–53. (Ukr)
15. Yandulsky O.S., Khlystov Y.V. The influence of distributed generation on the functioning of linear current protection. *Energetyka: ekonomika, tekhnologoo, ekologiia*. 2025. No 3. Pp. 53–57. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.3.2025.339754> (Ukr)
16. Dobrovolska L.N., Volynets V.I., Sobchuk D.S., Cherkashyna V.V. Electrical networks with renewable energy sources: a textbook. Lutsk: RVV Lutsk NTU, 2016. 352 p. (Ukr)
17. Komar V. O., Teptya V. V., Sikorska O. V., Boldyrev A. A. The impact of renewable energy sources on the energy efficiency of distribution electrical networks. *Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu*. 2023. No 1. Pp. 41–48. DOI: <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2023-166-1-41-48> (Ukr)
18. Denisyuk S.P., Omelchuk A.O., Derevyanko D.G. Protection of power transmission lines with distributed generation sources. *Enerhozberezhennia. Energetyka. Energoaudit*. 2023. No 1–2 (179–180). Pp. 15–27. DOI: <https://doi.org/10.20998/2313-8890.2023.01.02> (Ukr)
19. Omelchuk A., Makarevych S., Petrenko A., Yarosh Y. Modeling criteria for selection of remote protection settings with remote starting and dependent timer delay on lines with distributed generation sources. *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPI Week 2021)*, Kharkiv, Ukraine, 13–17 September 2021. Pp. 49–53. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570005>.
20. Voloshyn S., Omelchuk A., Tarasiuk O., Titova L., Gumenyuk Y. Simulation of criteria for selection of remote protection settings with remote starting in lines with distributed sources. *Publication: IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2021. Vol. 1030. Issue 1. Article no: 012179. URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1757-899X/1030/1/012179>.

Надійшла 27.02.2026

Прийнята 06.05.2026

МЕТОД ПРЯМОГО КЕРУВАННЯ STATCOM ЗАДЛЯ ЗМЕНШЕННЯ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ У ВУЗЛІ НАВАНТАЖЕННЯ РОЗПОДІЛЬНОЇ МЕРЕЖІ

М.Й. Бурбело*, докт. техн. наук, О.В. Бабенко**, канд. техн. наук

Вінницький національний технічний університет,
вул. Хмельницьке шосе, 95, Вінниця, 21021, Україна.

E-mail: burbelom@ukr.net; oleksij_babenko@ukr.net.

Запропоновано метод прямого керування статичним синхронним компенсатором (STATCOM) задля зменшення коливань напруги внаслідок нестабільності навантаження та напруги живлення в розподільних електричних мережах. Проаналізовано роботу STATCOM, який працює в режимі стабілізації напруги вузла розподільної електричної мережі 10 кВ. Отримано значення ЕРС компенсатора, яка забезпечує стабільне значення напруги вузла навантаження за зміни провідності навантаження споживача. Вказана ЕРС визначається за значеннями приростів активної та реактивної складових струму навантаження, напругою вузла приєднання компенсатора за нульового значення реактивного струму STATCOM та параметрів електричної мережі. Проаналізовано процес стабілізації напруги в вузлі приєднання навантаження за умови змін напруги джерела живлення та відповідний закон керування компенсатором, що передбачає використання таких інформативних параметрів як поточне та базове значення напруги джерела живлення, параметри мережі, а також напруга вузла приєднання STATCOM. Отримано вирази задля визначення ЕРС STATCOM, яка забезпечує стабільну напругу вузла приєднання компенсатора і навантаження, а також нульове значення активної потужності в колі компенсатора за нестабільного навантаження, а також змін напруги джерела живлення. Показано, що задля ефективної роботи компенсатора необхідно здійснювати вимірювання струмів навантаження та напруги вузла навантаження. Виконано моделювання роботи STATCOM за умови зміни активного та реактивного навантаження споживача у діапазоні $\pm 25\%$ і коливання напруги джерела живлення в межах 2%, що найбільш часто спостерігається в електричних мережах. Показано, що за середньої потужності навантаження 4+j2 МВА і стабілізованої напруги 10,25 кВ потужність компенсатора знаходиться в межах від -0,57 МВАр до 2,4 МВАр. За необхідності підвищення рівня стабілізації напруги до 10,3 кВ потужність компенсатора зростає до 2,8 МВАр. Бібл. 16, рис. 7, табл. 1.

Ключові слова: статичний синхронний компенсатор (STATCOM), пряме керування, реактивна потужність, стабілізація напруги.

Вступ. Якість напруги в електричній мережі впливає на надійність та економічність роботи споживачів електроенергії, серед яких є електропривод, освітлення, засоби електроніки, технологічні установки та інші. Наявні в електричних мережах різко змінні навантаження викликають коливання напруги, що призводить до нестабільності в роботі, зниження ефективності та продуктивності технологічного обладнання [1]. Тому актуальним є розробка заходів, які дають можливість підвищити якість напруги в електричних мережах споживачів і, відповідно, економічну ефективність підприємств.

Задля стабілізації напруги в вузлах розподільних електричних мереж, забезпечення балансу реактивної потужності застосовуються численні засоби, серед яких значного поширення набули розподільні статичні синхронні компенсатори STATCOM [2–3]. Основною перевагою STATCOM є швидка компенсація реактивної потужності, що дає змогу зменшувати коливання напруги. Задля ефективної роботи STATCOM необхідно забезпечити достатню їхню потужність, а також відповідний для конкретних умов алгоритм керування.

Задля стабілізації напруги за допомогою STATCOM можливі дві стратегії: 1) вимірювання напруги і за її відхиленням від заданого значення збільшення генерування реактивної потужності; 2) вимірювання навантаження і напруги та за їхніми відхиленнями від заданих значень збільшення реактивної потужності. Описані стратегії в теорії автоматичного керування класифікуються як керування за відхиленням та комбіноване керування, яке включає керування за відхиленням (напруга) та керування за збуренням (навантаження).

© Бурбело М.Й., Бабенко О.В., 2026

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-4510-2911>; ** <https://orcid.org/0000-0003-2773-6571>

© 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>

Задля стабілізації напруги переважно використовують керування за відхиленням, для якого розроблено досконалі алгоритми, наприклад, [4–9]. Серед цих алгоритмів можна виділити керування з лінеаризацією за виходом [4], адаптивні алгоритми керування [5], робастні алгоритми керування [6–7], ковзні алгоритми керування [8–9] та інші. В [10–15] використано комбіноване керування STATCOM, яке передбачає вимірювання напруги у вузлі встановлення STATCOM та струму навантаження. Водночас, в цих роботах увагу зосереджено на розробці різних видів регуляторів в каналі зворотного зв'язку і недостатньо обґрунтовано алгоритм прямого керування STATCOM за збуренням.

Комбіноване керування дає змогу реалізувати більш інтелектуальні, «м'які» алгоритми керування. Наприклад, може бути прийняте рішення не намагатися відновити напругу до 100% (що може бути не можливо), а перейти в режим підтримки, видаючи меншу реактивну потужність [16]. Однак при цьому виникає задача високої швидкодії формування керувальних дій. Це можливо здійснити за використання прямого регулювання STATCOM.

Метою роботи є розробка методу та математичних моделей прямого регулювання STATCOM задля стабілізації напруги за умов зміни потужності навантаження та напруги джерела живлення, що призводять до коливань напруги.

1. Аналіз роботи STATCOM в режимі стабілізації напруги. Проаналізуємо роботу STATCOM в режимі стабілізації напруги вузла електричної мережі, схему заміщення якого наведено на рис. 1.

Комплексні провідності віток схеми заміщення

$$\underline{Y}_0 = \frac{1}{R_0 + jX_0}; \quad \underline{Y}_1 = \frac{1}{R_1 + jX_1}; \quad \underline{Y}_2 = \frac{1}{R_2 + jX_2}. \quad (1)$$

Одним із найбільш важливих питань стабілізації напруги у вузлі електричної мережі є вибір значення напруги за нульового значення реактивного струму STATCOM. В [16] запропоновано вибирати ЕРС STATCOM з умови

$$\dot{E}_1^{(0)} = \dot{U}_1^{(0)} = \frac{\dot{E}_0^{(0)} \cdot \underline{Y}_0}{\underline{Y}_0 + \underline{Y}_2^{(0)}}, \quad (2)$$

де $\dot{E}_0^{(0)}$ – базове значення ЕРС джерела живлення, наприклад, 10,5 кВ; $\underline{Y}_2^{(0)}$ – базове значення комплексної провідності навантаження, наприклад, середнє значення.

Задача стабілізації напруги у вузлі електричної мережі за допомогою STATCOM зводиться до виконання двох умов

$$|\dot{U}_1^{(1)}| = |\dot{U}_1^{(0)}| \quad \text{або} \quad \left| \frac{\dot{E}_0^{(1)} \cdot \underline{Y}_0 + \dot{E}_1 \cdot \underline{Y}_1}{\underline{Y}_0 + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2^{(1)}} \right| = \left| \frac{\dot{E}_0^{(0)} \cdot \underline{Y}_0}{\underline{Y}_0 + \underline{Y}_2^{(0)}} \right|; \quad (3)$$

$$P_1 = 0 \quad \text{або} \quad \operatorname{Re} \left[\left(\frac{\dot{E}_0^{(1)} \cdot \underline{Y}_0 + \dot{E}_1 \cdot \underline{Y}_1}{\underline{Y}_0 + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2^{(1)}} \right) \cdot \left(\left(\dot{E}_1 - \frac{\dot{E}_0^{(1)} \cdot \underline{Y}_0 + \dot{E}_1 \cdot \underline{Y}_1}{\underline{Y}_0 + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2^{(1)}} \right) \cdot \underline{Y}_1 \right)^* \right] = 0. \quad (4)$$

Причиною виникнення нестабільності напруги є зміна провідності навантаження або напруги джерела живлення. Розв'язавши систему рівнянь (3), (4), можна знайти значення ЕРС STATCOM, яке забезпечує сталі значення напруги у вузлі електричної мережі за конкретних значень $\dot{E}_0^{(1)}$, $\underline{Y}_2^{(1)}$.

Однак нас цікавить побудова системи керування STATCOM максимальної швидкодії, вставки регулювання якої корегуються за мінімально можливий час і які залишаються сталими в певному діапазоні змін напруги живлення й навантаження.

2. Визначення ЕРС STATCOM задля стабілізації напруги за умов змін напруги джерела живлення і змінного навантаження споживача. Розглянемо спочатку можливість швидкого налаштування STATCOM для компенсації змін навантаження.

Прирости активної та реактивної складових спаду напруги на лінії електропередачі за нестабільності навантаження з урахуванням наявності STATCOM будуть [10]

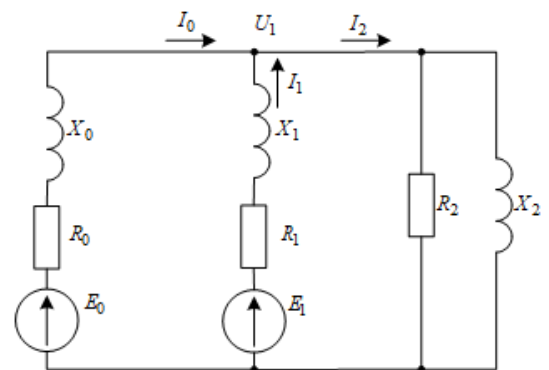


Рис. 1. Схема заміщення вузла навантаження електричної мережі із STATCOM

$$\Delta U_{0a} + j\Delta U_{0p} = (R_0\Delta I_{2a} - X_0\Delta I_{2p} + R_0\Delta I_{1a} - X_0\Delta I_{1p}) + j(X_0\Delta I_{2a} + R_0\Delta I_{2p} + X_0\Delta I_{1a} + R_0\Delta I_{1p}), \quad (5)$$

де $\Delta I_{2a}, \Delta I_{2p}$ – прирости активної та реактивної складових струму навантаження; $\Delta I_{1a}, \Delta I_{1p}$ – прирости активної та реактивної складових струму STATCOM.

Поздовжня складова спаду напруги на лінії електропередачі визначає нестабільність діючого значення напруги у вузлі мережі

$$|\Delta U_0| \approx \Delta U_{0a} = R_0\Delta I_{2a} - X_0\Delta I_{2p} + R_0\Delta I_{1a} - X_0\Delta I_{1p}. \quad (6)$$

STATCOM повинен генерувати струм, який забезпечить компенсацію нестабільності струму навантаження, і, водночас, активна потужність STATCOM повинна бути рівною нулю.

З рівності $|\Delta U_0| \approx \Delta U_{0a} = 0$ випливає, що для стабілізації напруги у вузлі мережі необхідним є виконання такої умови

$$\Delta I_{1p} = \frac{R_0}{X_0}(\Delta I_{1a} + \Delta I_{2a}) - \Delta I_{2p}. \quad (7)$$

Урахувавши, що $\Delta I_{1a} = \frac{R_1}{X_1} \Delta I_{1p}$, і ввівши $k = 1 - \frac{R_1}{X_1} \frac{R_0}{X_0}$, отримуємо

$$\Delta I_{1p} = \frac{1}{k} \left(\frac{R_0}{X_0} \Delta I_{2a} - \Delta I_{2p} \right). \quad (8)$$

Підставивши цей вираз у вираз для поперечної складової спаду напруги на лінії електропередачі, отримуємо

$$\Delta U_{0p} = \left[X_0 + \frac{R_0}{k} \left(\frac{R_1}{X_1} + \frac{R_0}{X_0} \right) \right] \Delta I_{2a} + \left[R_0 + \frac{X_0}{k} \left(\frac{R_1}{X_1} + \frac{R_0}{X_0} \right) \right] \Delta I_{2p}. \quad (9)$$

Комплексне значення струму STATCOM

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{E}_1 - \dot{U}_1}{R_1 + jX_1}. \quad (10)$$

Звідси випливає вираз для ЕРС STATCOM за приростів напруги у вузлі мережі та струму STATCOM

$$\dot{E}_1 = \dot{U}_1^{(0)} + \Delta \dot{U}_1 + (R_1 + jX_1) \dot{I}_1, \quad (11)$$

де $\Delta \dot{U}_1$ – комплексне значення приросту напруги у вузлі мережі, який визначається приростом спаду напруги $\Delta \dot{U}_0$.

Отже, задля стабілізації напруги у вузлі мережі ($\Delta U_{1a} = \Delta U_{0a} = 0$) значення активної складової ЕРС STATCOM необхідно сформулювати таким чином

$$E_{1a} = U_{1a}^{(0)} - \frac{X_1}{k} \left(1 - \left(\frac{R_1}{X_1} \right)^2 \right) \cdot \left(\frac{R_0}{X_0} \Delta I_{2a} - \Delta I_{2p} \right), \quad (12)$$

а задля забезпечення нульового значення активної потужності STATCOM, умовою якого є рівність $\Delta U_{1p} = \Delta U_{0p}$, значення реактивної складової ЕРС STATCOM необхідно сформулювати у такому вигляді

$$E_{1p} \approx U_{1p}^{(0)} + \Delta U_{0p} + \frac{2R_1}{k} \cdot \left(\frac{R_0}{X_0} \Delta I_{2a} - \Delta I_{2p} \right). \quad (13)$$

Розглянемо можливість компенсації змін напруги джерела живлення.

В [16] запропоновано регулювання STATCOM для компенсації змін напруги джерела живлення здійснювати за формулою

$$\dot{E}_1 \approx \dot{U}_1^{(0)} + (\dot{E}_0^{(0)} - \dot{E}_0) \cdot \left[\frac{X_1}{X_0} + jq \right], \quad (14)$$

де інформативними параметрами є поточне значення напруги джерела живлення $\dot{E}_0$. Для її визначення можна використати вираз $\dot{E}_0 = \dot{U}_1 + (R_0 + jX_0) \dot{I}_0$.

Значення q можна знайти розв'язавши систему рівнянь (3), (4) для двох значень $\dot{E}_0^{(0)}$ та $\dot{E}_0^{(1)}$ відносно $\dot{E}_1^{(1)}$ та використавши вираз

$$q = \frac{\text{Im}(\dot{E}_1^{(0)}) - \text{Im}(\dot{E}_1^{(1)})}{\dot{E}_0^{(0)} - \dot{E}_0^{(1)}}. \quad (15)$$

З рівняння (3) випливає

$$\dot{E}_1 = \dot{U}_1^{(0)} e^{j\Delta\psi_1} + \dot{E}_0^{(0)} \frac{Y_0}{Y_1} e^{j\Delta\psi_1} - \dot{E}_0 \frac{Y_0}{Y_1}, \quad (16)$$

де $\Delta\psi_1$ – приріст початкової фази напруги $\dot{U}_1$ відносно $\dot{U}_1^{(0)}$, що зумовлений збільшенням струму компенсатора.

Використавши формулу Ейлера і врахувавши, що $\cos\Delta\psi_1 \approx 1$, отримуємо

$$\dot{E}_1 = \dot{U}_1^{(0)} + (\dot{E}_0^{(0)} - \dot{E}_0) \frac{Y_0}{Y_1} + j \left(\dot{U}_1^{(0)} + \dot{E}_0^{(0)} \frac{Y_0}{Y_1} \right) \sin \Delta\psi_1. \quad (17)$$

Задля визначення $\sin\Delta\psi_1$ можна використати наближений вираз $\sin \Delta\psi_1 \approx (X_0 \cdot \text{Re}(\dot{I}_1) + R_0 \cdot \text{Im}(\dot{I}_1)) / |\dot{U}_1^{(0)}|$, однак застосування цього виразу або виразу $\sin \Delta\psi_1 \approx (X_0 \cdot R_1 / X_1 + R_0) \cdot |\dot{I}_1| / |\dot{U}_1^{(0)}|$ є проблематичним внаслідок відсутності апіорної інформації про струм STATCOM, а також внаслідок істотного впливу $\sin\Delta\psi_1$ на значення уявної складової. Водночас відмінність значень дійсних складових, розрахованих за формулами (14) і (17), є несуттєвими.

Таким чином, рівняння (12) – (14) описують запропонований метод зниження коливань напруги вузла приєднання STATCOM за умови нестабільності навантаження та напруги живлення в розподільних електричних мережах.

Вирази (12), (13) можна дещо спростити без суттєвої втрати точності, знехтувавши у виразі (5) складовою ΔI_{2a} , припустивши, що струм STATCOM випереджає напругу $\dot{U}_1$ на кут $\varphi = \pi/2$

$$\begin{aligned} \Delta U_{0a} + j\Delta U_{0p} &\approx (R_0 \Delta I_{2a} - X_0 \Delta I_{2p} - X_0 \Delta I_{1p}) + \\ &+ j(R_0 \Delta I_{2p} + X_0 \Delta I_{2a} + R_0 \Delta I_{1p}). \end{aligned} \quad (18)$$

Тоді вираз (9) для поперечної складової спаду напруги на лінії електропередачі набуде вигляду

$$\Delta U_{0p} \approx X_0 \left(1 + \left(\frac{R_0}{X_0} \right)^2 \right) \cdot \Delta I_{2a}. \quad (19)$$

Для стабілізації напруги у вузлі мережі у випадку нестабільності навантаження вираз для дійсної складової ЕРС STATCOM можна сформулювати таким чином

$$E_{1a} \approx U_{1a}^{(0)} - X_1 \cdot \left(\frac{R_0}{X_0} \Delta I_{2a} - \Delta I_{2p} \right), \quad (20)$$

а для забезпечення нульового значення активної потужності STATCOM значення уявної складової ЕРС STATCOM у такому вигляді

$$\begin{aligned} E_{1p} &\approx U_{1p} + X_0 \left(1 + \left(\frac{R_0}{X_0} \right)^2 \right) \cdot \Delta I_{2a} + R_1 \left(\frac{R_0}{X_0} \Delta I_{2a} - \Delta I_{2p} \right) = \\ &= U_{1p} + \left(X_0 + \frac{R_0}{X_0} (R_0 + R_1) \right) \cdot \Delta I_{2a} - R_1 \Delta I_{2p}. \end{aligned} \quad (21)$$

3. Моделювання роботи STATCOM за умов змінного навантаження та нестабільності напруги джерела живлення. Проведено моделювання роботи STATCOM за таких умов: навантаження з середньою потужністю $P_2=4$ МВт, $Q_2=2$ МВАр змінюються в діапазоні, відповідно, $(0,75 \div 1,25)P_2$ та $(0,75 \div 1,25)Q_2$. Навантаження живиться від силового трансформатора напругою 110/10 кВ, потужністю 10 МВ·А, $u_k=10,5\%$. Потужність трансформатора STATCOM 2,5 МВ·А, $u_k=5,5\%$.

На рис. 2 наведено залежності напруги у вузлі навантаження і ЕРС STATCOM за напруги джерела живлення 10,5 кВ за зміни навантаження в двох режимах роботи електричної мережі: перший – коли активне навантаження змінюється в діапазоні від $(0,75 \div 1,25)P_2$, а реактивне є сталим; другий – коли активне і реактивне навантаження змінюються в діапазоні від $(0,75 \div 1,25)P_2$ та $(0,75 \div 1,25)Q_2$.

Діапазон зміни напруги в обох режимах $U_1(P)$ і $U_1(P, Q)$ однаковий $10,25 \div 10,253$ кВ, що відповідає коефіцієнту нестабільності $k_{\text{нест}} = (\Delta U / U_N) \cdot 100\% = 0,03\%$. ЕРС STATCOM за зміни лише активного навантаження змінюється в межах 52 В, а за зміни активного і реактивного навантаження – в межах 273 В. Характер зміни – лінійний.

Процес генерування/споживання реактивної потужності STATCOM зображено на рис. 3. За умови зміни активного навантаження споживача діапазон зміни реактивної потужності знаходиться в межах $-103 \div 110$ кВАр. За умови зміни активного та реактивного навантаження діапазон зміни реактивної потужності: $-573 \div 580$ кВАр. Діапазон зміни активної потужності, яка генерується/споживається STATCOM, за умови зміни активного навантаження споживача знаходиться в межах від 13 кВт (генерація) до 12 кВт (споживання), а за змінних активної та реактивної потужності споживача – від 13 кВт (генерація) до 4,8 кВт (споживання).

Здійснено дослідження впливу нестабільності напруги джерела живлення на процес стабілізації напруги у вузлі приєднання навантаження. Для порівняння моделювання виконано за напруги джерела живлення 10,3 кВ, як і раніше, в двох режимах: за змінного активного навантаження вузла, а також за змінних активного та реактивного навантаження споживача.

Діапазон зміни напруги в обох режимах $U_1(P)$ і $U_1(P, Q)$ близький до попереднього випадку: $10,249 \div 10,256$ кВ (рис. 4). При цьому ЕРС STATCOM, як і раніше, змінюється приблизно в тому самому діапазоні: за зміни активного навантаження споживача в межах 60 В, а за зміни активного і реактивного навантаження – в межах 291 В.

За зміни активного навантаження і активного та реактивного навантаження споживача діапазон зміни реактивної потужності компенсатора змістився відповідно: $1671 \div 1908$ кВАр і $1188 \div 2391$ кВАр (рис. 5). Результати моделювання показали, що діапазон зміни активної потужності, яка генерується/споживається STATCOM за умови зміни активного навантаження споживача знаходиться в межах від 8 кВт

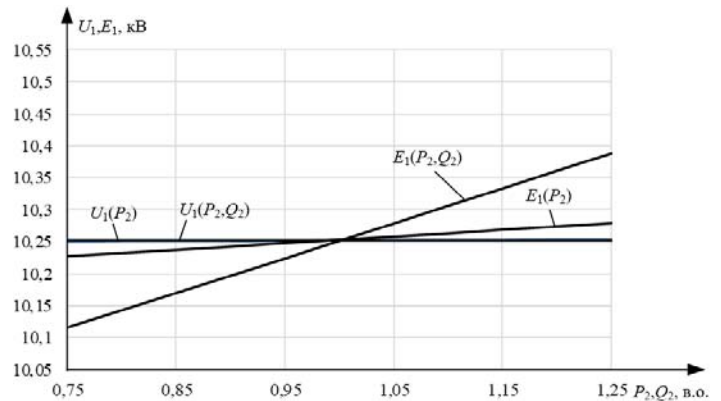


Рис. 2. Графіки напруги вузла навантаження і ЕРС STATCOM за напруги джерела живлення 10,5 кВ

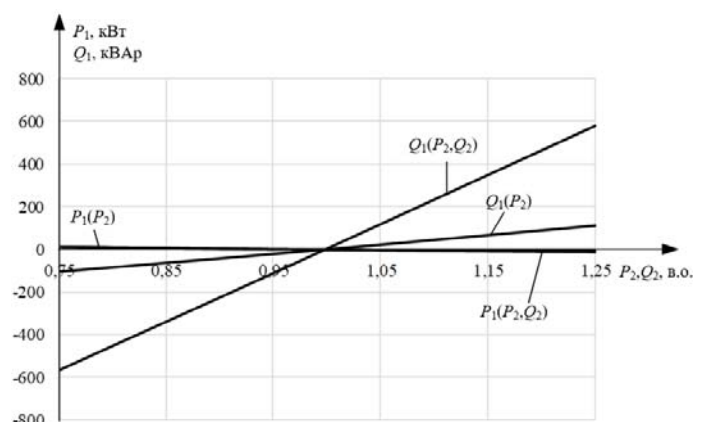


Рис. 3. Графіки генерування/споживання активної та реактивної потужності STATCOM за напруги джерела живлення 10,5 кВ

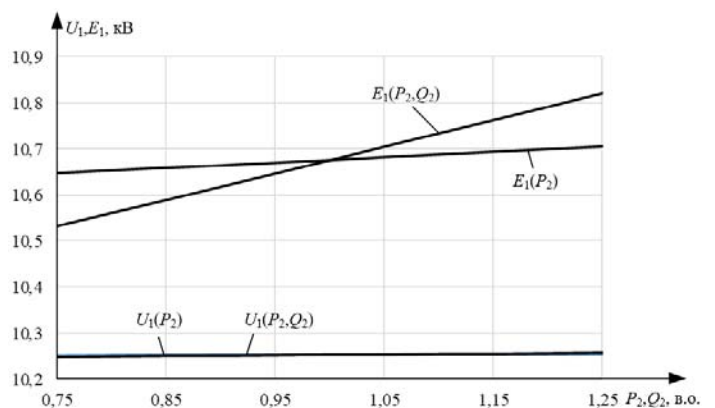


Рис. 4. Графіки напруги вузла навантаження і ЕРС STATCOM за напруги джерела живлення 10,3 кВ

(генерація) до 5 кВт (споживання), а за змінних активної та реактивної потужності споживача – від 5,6 кВт (генерація) до 4,3 кВт (споживання).

Таким чином, за використання умов керування STATCOM (10)–(14) можна досягти стабілізації напруги в розглянутому вузлі електричної мережі за таких змін потужності компенсатора: 200 кВАр на $\pm 25\%$ зміни активного навантаження та 1200 кВАр на 2% зміни напруги джерела живлення.

Значення ЕРС STATCOM можна пропорційно збільшувати. При цьому значення q залишається таким самим, як і в попередньому випадку. Наприклад, у разі збільшення генерування реактивної потужності на 450 кВАр діапазон зміни напруги в обох режимах навантаження $U_1(P)$ і $U_1(P, Q)$ буде однаковим $10,3 \div 10,303$ кВ і дещо вищим від попереднього випадку.

Діапазон зміни реактивної потужності компенсатора в обох режимах $U_1(P)$ і $U_1(P, Q)$ знаходиться в межах, відповідно: $350 \div 571$ та $-128 \div 1049$ кВАр (рис. 6).

Діапазон зміни активної потужності, яка генерується/споживається STATCOM, за умови зміни активного навантаження споживача знаходиться в межах від 12 кВт (генерація) до 10 кВт (споживання), а за змінних активної та реактивної потужності споживача – від 11 кВт (генерація) до 2,7 кВт (споживання).

Проведено також моделювання за напруги джерела живлення 10,3 кВ в двох режимах: за змінного активного навантаження вузла, а також за змінних активного та реактивного навантаження споживача. Діапазон зміни напруги в обох режимах $U_1(P)$ і $U_1(P, Q)$ близькі до попереднього випадку: $10,299 \div 10,306$ кВ.

Діапазон зміни реактивної потужності компенсатора $U_1(P)$ і $U_1(P, Q)$ знаходиться в межах, відповідно $2132 \div 2378$ кВАр і $1641 \div 2869$ кВАр (рис. 7).

Результати моделювання показали, що діапазон зміни активної потужності, яка проходить через STATCOM, за умови зміни активного навантаження споживача є в межах від 8,5 кВт (генерація) до 1,3 кВт (споживання), а за змінних активної та реактивної потужності споживача – $1,9 \div 8,5$ кВт (генерація).

В таблиці для порівняння наведено отримані результати, з яких випливає, що в розглянутому вузлі електричної мережі збільшення реактивної потужності Q_1 приблизно на 450 кВАр приводить до збільшення напруги U_1 на 0,05 кВ.

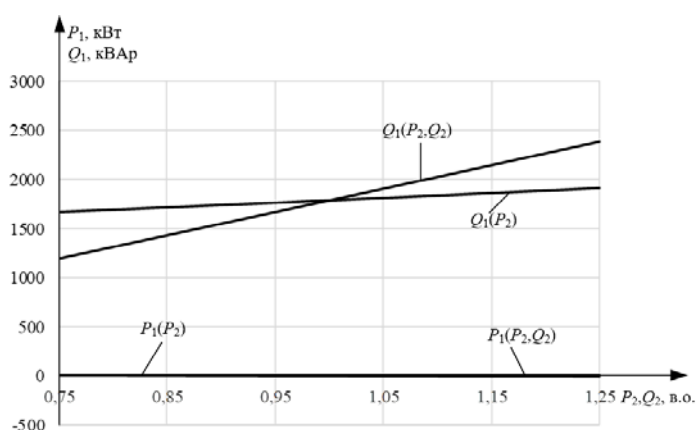


Рис. 5. Графіки генерування/споживання активної та реактивної потужності STATCOM за напруги джерела живлення 10,3 кВ

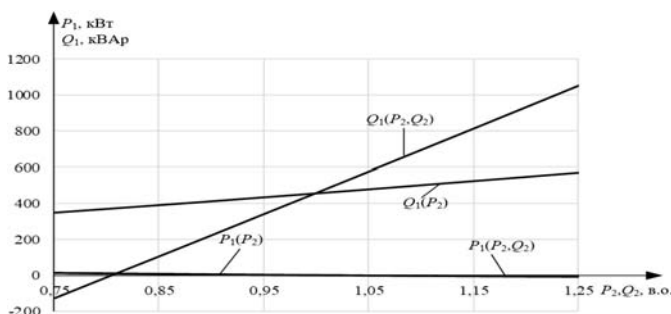


Рис. 6. Графіки генерування/споживання реактивної та активної потужності STATCOM у випадку збільшення ЕРС за напруги джерела живлення 10,5 кВ

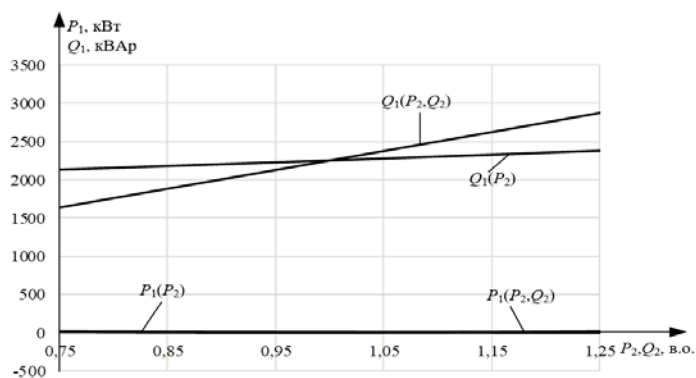


Рис. 7. Графіки генерування/споживання реактивної та активної потужності STATCOM у випадку збільшення ЕРС за напруги джерела живлення 10,3 кВ

$\dot{E}_0$, кВ	$Q_1(P)$, кВАр	$Q_1(P, Q)$, кВАр	U_1 , кВ
10,5	-103÷110	-573÷580	10,250÷10,253
10,3	1671÷1908	1188÷2391	10,249÷10,256
10,5	350÷571	-128÷1049	10,300÷10,303
10,3	2132÷2378	1641÷2869	10,299÷10,306

Висновки. Проаналізовано роботу STATCOM в режимі стабілізації напруги вузла електричної мережі. Запропоновано метод керування, який передбачає визначення ЕРС компенсатора на основі інформації про прирости активної та реактивної складових струму навантаження, а також базової напруги в вузлі навантаження, що визначається на основі інформації про базове значення напруги джерела живлення. Проведено моделювання роботи синхронного компенсатора з використанням запропонованих математичних моделей за умови змінних активної потужності навантаження $4 \text{ МВт} \pm 25\%$, реактивної потужності навантаження $2 \text{ МВАр} \pm 25\%$, потужності трансформатора STATCOM $2,5 \text{ МВ} \cdot \text{А}$ та змін напруги джерела живлення від $10,5 \text{ кВ}$ до $10,3 \text{ кВ}$. Задля забезпечення стабілізації напруги на рівні $10,25 \text{ кВ}$ реактивна потужність компенсатора коливається в межах $-0,57 \div 2,4 \text{ МВАр}$. Задля збільшення рівня стабілізованої напруги вузла навантаження збільшено значення базової напруги вузла приєднання STATCOM, яка розрахована з використанням параметру q , який в свою чергу визначається за значеннями ЕРС компенсатора і джерела живлення. В такому випадку задля забезпечення стабільної напруги навантаження на рівні $10,3 \text{ кВ}$ потужність STATCOM збільшилася на 450 кВАр і лежить в межах $-0,13 \div 2,87 \text{ МВАр}$.

DIRECT STATCOM CONTROL METHOD FOR REDUCING VOLTAGE FLUCTUATIONS AT A DISTRIBUTION NETWORK LOAD BUS

M.Y. Burbelo, O.V. Babenko
Vinnitsia National Technical University,
Khmelnyskyi Highway, 95, Vinnitsia, 21021, Ukraine.
E-mail: oleksij_babenko@ukr.net; burbelom@ukr.net.

The article proposes a method of direct control of the static synchronous compensator (STATCOM) to reduce voltage fluctuations due to load and supply voltage instability in distribution electric networks. The operation of the STATCOM operating in the voltage stabilization mode of the 10 kV distribution electric network node is analyzed. The value of the compensator EMF is obtained, which provides a stable value of the load node voltage when the consumer load conductivity changes. The specified EMF is determined by the values of the increments of the active and reactive components of the load current, the voltage of the compensator connection node at a zero value of the STATCOM reactive current and the parameters of the electric network. The process of voltage stabilization in the load connection node under the condition of changes in the power source voltage and the corresponding compensator control law are analyzed, which involves the use of such informative parameters as the current and base values of the power source voltage, network parameters, and the voltage of the STATCOM connection node. Expressions for determining the EMF of the STATCOM, which provides a stable voltage at the compensator connection point and the load, as well as a zero value of the active power in the compensator circuit under unstable load conditions, as well as changes in the power supply voltage, are obtained. It is shown that for the effective operation of the compensator, it is necessary to measure the load currents and the voltage of the load node. The STATCOM operation is simulated under the condition of changing the active and reactive load of the consumer in the range of $\pm 25\%$ and fluctuations in the power supply voltage within 2%, which is most often observed in electrical networks. It is shown that with an average load power of 2 MVar and a stabilized voltage of 10.25 kV, the compensator power is in the range from -0.57 MVar to 2.4 MVar. If it is necessary to increase the voltage stabilization level to 10.3 kV, the compensator power increases to 2.8 MVar. References 16, Figures 7, Table 1.

Keywords: static synchronous compensator (STATCOM), direct control, reactive power, voltage stabilization.

1. Pivniak H.H., Zhezhelenko I.V., Papaika Yu.A. Energy efficiency of the electricity supply system. Dnipro: Natsionalnyi tekhnichnyi univesytet Dniprovskia politekhnika, 2018. 148 p. (Ukr)
2. Ghosh A., Ledwich G. Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2002. 460 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-1-4615-1153-3>.
3. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality: Problems and Mitigation Techniques. Chichester: John Wiley & Sons, 2015. 600 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118922064>.
4. Wang K., Crow M.L. Power System Voltage Regulation via STATCOM Internal Nonlinear Control. *IEEE Transactions on Power Systems*. August 2011. Vol. 26. No 3. Pp. 1252–1262. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2010.2072937>.
5. Xu Y., Li F. Adaptive PI Control of STATCOM for Voltage Regulation. *IEEE Transactions On Power Delivery*. June 2014. Vol. 29. No 3. Pp. 1002–1011. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2013.2291576>.

6. Gui Y., Kim C., Han Y., Chung C.C. Robust Nonlinear Control of STATCOMs. In book: Static Compensators (STATCOMs) in Power Systems. Springer, 2015. Pp. 187–224. DOI: https://doi.org/10.1007/978-981-287-281-4_6.
7. Guo A., Tian Y., Zhao H. Highly Robust Active Damping Approach for Grid-Connected Current Feedback Using Phase-Lead Compensation. *Electronics*. 2025. Vol. 14. Issue 2. Article no: 309. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics14020309>.
8. Yazdani A. Energy and voltage management methods for multilevel converters for bulk power system power quality improvement: PhD dissertation. Rolla: Missouri University of Science and Technology, 2009. 90 p.
9. Kerrouche K. D. E., Lodhi E., Kerrouche M. B., Wang L., Zhu F., Xiong G. Modeling and design of the improved D-STATCOM control for power distribution grid. *SN Applied Sciences*. 2020. Vol. 2. No 9. Article no: 1546. DOI: <https://doi.org/10.1007/s42452-020-03315-8>.
10. Dash S.K., Mishra S., Abdelaziz A.Y. A Critical Analysis of Modeling Aspects of D-STATCOMs for Optimal Reactive Power Compensation in Power Distribution Networks. *Energies*. 2022. Vol. 15. No 19. Article no: 6908. Pp. 1–23. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15196908>.
11. Chen J.-H., Tan K.-H., Lee Y.-D. Intelligent Controlled DSTATCOM for Power Quality Enhancement. *Energies*. 2022. Vol. 15. Issue 11. Article no: 4017. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15114017>.
12. Wang S., Cui K., Hao P. Grid-Connected Inverter Grid Voltage Feedforward Control Strategy Based on Multi-Objective Constraint in Weak Grid. *Energies*. 2024. Vol. 17. Issue 13. Article no: 3288. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17133288>.
13. Alturki Y.A., Alhussainy A.A., Alghamdi S.M., Rawa M. A Novel Point of Common Coupling Direct Power Control Method for Grid Integration of Renewable Energy Sources: Performance Evaluation among Power Quality Phenomena. *Energies*. 2024. Vol. 17. No 20. Article no: 5111. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17205111>.
14. Zhang Z., Gong P., Lu Z. A Lyapunov Theory-Based SEIG-STATCOM Voltage Regulation Control Strategy. *Energies*. 2024. Vol. 17. Issue 19. Article no: 4992. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17194992>.
15. Wang X., Feng F., Peng L., Xiao P., Li Z. Stability Analysis and Virtual Inductance Control for Static Synchronous Compensators with Voltage-Droop Support in Weak Grid. *Electronics*. 2025. Vol. 14. Issue 11. Article no: 2203. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics14112203>.
16. Burbelo M.Y., Babenko O.V., Lebed D.Yu. Analysis of STATCOM control process under rapid voltage changes. *Visnyk Kremenchukskoho Mykhailo Ostrohradskoho Natsionalnoho Universytetu*. 2025. Vyp. 1 (150). Pp. 284–291. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.32782/1995-0519.2025.1.35>.

Надійшла 12.12.2025
Прийнята 09.03.2026

БАГАТОКРИТЕРІАЛЬНЕ ПРОЕКТУВАННЯ КОМБІНОВАНОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО АКТИВНОГО ТА СУЦІЛЬНОГО ПАСИВНОГО ЕКРАНУ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПОВІТРЯНИХ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ

Б.І. Кузнецов^{1*}, докт.техн.наук, Т.Б. Нікітіна^{2**}, докт.техн.наук, І.В. Бовдуй^{1***}, канд.техн.наук, К.В. Чуніхін^{1****}, канд.техн.наук, В.В. Коломієць^{2*****}, канд.техн.наук, Б.Б. Кобилянський^{2*****}, канд.техн.наук

¹ Інститут енергетичних машин і систем ім. А.М. Підгорного НАН України, вул. Комунальників, 2/10, Харків, 61046, Україна.

E-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com.

² Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут Харківського національного університету ім. В.Н. Каразіна, вул. Носакова, 9а, Бахмут, 84511, Україна.

E-mail: nnppiipa@ukr.net.

Розглянуто для житлового будинку задачу підвищення ефективності екранування магнітного поля (МП) повітряних ліній електропередачі (ПЛЕП) за допомогою комбінованого активного та суцільного пасивного екрану (КАПСЕ). Розроблено метод багатокритеріального проектування (МБП) КАПСЕ з невизначеностями задля підвищення ефективності екранування. Задача МБП КАПСЕ сформульована як геометрична обернена задача магнітостатики (ГОЗМ) для результуючого МП, що генерується ПЛЕП, компенсаційними обмотками системи активного екранування та суцільним пасивним екраном. ГОЗМ сформульовано як векторна мінімаксна задача нелінійного програмування (ВЗНП), в якій компоненти векторної цільової функції (ВЦФ) є результуюче МП в житловому будинку. Розрахунок ВЦФ – це геометрична пряма задача магнітостатики (ГПЗМ) для результуючого МП, яка розрахована на основі методу скінчених елементів (МСЕ) тривимірного (3D) квазістаціонарного наближення рішень рівнянь Максвелла з використанням програмного забезпечення COMSOL Multiphysics. Розв'язок ВЗНП виконано за допомогою стохастичного алгоритму оптимізації, заснованого на поведінці кровососних п'явок (ПКП) з Парето оптимальних рішень з урахуванням бінарних співвідношень переваг. Під час проектування КАПСЕ розраховуються просторові координати розташування суцільного пасивного екрану та компенсуючих обмоток, а також струми обмоток та фази активного екрану. Нові наукові результати – це теоретичні та експериментальні дослідження ефективності екранування розробленою КАПСЕ МП, що генерується ПЛЕП. Представлено комп'ютерне моделювання та експериментальні дослідження КАПСЕ для тривимірної моделі МП ПЛЕП. Бібл. 3, рис. 3.

Ключові слова: повітряні лінії електропередачі, магнітне поле, комбінований активний та суцільний пасивний екран, комп'ютерне моделювання, експериментальні дослідження.

Вступ. Багато житлових будинків розташовані поблизу ПЛЕП, тому рівень МП всередині цих житлових будинків у багато разів перевищує санітарні норми. Задля зниження рівня МП найпоширенішим методом є пасивні контурні або пасивні суцільні екрани (ПСЕ). Однак ці екрани мають низьку ефективність екранування. Системи активного екранування (САЕ) мають вищу ефективність екранування. Для підвищення ефективності екранування використовуються КАПСЕ [1]. Розглянемо підвищення ефективності екранування за допомогою КАПСЕ.

Метою роботи є розробка методу МБП КАПСЕ, що складаються з активних та суцільних пасивних частин, на основі алгоритму оптимізації МБП задля підвищення ефективності екранування МП ПЛЕП у житловому будинку.

Постановка задачі. Екранування МП, що генерується ПЛЕП, досягається шляхом генерування компенсуючого МП за допомогою КАПСЕ, яке спрямоване протилежно вихідному МП.

Під час роботи КАПСЕ, ПСЕ та САЕ впливають один на одного. Для ПСЕ вихідним МП є результуюче МП, що генерується ПЛЕП та САЕ. ПСЕ генерує вторинне компенсуюче МП, яке, згідно

© Кузнецов Б.І., Нікітіна Т.Б., Бовдуй І.В., Чуніхін К.В., Коломієць В.В., Кобилянський Б.Б., 2026

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-1100-095X>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9826-1123>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-3508-9781>; **** <https://orcid.org/0000-0001-9822-5870>;

***** <https://orcid.org/0000-0002-9073-5793>; ***** <https://orcid.org/0000-0003-3226-5997>

© 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>

зі законом Фарадея, спрямоване протилежно вихідному результуючому МП. ГПЗМ для КАПСЕ розраховане за допомогою програмного забезпечення COMSOL Multiphysics для квазістаціонарного наближення рішень рівнянь Максвелла за допомогою МСЕ для 3D-моделей МП у вигляді закону Гауса для електричного поля, закону Гауса для магнетизму, закону Фарадея для електромагнітної індукції та закону Ампера.

Цифрове моделювання електромагнітних процесів у системах з протяжними струмопровідними елементами та тонкостінними розімкнутими провідними екрануючими елементами базується на комбінованому використанні методів скінченних різниць та поглинаючих граничних умов, розділенні обчислювальної області на ряд додаткових піддоменів, що містять тонкостінні елементи, та використанні неоднорідної обчислювальної сітки для розрахунку поля в товщі стінок екрану з подальшим «зшиванням» отриманих у кожній піддомені рішень [2].

3D-модель МП, що генерується ПЛЕП та компенсаційними обмотками (КО) САЕ, розраховується як набір струмопровідників і при цьому вплив інших елементів не враховується. Загальний метод розрахунку 3D-моделі МП базується на законі Біо-Савара. Суть методу полягає в тому, що провідники замінюються ламаною лінією, що складається з прямих відрізків. Через кожен нескінченно тонкий відрізок провідника довжиною dl протікає струм $i(t)$. Згідно із законом Біо-Савара, струм $i(t)$, що протікає через відрізок dl , генерує МП з індукцією

$$d\mathbf{B}(t) = \frac{\mu_0 i(t)}{4\pi R^3} (dl \times \mathbf{R}). \quad (1)$$

Компенсуюче МП САЕ генерується за допомогою КО. Початкове МП для ПСЕ – це результуюче МП, що генерується ПЛЕП та САЕ. Як правило, вектор просторово-часової характеристики початкового МП поляризований, тому за допомогою однієї КО САЕ можливо ефективно компенсувати початкове МП, просторово-часова характеристика якого має сильно витягнуту форму.

Однак, МП ПЛЕП з трикутним розташуванням провідників має майже кругову поляризацію. Для компенсації такого МП необхідно використовувати щонайменше дві КО. У деяких випадках для ефективного екранування вихідного МП може знадобитися три або більше КО САЕ.

Струми в КО САЕ генеруються за допомогою системи з двома ступенями вільності (ДСВ) [1]. Ця система використовує як розімкнуте, так і замкнуте керування зі зворотним зв'язком по керованій координаті. Розімкнуте керування початковим МП для САЕ реалізується за допомогою датчика магнітного поля (ДМП), встановленого поза екрануючим простором. Замкнуте керування зі зворотним зв'язком за результуючим МП реалізується за допомогою ДМП, встановленого всередині екрануючого простору. Крім того, замкнуте керування для такої системи зворотного зв'язку реалізується на основі результуючого МП, що генерується ПЛЕП, ПСЕ та КО САЕ. Кількість ДМП, необхідних для реалізації замкнутого керування зі зворотним зв'язком на основі результуючого МП, зазвичай дорівнює кількості КО САЕ.

ГПЗМ для положень ДМП САЕ полягає в обчисленні вихідного сигналу ДМП, що необхідно для реалізації керування струмом у розімкнутому та замкнутому контурах САЕ. В цьому випадку, природно, передбачається, що просторові координати та кути просторової орієнтації цих ДМП задані. Природно, що МП у місці розташування цих ДМП також вважається відомим. Розглянемо ГПЗМ для положень ДМП САЕ. Введемо вектор $\mathbf{B}_R(t)$, компонентами якого $\mathbf{B}_R(Q_i, t)$ є вектори результуючого МП у точках Q_i встановлення ДМП. Також введемо вектори φ кутових положень ДМП та вектор-стовпець $\mathbf{K}_M$ коефіцієнтів посилення ДМП, враховуючи кількість витків їх вимірювальних котушок та коефіцієнти посилення передпідсилювачів.

Тоді вектор $\mathbf{y}_s(t)$ вихідної напруги ДМП набуде наступного вигляду:

$$\mathbf{y}_s(t) = \mathbf{B}_R(t) \otimes \varphi \otimes \mathbf{K}_M + \mathbf{w}(t). \quad (2)$$

Тут знак $\otimes$ позначає тензорний (Кронекерівський) добуток векторів-стовпців, $\mathbf{w}(t)$ – вектор шуму ДМП.

Компонентами вектора $\mathbf{y}_s(t)$ вихідної напруги є миттєві значення проекцій компонент векторів $\mathbf{B}_R(Q_i, t)$ результуючого МП у встановлених точках Q_i ДМП на компоненти одиничних векторів φ кутових положень ДМП з урахуванням компонентів вектора-стовпця $\mathbf{K}_M$ коефіцієнтів підсилення ДМП. Визначимо вектор $\mathbf{X}_{asp}$ положень ДМП для САЕ, компонентами якого є вектор просторових координат Q_i та вектор φ кутових положень ДМП. Тоді для заданого вектора $\mathbf{X}_{asp}$, на основі (1), можна розв'язати ГПЗМ для положень ДМП САЕ – можна обчислити вектор миттєвих значень вихідної напруги ДМП.

Розглянемо тепер задачу прямого керування САЕ для розрахунку струмів $I_w(t)$ у КО САЕ на основі вектора $y_s(t)$ вихідних напруги ДМП. Введемо вектор X_{ars} , компоненти якого є параметрами розімкненого та замкненого регуляторів $R(X_{ars})$, за допомогою яких реалізується керування КО. Тоді на основі вектору $y_s(t)$ миттєвих значень вихідних напруг ДМП з використанням регуляторів розімкненого та замкненого керування САЕ з ДСВ, можна обчислити вектор $I_w(t)$ миттєвих значень струмів $I_w(t)$ у КО

$$I_w(t+1) = R(X_{ars})y_s(t). \quad (3)$$

Метод розв'язання. Введемо вектор X необхідних параметрів проекрованої КАПСЕ, компонентами якого є вектори параметрів ПСЕ, геометричні параметри КО САЕ, положення ДМП САЕ та параметри регулятора САЕ з ДСВ. Потім обчислюється вектор $B_R(X, \delta, P_i, t)$ миттєвих значень результуючого МП для точки P_i та вектора невизначеностей δ початкового МП, яке генерується ПЛЕП, ПСЕ та КО САЕ із ДСВ. На основі вектора $B_R(X, \delta, P_i, t)$ миттєвих значень МП обчислюється вектор $B_R(X, \delta, P_i)$ ефективних значень результуючого МП.

Тоді метод БКП КАПСЕ з вектором невизначеності δ для покращення ефективності екранування початкового МП ПЛЕП є ГОЗМ та формулюється як розв'язок ВЗНП [1]:

$$B_R(X, \delta) = (B_R(X, \delta, P_1), B_R(X, \delta, P_2), \dots, B_R(X, \delta, P_n))^T. \quad (4)$$

Задля вирішення цієї нелінійної, неопуклої та багатопікової нелінійної та багатовимірної ВЗНП одним із найдосконаліших метаевристичних алгоритмів групового інтелекту є алгоритм стохастичної оптимізації на основі ПКП [3]. Цей алгоритм використовує адаптацію швидкості руху п'явок як функції розрахункової відстані до оптимуму – цілі п'явок. Цей алгоритм ПКП дає змогу адаптивно змінювати значення кроку пошуку в міру наближення до майже стаціонарної області пошуку. На початкових етапах пошуку далеко від крайньої області – в режимі дослідження та в майже стаціонарній області – в режимі роботи, значення кроку руху суттєво змінюється.

Коли п'явки розташовані далеко від оптимуму – на великій відстані, рух п'явок відбувається в режимі дослідження з високою швидкістю згідно з виразом

$$x_{(i,j)}^{t+1} = \begin{cases} x_{(i,j)}^t + C \times x_{(i,j)}^t - L_1, & \text{if } r < a \text{ and } |x_{prey(j)}| > |x_{(i,j)}^t| \\ x_{(i,j)}^t + C \times x_{(i,j)}^t + L_1, & \text{if } r < a \text{ and } |x_{prey(j)}| < |x_{(i,j)}^t| \\ x_{(i,j)}^t + C \times x_{(i,j)}^t - L_2, & \text{if } r > a \text{ and } |x_{prey(j)}| > |x_{(i,j)}^t| \\ x_{(i,j)}^t + C \times x_{(i,j)}^t + L_2, & \text{if } r > a \text{ and } |x_{prey(j)}| < |x_{(i,j)}^t| \end{cases}. \quad (5)$$

Довжини L_1 та L_2 обчислюються наступним чином:

$$L_1 = r_1 \times |x_{prey(j)} - x_{(i,j)}^t| \times PD \times \left(1 - \frac{k_1}{N}\right) \quad (6)$$

$$L_2 = |x_{prey(j)} - x_{(i,k)}^t| \times PD \times \left(1 - r_1^2 \times \frac{k_1}{N}\right). \quad (7)$$

Змінні r та r_1 є випадковими числами в діапазоні $[-1, 1]$, член C представляє коефіцієнт збурення, параметр PD відображає відстань, оцінену спрямованими п'явками від їхньої здобичі, k_1 – випадкове ціле число в цьому діапазоні.

Хоча метод ПКП є більш складним алгоритмом, він дає змогу не тільки не застрягати в локальних оптимумах, але й збільшити ймовірність знаходження глобального оптимуму. Для цього використовуються два режими руху п'явок, які називаються організованими та неорганізованими п'явками. Коли організовані п'явки рухаються, напрямок руху визначається в напрямку покращення цільової функції. Визначається на основі випадкового пошуку спочатку в режимі дослідження, а потім в режимі роботи. Коли рухаються неорганізовані п'явки, напрямок їх руху визначається в напрямку, протилежному напрямку оптимуму. Це забезпечує швидке наближення п'явок до оптимуму. Рух цих неорганізованих п'явок додатково контролює наявність локальних оптимумів, розташованих в напрямку, протилежному напрямку оптимуму.

Звичайно, реалізація руху цих неорганізованих п'явок вимагає додаткового обчислювального часу, але такий пошук є значно менш витратним порівняно з алгоритмом прямого переліку.

Глобальний оптимум ВЗНП з ВЦФ (4), розрахованим із множини Парето оптимальних рішень та з урахуванням бінарних співвідношень переваг.



а



б

Рис. 1

краях зони екранування, що пов'язано зі скінченною довжиною КО САЕ.

Результати експериментальних досліджень. Для проведення комплексних експериментальних досліджень була розроблена експериментальна установка КАПСЕ. На рис. 1 показано суцільний пасивний екран без бічних пластин а) та з бічними пластинами б) з обох боків екрану.

На рис. 2 показано підсилювачі потужності для живлення КО САЕ а) та електронну частину системи керування КО САЕ б).



а

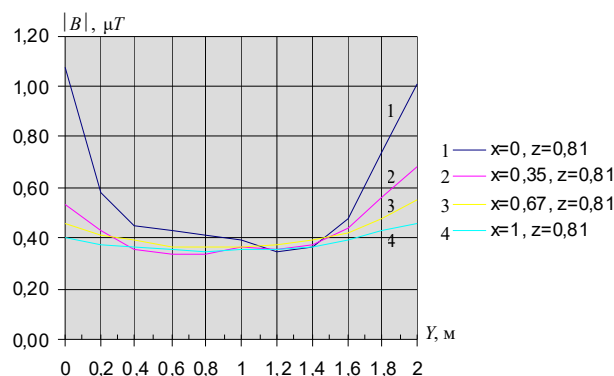


б

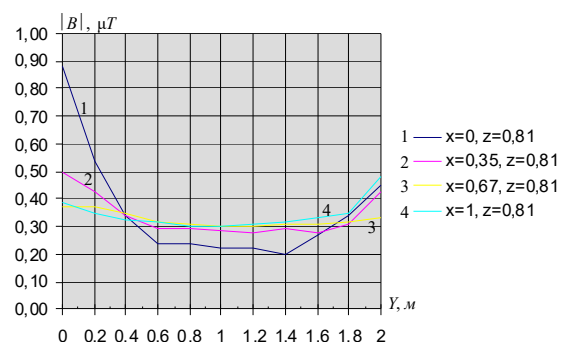
Рис. 2

На рис. 3 показано експериментально виміряний 3D розподіл рівня МП на відстані $0Z=0.81$ м з КАПСЕ під час роботи без бічних пластин а) та з бічними пластинами б).

Експериментально виміряний 3D розподіл рівня МП збігається з розрахунковими 3D розподілами МП з точністю 20%.



а



б

Рис. 3

Висновки. Розроблено метод багатокритеріального проектування комбінованого активного та суцільного пасивного екрану з урахуванням невизначеностей, тривимірної моделі магнітного поля повітряних ліній електропередачі задля покращення екранування.

Багатокритеріальне проектування комбінованого активного та суцільного пасивного екрану зведено до розв'язку задачі векторного мінімаксного нелінійного програмування, в якій компонентами векторної цільової функції є рівень результуючого магнітного поля у житловому будинку. Векторна цільова функція розраховується методом скінчених елементів на основі квазістаціонарного наближення рішень 3D рівнянь Максвелла з використанням програмного забезпечення COMSOL Multiphysics. Розв'язок задачі векторного мінімаксного нелінійного програмування розраховано на основі алгоритмів оптимізації поведінки кровососних п'явок з множини Парето оптимальних рішень з урахуванням бінарних співвідношень переваг.

Наведено результати комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень ефективності екранування комбінованого активного та суцільного пасивного екрану для 3D моделі магнітного поля повітряних ліній електропередачі.

MULTIOBJECTIVE DESIGN OF COMBINED ELECTROMAGNETIC ACTIVE AND SOLID PASSIVE SHIELD FOR OVERHEAD POWER LINES MAGNETIC FIELD

B.I. Kuznetsov¹, T.B. Nikitina², I.V. Bovdii¹, K.V. Chunikhin¹, V.V. Kolomiets², B.B. Kobylanskiy²

¹ Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2/10, Komunalnykiv str., Kharkiv, 61046, Ukraine, e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com.

² Bakhmut Education Research and Professional Pedagogical Institute V.N. Karazin Kharkiv National University, 9a, Nosakov str., Bakhmut, 84511, Ukraine, e-mail: nnppiupa@ukr.net.

Problem of shielding efficiency improving of overhead power lines (OPL) initial magnetic field (MF) in residential building by combined active and solid passive shield (CASPS) considered. Method for multi objective design (MOD) of CASPS with uncertainties to improve shielding efficiency developed. MOD problem of CASPS is formulated as geometric inverse problem of magnetostatics for the resulting MF, generated by OPL, compensation windings of the active shielding system and solid passive shield. GIPM is formulated as vector minimax nonlinear programming problem (VNPP), in which the components of the vector objective function (VOF) are resultant MF in residential building. VOF calculation is geometric forward problem of magnetostatics for the resulting MF and calculated based on finite element method of three dimensions (3D) Maxwell equations quasi-stationary approximation solution using COMSOL Multiphysics software. VNPP solution is calculated using stochastic optimization algorithm based on blood-sucking leeches behavior from Pareto optimal solutions taking into account binary preference relations. During CASPS design spatial arrangement coordinates of solid passive shield and compensating windings, as well as windings currents and phases of active shield are calculated. New scientific results are theoretical and experimental studies of a designed CASPS shielding efficiency for MF generated by OPL. The computer simulation and experimental research of CASPS for OPL of 3D MF model presented. References 3, figures 3.

Keywords: overhead power lines, magnetic field, combined active and solid passive shield, computer simulation, experimental research.

1. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V. Improve of overhead power lines magnetic field mitigation efficiency by combined active and passive contours shielding. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 3. Pp. 11-14. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.03.011>.
2. Kondratenko I.P., Kryshchuk R.S., Pashchyn M.O. Axisymmetric model of inductor magnetic field for residual stress reduction in welded aluminum plates *Tekhnichna Elektrodynamika* 2025. No 6. Pp. 72-79. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.06.072>.
3. Bouhadouza B., Sadaoui F. Optimal power flow analysis under photovoltaic and wind power uncertainties using the blood-sucking leech optimizer. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2025. No 6. Pp. 15-26. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.6.03>.

Надійшла 21.04.2026

Прийнята 10.06.2026

ГІДРОДИНАМІЧНІ ПРОЦЕСИ В ШЛАКОВІЙ ВАННІ СТРУМОПІДВІДНОГО КРИСТАЛІЗАТОРА ДЛЯ ЕЛЕКТРОШЛАКОВОГО НАПЛАВЛЕННЯ МЕТАЛУ З УРАХУВАННЯМ ДЕФОРМАЦІЇ ВІЛЬНОЇ ПОВЕРХНІ

О.І. Бондар^{1*}, канд. техн. наук, Ю.М. Гориславець^{1**}, докт. техн. наук,
Ю.М. Кусков^{2***}, докт. техн. наук, А.В. Нетяга^{2****}, канд. техн. наук

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

e-mail: bondar_o_i@ukr.net.

² Інститут електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України,
вул. К. Малевича, 11, Київ, 03150, Україна,

e-mail: netvaga.av@gmail.com.

Проведено аналіз сучасного стану та перспектив розвитку технології електрошлакового наплавлення металу в струмопідвідному кристалізаторі, обґрунтовано доцільність виконання досліджень зазначеного процесу. Описано характер досліджуваного процесу та роль шлакової ванни в електрошлакових технологіях. З метою більш глибокого розуміння особливостей електромагнітного впливу на гідродинамічні процеси у ванні рідкого шлаку запропоновано математичну модель, яка описує взаємодію електромагнітного поля струмопідвідної секції кристалізатора для електрошлакового наплавлення з рідким шлаком в 3D постановці з урахуванням деформації вільної поверхні. Із застосуванням сучасних методів чисельного моделювання проведено дослідження електромагнітних та гідродинамічних процесів на прикладі секційного кристалізатора діаметром 180 мм, що містить захисне графітове футерування верхньої секції. На основі отриманих результатів моделювання проведено аналіз розподілу електричного струму в об'ємі шлакової ванни, досліджено характер руху рідкого шлаку, встановлено залежність середньої швидкості рідкого шлаку та отримано форму вільної поверхні для різних положень клеми живлення струмопідвідної секції. Виявлено зони максимальних тепловиділень, показано розподіли густини струму у верхній секції та шлаковій ванні, визначено профілі азимутальної швидкості шлаку на вільній поверхні і на границі, що контактує з шаром металу, що наплавляється. Встановлено, що переміщення по азимуту струмопідводу верхньої секції дає можливість ефективно керувати інтенсивністю циркуляції рідкого шлаку у ванні кристалізатора. Бібл. 13, рис. 6, табл. 1.

Ключові слова: струмопідвідний кристалізатор, електрошлакове наплавлення, гідродинамічні процеси, чисельне моделювання.

Вступ. Серед технологій спеціальної металургії особлива увага останнім часом приділяється дослідженням процесів електрошлакового наплавлення (ЕШН) в секційних струмопідвідних кристалізаторах (СПК). Значущість і актуальність цієї технології визначається тим, що вона втілює у собі сучасні досягнення в області керованого електромагнітного впливу на теплофізичні, фізико-хімічні й металургійні процеси одержання біметалевих виробів високої якості та стійкості до абразивного зношування та ударних навантажень. Характерними особливостями процесу ЕШН в струмопідвідному кристалізаторі є можливість застосування неплавких електродів, що дає змогу використання сипучих (дискретних) матеріалів і є найбільш перспективним способом впливу на процес кристалізації металу, що наплавляється, а також дає можливість наплавлення за один прохід шарів в широкому діапазоні їхньої товщини (від кількох міліметрів до десятків сантиметрів) [1, 2].

Шлакова ванна є невід'ємною складовою електрошлакових технологій. Особлива роль для шлакової ванни відводиться під час електрошлакового наплавлення в секційному кристалізаторі з верхньою струмопідвідною секцією, основне призначення якої – забезпечити необхідну кількість теплової енергії для плавлення присадного матеріалу та поверхні, на яку він наплавляється. Проте така ванна слугує не тільки джерелом теплової енергії внаслідок протікання крізь неї електричного струму, а й забезпечує за рахунок зовнішнього впливу на неї електромагнітним способом

© Бондар О.І., Гориславець Ю.М., Кусков Ю.М., Нетяга А.В., 2026
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-1678-8862>; ** <https://orcid.org/0000-0003-1668-4972>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-8091-2274>; **** <https://orcid.org/0000-0002-0576-8006>

© 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>

усереднення температури по об'єму та по периметру струмопідвідної секції внаслідок обертального руху шлаку; інтенсифікує обмінні реакції між шлаком, присадним металом та атмосферою; прискорює стабілізацію електрошлакового процесу; запобігає ерозії або зменшує локальне зношування неплавкого електроду [1, 2]. Зважаючи на це, дослідження особливостей електромагнітного впливу на рідкий шлак під час ЕШН некомпактними (дискретними) матеріалами в секційному кристалізаторі з верхньою струмопідвідною секцією є важливими та актуальними.

Донині переважна більшість досліджень фізичних процесів, які відбуваються в об'ємі шлакової ванни під час ЕШН в струмопідвідному кристалізаторі, проводилися в основному експериментальними методами головним чином в Інституті електрозварювання ім. Є.О. Патона (Київ). Проте, зважаючи на високі температури (≈ 2000 K), ресурсоємність та складність, а в деяких випадках і неможливість вимірювання локальних фізичних величин в об'ємі та на взаємодіючих поверхнях шлаку, аналіз фізичних процесів відбувається опосередковано та не дає змогу отримати повноцінну картину досліджуваних явищ. Тому з метою удосконалення технології, розширення її можливостей, підвищення ефективності та більш глибокого розуміння процесів, які відбуваються під час ЕШН в струмопідвідному кристалізаторі, є необхідним застосування сучасних методів математичного моделювання.

В роботі [3] запропоновано математичну модель процесу ЕШН в секційному кристалізаторі з водяним охолодженням на поверхню валка вальцювального стану. Розглянуто стаціонарне електромагнітне поле (постійний струм) і тепловий стан для двовимірного випадку. Гідродинамічні процеси не розглядалися, проте процес перенесення тепла за рахунок конвекції враховувався шляхом введення коефіцієнта ефективної анізотропної теплопровідності.

Комплексну розрахункову модель процесу електрошлакового переплавлення металу неплавким електродом в струмопідвідному кристалізаторі, яка розглядає електромагнітні, гідродинамічні та теплові процеси в двовимірній постановці без врахування деформації вільної поверхні, було розглянуто в роботі [4]. Отримані результати розподілу температури показали задовільну узгодженість з експериментальними даними.

Раніше авторами цієї роботи окремо розглянуто електромагнітні процеси у струмопідвідній секції кристалізатора та шлаковій ванні під час електрошлакового наплавлення, в результаті чого визначено вплив положення клеми струмопідвідної секції кристалізатора для електрошлакового наплавлення на електромагнітну обстановку в шлаковій ванні [5]. На основі отриманого розподілу електромагнітних сил зроблено припущення про можливість керування інтенсивністю руху рідкого шлаку, не впливаючи суттєво при цьому на тепловий стан системи.

Ретельний огляд досліджень, що стосуються електрошлакового переплаву, наведено в роботі [6], де висвітлено основні досягнення та складнощі в моделюванні такого процесу. Показано, що значна кількість робіт присвячена дослідженню процесів, які відбуваються у шлаковій ванні, адже саме вони визначають профіль фронту кристалізації злитку та впливають на його якість.

Важливим питанням під час моделювання електрошлакових процесів у мідних кристалізаторах є врахування деформації вільної поверхні шлакової ванни, адже її форма, а, відповідно, і площа контакту шлаку з струмопідвідною секцією, впливає на енергетичні параметри системи. Тому, враховуючи, що для технології ЕШН в СПК недостатньо уваги, на наш погляд, приділено дослідженню впливу електромагнітного поля та параметрів його живлення на структуру та характер руху рідкого шлаку, деформації вільної поверхні шлакової ванни, впливу положення клеми струмопідвідної секції на фізичні процеси в кристалізаторі, пропонується розглянути їх у цій роботі шляхом виконання математичного моделювання таких процесів.

Отже **метою** цієї роботи є дослідження гідродинамічних процесів в струмопідвідному кристалізаторі для електрошлакового наплавлення металу методом скінченних елементів з врахуванням деформації вільної поверхні в залежності від положення струмопідводу відносно вертикального розрізу струмопідвідної секції кристалізатора.

Опис досліджуваної конструкції. Задля дослідження гідродинаміки шлакової ванни в процесі ЕШН розглядалася двосекційна конструкція струмопідвідного кристалізатора, яка має графітову футеровку між шлаком та струмопідвідною секцією. Така конструкція СПК переважно використовується для наплавлення дискретним присадним матеріалом, який рівномірно вводиться через верхню відкриту поверхню флюсу (на відміну від наплавлення рідким металом або плавким електродом). З огляду на відсутність осової симетрії полів досліджуваних величин моделювання проводилися у тривимірній постановці (3D). Геометричну модель досліджуваної конструкції представлено на рис. 1, де 1 – струмопідвідна мідна секція, 2 – графітове футерування, 3 –

формувальна секція, 4 – піддон, 5 – заготовка, 6 – шлакова ванна, 7 – вертикальний розріз струмопідвідної секції, 8 – електрична ізоляція між секціями кристалізатора, піддоном та заготовкою.

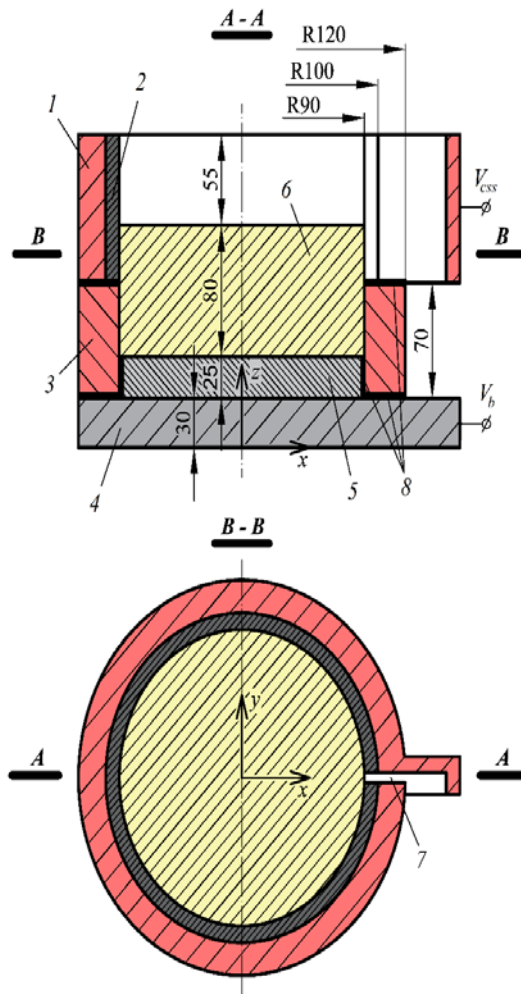


Рис. 1

Математична модель формувалася з врахуванням наступних **спрощень** та **припущень**: залежністю фізичних характеристик матеріалів від температури, напруженостей електричного та магнітного полів, частоти напруги живлення нехтувалося. Структура шлаку приймалася однорідною, а його фізичні характеристики по всьому об'єму вважалися незмінними (наявністю крапель рідкого металу та різноманітних неметалевих включень нехтувалося). Рух рідкого шлаку вважався турбулентним ($Re \approx 4400$ [7, 8]), впливом наявності шлакового гарнісажу на характер руху в об'ємі шлакової ванни нехтувалося. Електричний контакт в межах однієї контактної поверхні приймався однорідним, залежність контактної опору від густини струму, напруженості електричного поля та об'ємних тепловиділень не враховувалася. Нелінійністю характеристик контактної пари "рідкий шлак – мідний кристалізатор з водяним охолодженням" за рахунок виникнення електрорушійної сили певної полярності, що спричинена дифузією носіїв електричного заряду через наявність градієнта температури в середовищі з іонною провідністю (як зазначено в роботі [9]), нехтувалося. Індукована за рахунок руху шлаку в магнітному полі складова електричного поля ($\mathbf{u} \times \mathbf{B}$) не враховувалася (магнітне число Рейнольдса $R_m \ll 1$). Явищем гравітаційної конвекції та ефектом Марангоні нехтувалося.

Математична модель досліджуваних процесів. Вплив електромагнітного поля на ЕШН з врахуванням вищезазначених спрощень та припущень можна оцінити за допомогою рівнянь, які описують електромагнітне поле для гармонічного випадку, та усереднених Рейнольдсом рівнянь Нав'є-Стокса для нестискувального руху рідини з використанням k - ϵ моделі турбулентності

Рівняння електромагнітного поля:

$$\nabla \times \frac{\nabla \times \dot{\mathbf{A}}}{\mu_0 \mu_r} = (\epsilon_0 \epsilon_r \omega^2 - i\omega\sigma) \dot{\mathbf{A}} - (\sigma + i\omega\epsilon_0 \epsilon_r) \nabla \dot{V}; \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \left((\epsilon_0 \epsilon_r \omega^2 - i\omega\sigma) \dot{\mathbf{A}} - (\sigma + i\omega\epsilon_0 \epsilon_r) \nabla \dot{V} \right) = 0; \quad (2)$$

$$\nabla \cdot \dot{\mathbf{A}} = 0. \quad (3)$$

Усереднені Рейнольдсом рівняння Нав'є-Стокса для нестискувального руху:

$$\rho \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} + \rho (\mathbf{u} \cdot \nabla) \mathbf{u} + \nabla \cdot \left(\frac{2}{3} \rho k + \mu_T (\nabla \mathbf{u} + (\mathbf{u})^T) \right) = -\nabla p + \nabla \cdot \left(\mu (\nabla \mathbf{u} + (\mathbf{u})^T) \right) + \frac{1}{2} \text{Re} \left(\dot{\mathbf{J}} \times \dot{\mathbf{B}} \right) + \rho \mathbf{g}; \quad (4)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{u} = 0. \quad (5)$$

Рівняння k - ϵ моделі турбулентності:

$$\rho \frac{\partial k}{\partial t} + \rho \mathbf{u} \cdot \nabla k = \nabla \cdot \left(\left(\mu + \frac{\mu_T}{\sigma_k} \right) \nabla k \right) + P_k - \rho \epsilon; \quad (6)$$

$$P_k = \mu_T \left(\nabla \cdot \mathbf{u} : (\nabla \cdot \mathbf{u} + (\nabla \cdot \mathbf{u})^T) - \frac{2}{3} (\nabla \cdot \mathbf{u})^2 \right) - \frac{2}{3} \rho k \nabla \cdot \mathbf{u}; \quad (7)$$

$$\rho \frac{\partial \varepsilon}{\partial t} + \rho \mathbf{u} \cdot \nabla \varepsilon = \nabla \cdot \left(\left(\mu + \frac{\mu_T}{\sigma_\varepsilon} \right) \nabla \varepsilon \right) + C_{\varepsilon 1} \frac{\varepsilon}{k} P_k - C_{\varepsilon 2} \rho \frac{\varepsilon^2}{k}, \quad (8)$$

де $\mathbf{A}$ – векторний магнітний потенціал; V – скалярний електричний потенціал; σ – питома електропровідність; ε_0 , μ_0 – діелектрична та магнітна проникності вакууму відповідно; ε_r , μ_r – відносні діелектрична та магнітна проникності середовища відповідно; $\omega = 2\pi f$; $f = 50$ Гц – частота струму живлення; $\mathbf{u}$ – усереднена в часі швидкість; ρ – густина; k – кінетична енергія турбулентності; ε – швидкість дисипації турбулентної кінетичної енергії; p – усереднене в часі значення тиску; μ – коефіцієнт динамічної в'язкості; $\mathbf{J}$ – густина струму; $\mathbf{B}$ – магнітна індукція; $\mu_T = \rho C_\mu k^2 / \varepsilon$ – турбулентна динамічна в'язкість; константи k - ε моделі турбулентності приймалися наступними [10]: $C_\mu = 0.09$, $C_{\varepsilon 1} = 1.43$, $C_{\varepsilon 2} = 1.92$, $\sigma_k = 1.00$, $\sigma_\varepsilon = 1.30$.

Для розрахунку електромагнітного поля розрахункова область включала в себе (окрім підобластей, позначених на рис. 1) також з'єднувальні провідники (частково) та навколишнє середовище (повітря). На всіх зовнішніх границях розрахункової області застосовувалися умови магнітної $\mathbf{n} \cdot \dot{\mathbf{A}} = 0$ та електричної $\mathbf{n} \cdot \dot{\mathbf{J}} = 0$ ізоляції, окрім границь, де задавалося комплексне амплітудне значення синусоїдної напруги джерела живлення частотою $f = 50$ Гц ($V_{\text{css}} = 40 \cdot \sqrt{2}$ – до зовнішньої границі провідника живлення струмопідвідної секції кристалізатора, $V_b = 0$ – до зовнішньої границі провідника живлення піддону).

Розрахункова область гідродинамічної задачі включала в себе лише шлакову ванну. Розглядалися два види границь для досліджуваної області – непроникні стінки та вільна поверхня. Граничні умови для швидкості, турбулентної кінетичної енергії та її дисипації на непроникних стінках з врахуванням логарифмічного профілю швидкості для приграничного шару застосовувалися у відповідності з математичною моделлю, запропонованою в роботі [11]. Тиск навколишнього середовища на вільній поверхні описувався співвідношенням

$$\left(-p\mathbf{I} + (\mu + \mu_T)(\nabla \mathbf{u} + (\nabla \mathbf{u})^T) \right) \cdot \mathbf{n} = -p_{\text{atm}} \cdot \mathbf{n}, \quad (9)$$

де $p_{\text{atm}} = 101325$ Па. Деформація вільної поверхні рідкого металу визначалася ALE методом рухомої сітки, при цьому нормальна складова швидкості руху вузлів сітки вільної поверхні задавалася наступним чином [12]:

$$(\mathbf{u}_{\text{mesh}} - \mathbf{u}) \cdot \mathbf{n} = 0, \quad (10)$$

де $\mathbf{u}_{\text{mesh}}$ – швидкість руху вузлів сітки.

Приклад розрахункової сітки, яка використовувалася під час моделювання, показано на рис. 2 (навколишня область повітря та частково підобласті мідних секцій, графітового футерування та шлаку є прихованими).

Фізичні характеристики матеріалів задавалися у відповідності з даними, наведеними в [6, 13], їхні значення наведено

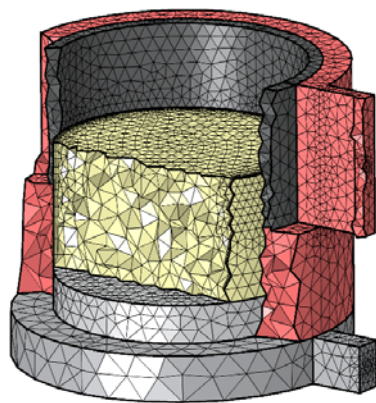


Рис. 2

у таблиці.

Результати моделювання.

На рис. 3 представлено результати розв'язку пов'язаної електромагнітної задачі, на якому показано суміщену картину розподілу амплітудного значення скалярного електричного потенціалу V (еквіпотенціальні лінії з кроком $\Delta V = 5$ В) та модуля густини струму (кольорова картина) в площині xz , що проходить через вісь симетрії кристалізатора ($y = 0$) для шлакової ванни з деформованою верхньою поверхнею. Ці дані наведено для трьох значень кута ϕ між клемою живлення та вертикальним розрізом секції кристалізатора. Видно, що електричний струм розподіляється по об'єму шлакової ванни суттєво нерівномірно, максимальні значення його густини зосереджені поблизу ниж-

	μ_r , 1	ε_r , 1	σ , См/м	η , Па·с	ρ , кг/м ³
Рідкий шлак (АНФ-29)	1	1	400	0.05	2950
Секції кристалізатора	1	1	$5.8 \cdot 10^7$	–	–
Графітове футерування	1	1	$13.3 \cdot 10^4$	–	–
Заготовка та піддон	100	1	$1.7 \cdot 10^6$	–	–

нього краю струмопідвідної секції. Варто зазначити, що саме ця зона і є областю підвищеної електрохімічної ерозії, яка призводить до поступового руйнування струмопідвідної секції кристалізатора.

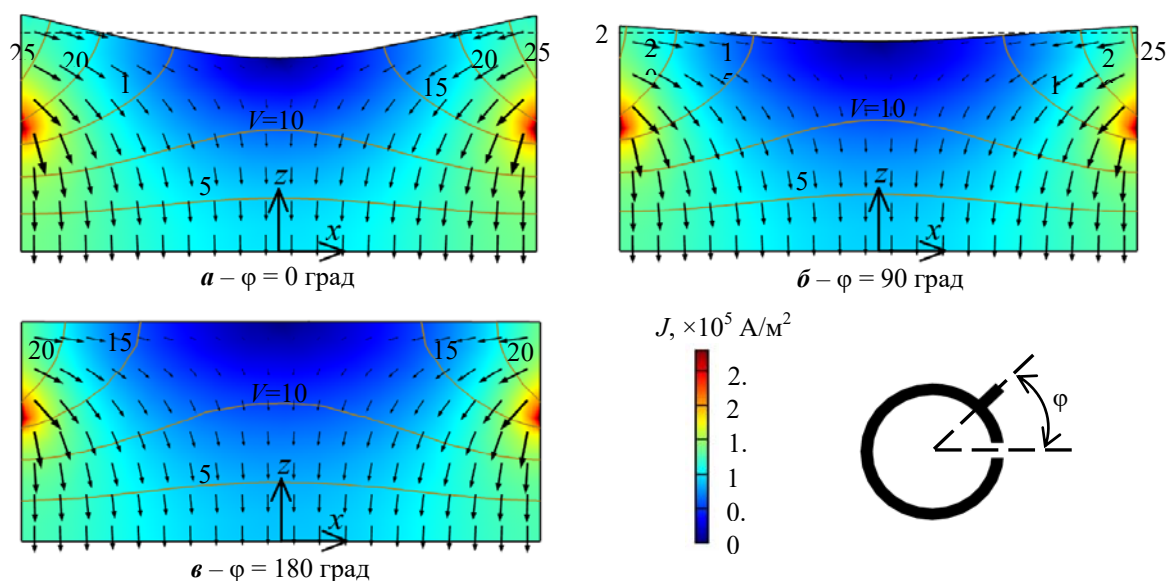


Рис. 3

На рис. 4 представлено характер руху шлаку на поверхні ванни, спричинений електромагнітними силами, для різних положень верхньої клєми.

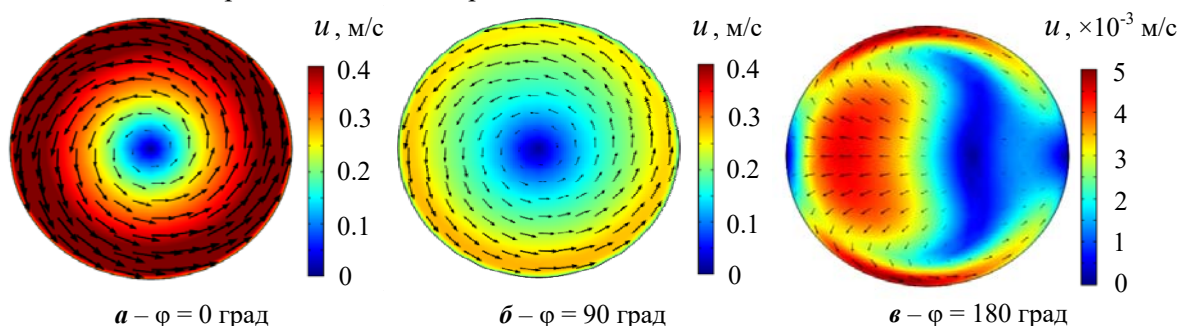


Рис. 4

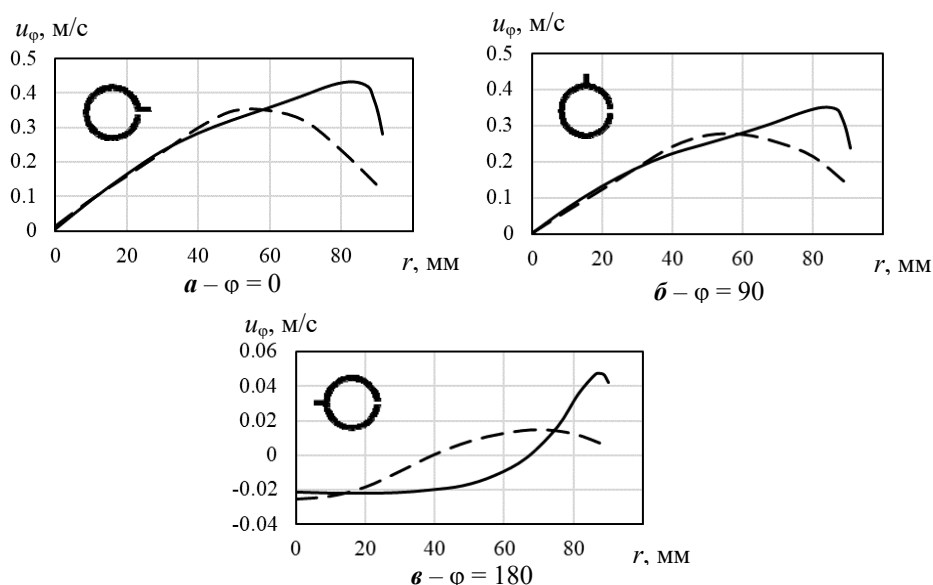


Рис. 5

У разі зміщення по азимуту цієї клєми від вертикального розрізу струмопідвідної секції інтенсивність циркуляції рідкого шлаку спадає, характер його руху є одноконтурним. Зазначений характер зберігається практично у всьому діапазоні значень кута φ за винятком значень, близьких до $\varphi = 180^\circ$, за яких відбувається перебудова течії з одноконтурної на двоконтурну.

Профілі азимутальної складової швидкості руху рідкого шлаку

вздовж радіусу r (по лініям в площині yz за $x = 0$ та $y > 0$) на вільній поверхні та на границі "шлак – метал, що наплавляється", зображено на рис. 5. Як видно з рисунку, розподіл швидкості на розглянутих поверхнях відрізняється один від одного. Максимальні значення швидкості на вільній поверхні зосереджені ближче до периферії, в той час як максимальні значення швидкості руху на поверхні шлаку, яка контактує з ванною рідкого металу, що наплавляється, знаходяться приблизно рівновіддалено від осі симетрії та стінок кристалізатора для випадку кутів між клеюю живлення і вертикальним розрізом струмопідвідної секції кристалізатора, які реалізують одноконтурний рух рідкого шлаку.

На рис. 6 показано розрахункові залежності основних характерних параметрів, отриманих в результаті проведеного моделювання. В залежності від положення верхньої клеми живлення системи наведено значення середнього модуля швидкості рідкого шлаку

$$u_{av} = \frac{1}{V_{slag}} \int_V |\mathbf{u}| dv, \text{ де } V_{slag} - \text{об'єм шлакової ванни; площі}$$

контакту шлаку з струмо-підвідною секцією кристалізатора $A_{contact}$ та деформації вільної поверхні Δd_z (різниця між максимальною і мінімальною координатами деформованої вільної поверхні). Звідсіля випливає, що зі збільшенням кута ϕ всі ці параметри зменшуються. Особливо це стосується усередненої швидкості руху шлаку u_{av} і параметра деформації верхньої поверхні рідкого шлаку Δd_z .

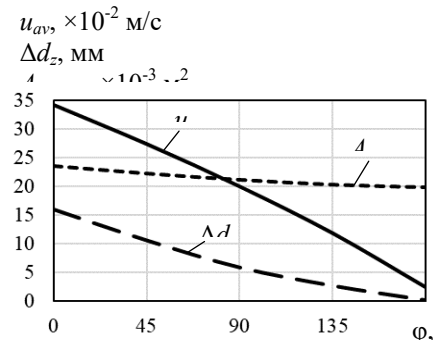


Рис. 6

Висновки.

1. Суттєва нерівномірність розподілу густини електричного струму в об'ємі шлакової ванни призводить до концентрації тепловиділень в області нижнього краю струмопідвідної секції кристалізатора. Як відомо, ця область є зоною посиленої згубної дії електроерозійних процесів.

2. Взаємодія результуючого магнітного поля зі струмом, що протікає в об'ємі шлаку, призводить до інтенсивної циркуляції розплавленого шлаку та деформації вільної поверхні шлакової ванни, які залежать від кута приєднання клеми живлення до верхньої секції кристалізатора. Можна припустити, що переміщення по азимуту верхнього струмопідводу секційного кристалізатора відносно його вертикального розрізу дає змогу керувати технологічними процесами в системі електрошлакового наплавлення металу.

3. В міру наближення до шару металу, що наплавляється, інтенсивність руху рідкого шлаку спадає, а зона максимальних значень швидкості зміщується в напрямку осі симетрії кристалізатора.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробка теорії електротехнологічних процесів та створення ефективних систем електричного плавлення та електричного заряджання з керованим електромагнітним впливом» (шифр «Елтех»).

1. Ksendzyk G.V. Current-supplying mould providing slag pool rotation. *Spetsialnaia elektrometallurgii*. 1975. Vup. 27. Pp. 32–40. (Rus)
2. Kuskov Yu.M., Solovjev V.G., Lentyugov I.P., Zhdanov V.A. Role of slag pool in process of surfacing in current-carrying mould. *Sovremennaiia metellurgii*. 2018. No 2. (131). Pp. 41–44. DOI: <https://doi.org/10.15407/sem2018.02.05>. (Rus)
3. Palti A.M., Yurchenko D.D. Computer simulation of electroslag surfacing in a water-cooled mould. *Svarochnoe proizvodstvo*. 2006. No 9. Pp. 12–15. (Rus)
4. Liu F., Zang X., Jiang Z., Geng X., Yao M. Comprehensive model for a slag bath in electroslag remelting process with a current-conductive mould. *International Journal of Minerals, Metallurgy, and Materials*. 2012. Vol. 19. Pp. 303–311. DOI: <https://doi.org/10.1007/s12613-012-0555-9>.
5. Goryslavets Yu.M., Bondar O.I., Proskudin V.M., Kuskov Yu.M., Rymar S.V., Netyaha A.V. Influence of electrical current terminals on electromagnetic processes in a mould for electroslag surfacing of metal. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2022. No 62. Pp. 19–24. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.019>. (Ukr)
6. Kharicha A., Karimi-Sibaki E., Wu M., Ludwig A., Bohacek J. Review on Modeling and Simulation of Electroslag Remelting. *Steel Research International*. 2018. Vol. 89. No 1. DOI: <https://doi.org/10.1002/srin.201700100>.

7. Kamensky Yu.M., Afanasyev Yu.I., Sukhotyn B.N., Wegman E.F., Yavoisky V.I., Safronova L.A. Thermal stability of a slag pool and the structure of its boundary layer. *Spetsialnaia elektrometallurgii*. 1972. No 1. Pp. 24–33. (Rus)
8. Jardy A., Ablitzer D., Wadier J.F. Magnetohydrodynamic and thermal behavior of electrosag remelting slags. *Metall Trans*. 1991. Vol. 22. Pp. 111–120. DOI: <https://doi.org/10.1007/BF02672532>.
9. Myronchenko V.L., Statsenko A.G., Chernov V.T. Investigation of the characteristics of electrical contact between copper and liquid slag. *Spetsialnye voprosy elektrotermii*. 1979. No 8. Pp. 47–54. (Rus)
10. Launder B.E., Spalding D.B. The numerical computation of turbulent flows. *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*. 1974. Vol. 3. Issue 2. Pp. 269–289. DOI: [https://doi.org/10.1016/0045-7825\(74\)90029-2](https://doi.org/10.1016/0045-7825(74)90029-2).
11. Kuzmin D., Mierka O., Turek S. On the implementation of the k - ϵ turbulence model in incompressible flow solvers based on a finite element discretisation. *Int. J. Computing Science and Mathematics*. 2007. Vol. 1. No 2, 3, 4. Pp. 193–206. DOI: <https://doi.org/10.1504/IJCSM.2007.016531>.
12. Braess H., Wriggers P., Arbitrary Lagrangian Eulerian finite element analysis of free surface flow, *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*. 2000. Vol. 190. Issue 1–2. Pp. 95–109. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0045-7825\(99\)00416-8](https://doi.org/10.1016/S0045-7825(99)00416-8).
13. Kuskov Yu.M. Influence of flux composition on the process of electrosag surfacing of end faces with discrete feeding of filler material. *Avtomaticheskaya Svarka*. 2018. No 12. Pp. 44–49. DOI: <https://doi.org/10.15407/as2018.01.07>. (Rus)

HYDRODYNAMIC PROCESSES IN THE SLAG BATH OF A CURRENT-CONDUCTING MOULD FOR ELECTROSLAG METAL SURFACING CONSIDERING FREE-SURFACE DEFORMATION

O.I. Bondar¹, Yu.M. Goryslavets¹, Yu.M. Kuskov², A.V. Netyaha²

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: bondar_o_i@ukr.net.

² E.O. Paton Electric Welding Institute National Academy of Sciences of Ukraine,

11, Kazymyr Malevych st., Kyiv, 03150, Ukraine,

e-mail: netvaga.av@gmail.com.

Analysis of current state and perspectives of electrosag metal surfacing technology development in current-supplying mould has been performed, the feasibility of conducted research on the specified process is justified. The nature of the studied process and the role of the slag pool in electrosag technologies are described. For a deeper understanding of the features of the electromagnetic influence on hydrodynamic processes in a liquid slag pool, a three-dimensional mathematical model that describes the interaction of the electromagnetic field of the current-supplying section of the mould for electrosag surfacing with liquid slag has been formulated taking into account the deformation of the free surface. Using modern numerical modeling methods, a study of electromagnetic and hydrodynamic processes has been conducted having as an example a sectional mould with a diameter of 180 mm, containing a protective graphite lining of the upper section. Based on the obtained modeling results, for different positions of the power terminal of the current-supplying section of the mould an analysis of the distribution of electric current in the volume of the slag pool has been carried out, the nature of the movement of liquid slag has been investigated, the dependence of the average velocity of liquid slag has been established, and the shape of the free surface has been obtained. Zones of maximum heat release have been identified, current density distributions in the upper section of the mould and the slag pool have been shown, and profiles of the azimuthal velocity of slag on the free surface and on the boundary in contact with the deposited metal layer have been determined. It has been established that the azimuthal displacement of the upper section current terminal allows to control effectively the liquid slag circulation intensity in the mould. References 13, figures 6, table 1.

Keywords: current-supplying mould, electrosag metal surfacing, numerical modeling, slag, electromagnetic influence.

Надійшла 30.10.2025

Прийнято 13.12.2025

МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЧУТЛИВОСТІ, ТОЧНОСТІ І СЕЛЕКТИВНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ У ДИФЕРЕНЦІЙНИХ КОНДУКТОМЕТРИЧНИХ СИСТЕМАХ

В.Г. Мельник^{*}, докт. техн. наук, **П.І. Борщов**^{**}, канд. техн. наук, **В.К. Беляєв**^{***}, канд. техн. наук,
О.Д. Василенко^{****}, канд. техн. наук, **І.О. Брагинець**^{*****}, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: vgmelyk@gmail.com.

У роботі узагальнено підходи до вирішення проблем, що обмежують чутливість, точність та селективність кондуктометричних вимірювань. Наведено результати досліджень та розробок, спрямованих на створення портативних та недорогих електрохімічних аналізаторів з метрологічними характеристиками, що задовольняють широке коло практичних потреб у галузі кондуктометрії. Розглянуто основні фактори, що знижують чутливість вимірювального каналу та викликають похибки вимірювань, і диференціальні методи вимірювання, які дають можливість усунути або суттєво зменшити їхній вплив. Ці результати отримано у процесі розробок біосенсорних систем, але можуть бути застосовані й для інших завдань, де необхідні швидкі та точні визначення змін електропровідності розчинів. Наведено результати теоретичних та експериментальних досліджень кондуктометричних перетворювачів біосенсорів та вимірювальних кіл для їхнього використання, обґрунтовано новий підхід до подальшого підвищення селективності диференціальних сенсорних систем. Бібл. 25, табл. 2, рис. 5.

Ключові слова: кондуктометрія, біосенсори, диференціальні вимірювання, чутливість, синфазні завади.

Вступ. Кондуктометрія – визначення електропровідності розчинів електролітів, що широко застосовується в багатьох технологічних процесах для контролю складу робочого середовища, сировини та готової продукції [1–5]. В енергетиці, фармацевтиці, інших хімічних виробництвах та в харчовій промисловості такі вимірювання використовують під час підготовки технологічної води. У біомедичних, екологічних та інших лабораторних дослідженнях кондуктометричні прилади використовують разом із селективними електрохімічними перетворювачами, зокрема, з біосенсорами для селективного кількісного аналізу складу розчинів [6–13]. У всіх випадках висуваються суворі вимоги до чутливості та точності засобів вимірювань і, особливо, до їхньої вибіркової по відношенню до неінформативних факторів, що впливають. Це пов'язано, з одного боку, з відповідальністю даного виду вимірювань, зокрема, у разі використання для медичної діагностики та контролю якості харчових продуктів [14–16], а з іншого боку – зі структурою та особливостями функціонування вимірювального каналу, у складі якого є кондуктометричні первинні перетворювачі (сенсори), які занурені в розчин електроліту, що знаходиться у вимірювальній комірці [17–20].

Кондуктометрія оснований на вимірюванні інформативного параметра сигналу (струм I , напруга U або їх зміни ΔI , ΔU) на виході первинного перетворювача – сенсора, до якого прикладено тестову напругу змінного струму. Імпеданс такого перетворювача представляється складною еквівалентною схемою [1–4]. Крім основного інформативного параметра – активного опору розчину R_s (або його електропровідності G_s) між електродами, вона містить неінформативні параметри. Ці параметри (міжелектродна ємність C_g , ємність подвійного шару C_{dl} , опір перенесення зарядів R_{ct} , імпеданс Варбурга

© Мельник В.Г., Борщов П.І., Беляєв В.К., Василенко О.Д., Брагинець І.О., 2026
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-4470-4339>; ** <https://orcid.org/0000-0003-1363-9252>;
*** <https://orcid.org/0000-0001-7447-9294>; **** <https://orcid.org/0000-0002-1043-9426>;
***** <https://orcid.org/0000-0002-9528-5808>

© 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>

W) нестабільні і можуть суттєво змінювати результати перетворення сенсора. Це відбувається через зміни початкових (фонових) параметрів середовища (складу розчину, його температури) у процесі вимірювань. У зв'язку з цим, незважаючи на позитивні якості кондуктометричного методу, багато фахівців сумніваються в його перспективах щодо отримання достовірних результатів під час складних селективних вимірювань у широкому діапазоні величин, що визначаються. Зокрема, тривалий час кондуктометричні біосенсорні системи не використовувалися на практиці через їхню чутливість до факторів, що змінюють фонову провідність розчину в кондуктометричній комірці. **Метою** даної роботи є ознайомлення фахівців з можливостями суттєвого зменшення зазначених вище проблем, з результатами, отриманими авторами в цьому напрямку та обґрунтування нового підходу до подальшого підвищення селективності диференціальних сенсорних систем.

Застосування диференціального методу вимірювань. Вплив змін параметрів середовища в кондуктометричній комірці дуже успішно зменшено за допомогою диференціального кондуктометричного методу з двома планарними двоелектродними перетворювачами (сенсорами) із зустрічно-штирьовою топологією (рис. 1, а), які виготовляються на керамічній підкладці за тонкоплівочною технологією [11, 12]. На основі такого підходу, розвинутого відомими вітчизняними і зарубіжними вченими, було створено працездатні кондуктометричні біосенсорні системи [3, 5, 6, 10, 13, 20].

Вимірювальний канал диференційного аналізатора містить 4-плечовий міст змінного струму, два плеча якого включають пару кондуктометричних перетворювачів (диференціальний сенсор), що розміщується у вимірювальній комірці з буферним розчином, а два інших – ідентичні резистори [3]. Інший, більш простий варіант мостового кола, може бути виконаний у вигляді схеми порівняння струмів (рис. 1, б). На один із перетворювачів (робочий S_a) наноситься селективна біосенсорна мембрана, яка генерує носії електричного заряду під час контакту з цільовим аналітом, що викликає локальну зміну електропровідності. Інший перетворювач є референсним (S_p), він знаходиться в області фонові електропровідності розчину. Міст живиться від генератора тестової змінної напруги G з двома протифазними виходами U_g та $-U_g$. Його вихідний сигнал U_{out} приймається з виходу моста за допомогою операційного підсилювача. За допомогою синхронного детектора з нього виділяється інформативна складова синфазна з сигналом генератора, яка вимірюється мікровольтметром [3, 20]. Значення цієї складової пропорційно величині різниці активних опорів розчину R_{sa} та R_{sp} у диференціальній парі кондуктометричних перетворювачів. Якщо ця різниця практично відсутня, а інші складові імпедансу та резистори мосту також ідентичні, то мостова схема знаходиться в урівноваженому стані, а значення її вихідного сигналу близько до нуля. Через контакт робочого перетворювача з аналітом його активний опір змінюється (близько 1 %) і на виході мосту з'являється відповідний відгук [21].

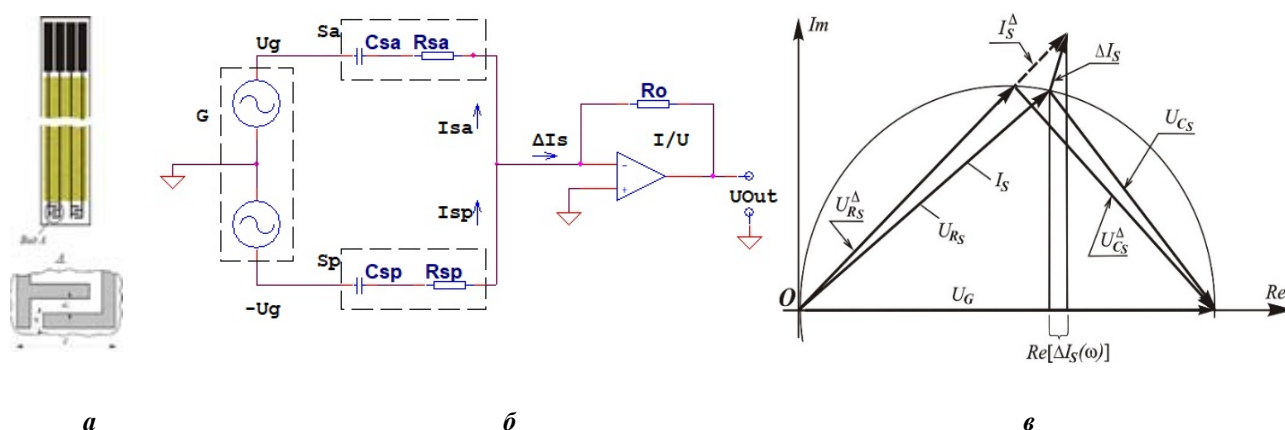


Рис. 1

Описане рішення реалізується досить просто, проте воно дає можливість отримати достовірні результати в широкому спектрі завдань досліджень тільки за дуже малих відмінностей (не більше 1–2 %) еквівалентних параметрів R_s і C_s послідовної двоелементної схеми заміщення перетворювачів диференціальної пари, що важко забезпечити під час виготовлення і практично неможливо підтримувати у процесі експлуатації. Якщо параметри R_s і C_s не є ідентичними через відмінності значень параметрів еквівалентних схем перетворювачів C_g , C_{dl} , R_{ct} або W , то чутливості робочого та референсного перетворювачів (зміни струму ΔI_s у них за однакових змін опорів розчину R_{sa} або R_{sp}) виявляються різними і ефективність диференціального методу зменшується. За значної різниці

вказаних параметрів перетворювачів (до 10 %) досить надійні результати можна отримати тільки у разі досліджень аналітів, що не змінюють фонову електропровідність буферного розчину кондуктометричної комірки. Її зміна викликає появу адитивної похибки, пропорційної до цієї зміни і відносної різниці R_s і C_s .

Крім проблеми інваріантності результатів вимірювань до змін фонові електропровідності в кондуктометричній комірці, існує залежність інформативного сигналу від величини тангенса фазового кута $\text{tg}\varphi$ кондуктометричних перетворювачів. Це питання (для мостової схеми з порівнянням струмів, аналогічній за характеристиками 4-плечовому мосту) ілюструється на рис. 1, б, в [21]. Вектор приросту вихідного сигналу моста має фазовий кут 2φ , тому інформативний сигнал на виході синхронного детектора кондуктометричного каналу $\text{Re}(\Delta I_s)$ різко падає аж до 0 за $\text{tg}\varphi = 1$. Це є систематичною мультиплікативною похибкою, що також обмежує допустимі параметри перетворювачів задля стабілізації чутливості та отримання точного результату вимірювання в одиницях електропровідності.

Удосконалення диференціальних кондуктометричних вимірювань методами компенсації падіння напруги на приелектродних ємностях сенсорів. Вперше в даному напрямку [22] засновано підходи до побудови вимірювального каналу, оснований на застосуванні повністю врівноваженого мостового кола або моста, врівноваженого за одним (квадратурним до інформативного) параметром перетворювачів C_s , який визначається, головним чином, C_{dl} .

Цей підхід пояснюється векторною діаграмою на рис. 2, а та схемою на рис. 2, б. У першому варіанті (з повним врівноваженням моста) він полягає у додаванні до тестових сигналів U_g від генератора G , які подаються на референсний (пасивний) і робочий (активний) перетворювачі (S_p і S_a відповідно), квадратурної до U_g складової U_{ck} , що регулюється кодом $K1$. Якщо напруга U_{ck} стає рівною напрузі U_{ca} (рис. 2, а) на ємності робочого (активного) перетворювача, вона її компенсує. При цьому напруга на R_{sa} дорівнює напрузі U_g , а вектор струму I_{sa} повертається на кут φ і збігається з нею по фазі. З U_g також пов'язані опорні напруги синхронного детектора (осі **Re** та **Im** на рис. 2, а). Зазначений стан (точка рівноваги моста за реактивною складовою імпедансу робочого перетворювача) визначається за нульовим значенням складової **Im**(I_{sa}) під час відключення ключем SW_p референсного перетворювача. У цьому випадку фазовий кут інформативного приросту струму ΔI_a перетворювача зменшується до φ . Чутливість моста на виході синхронного детектора до змін R_{sa} визначається виразом $S = (1 + \text{tg}^2 \varphi)^{-1}$ і може бути добре стабілізованою в широких межах значень φ .

Врівноваження моста за активною складовою імпедансу перетворювача досягається зміною амплітуди напруги на референсному перетворювачі S_p регулятором за кодом $K2$ (на основі DAC) до досягнення близької до нуля різниці синфазної з U_g складової різниці струмів перетворювачів **Re**($I_{sa} - I_{sp}$). Після цього зміна значення цієї складової буде відповідати зміні електропровідності в робочому перетворювачі диференціального сенсора незалежно від значень фонові електропровідності в кондуктометричній комірці. При цьому на виході моста залишається деяка квадратурна до U_g складова різниці струмів перетворювачів за наявності різниці їхніх фазових кутів через неповну компенсацію падіння напруги на ємності референсного перетворювача, що не впливає на інформативний сигнал на виході синхронного детектора. Дослідження під час експлуатації цього варіанта диференціального кондуктометра показали, що придушення впливу змін фонові електропровідності в комірці у разі відмінностей активних опорів перетворювачів (R_{sp} і R_{sa} на рис. 2, б) виявляється гірше, ніж за такої ж відносної відмінності їхніх ємностей C_s . Причина цього полягає в тому, що за рівності струмів I_{sa} та I_{sp} , у випадку рівноваги моста напруги на опорах розчину R_{sa} та R_{sp}

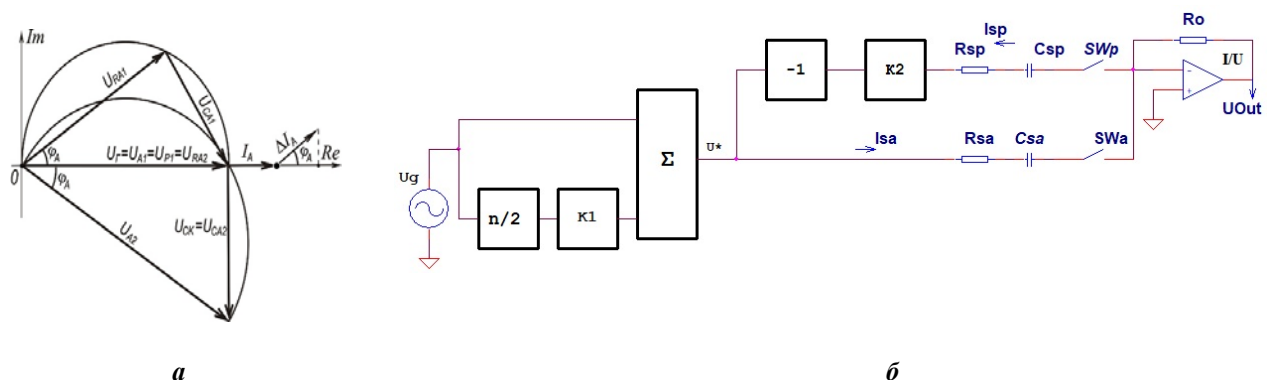


Рис. 2

у разі їхньої різниці буде різним. Оскільки ці напруги визначають приріст струмів у перетворювачах за змінах фонові електропровідності, то такі прирости викликають адитивну по відношенню до інформативного сигналу похибку. Задля зменшення цієї похибки необхідно добиватися рівності напруги на активних опорах перетворювачів у разі відмінностей їхніх ємностей. З цією метою розроблено другий варіант диференціального кондуктометра з повною компенсацією падінь напруг на ємностях обох перетворювачів.

Функціональну схему такого варіанта кондуктометра наведено на рис. 3. Її відмінністю від схеми на рис. 2, є наявність другого суматора, суміщеного з цифро-аналоговим перетворювачем DAC2 з кодовим регулюванням, що забезпечує регулювання в невеликих межах квадратурної до U_g складової тестової напруги на референсному перетворювачі. Це дає змогу точно компенсувати

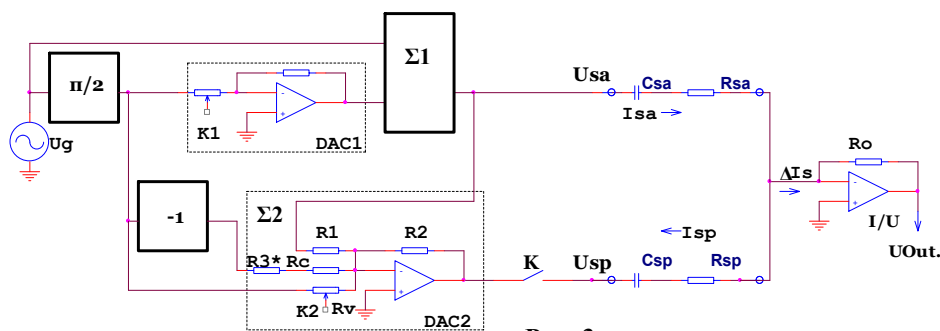


Рис. 3

падіння напруг на ємностях обох перетворювачів, отримати однакові, рівні U_g напруги на опорах розчину в них і помітно збільшити придушення впливу змін фонові електропровідності [23]. За такого балансування моста на його виході залишається

невеликий сигнал нерівноваги по синфазній до U_g складовій, що є початковим зсувом інформативного сигналу. Однак його легко врахувати простим зсувом масиву результатів вимірювань.

Описаний вище підхід до удосконалення диференціальних кондуктометричних вимірювань дав змогу добре стабілізувати чутливість і нормувати вихідний сигнал вимірювального кола досить простими технічними засобами навіть за значних відмінностей параметрів перетворювачів у диференціальній парі. Точність і завадостійкість вимірювань за такого підходу цілком задовольняє завданням дослідження аналітів з низькою власною провідністю (наприклад, сахаридів). Проблемою, що залишається, є значна адитивна похибка, яка виникає в тих випадках, коли власна провідність сумірна з інформативним приростом електропровідності розчину під час внесення у вимірювальну комірку аналіту або перевищує його. За рівних значень цих провідностей ця похибка становить близько 10 % у випадку, коли один з параметрів у парі перетворювачів відрізняється від іншого на 20 %.

Диференціальні кондуктометричні вимірювання з глибоким придушенням впливу фонових змін у розчині. Задля подолання зазначеної вище проблеми використано підхід із приведенням моста в особливий квазірівноважний стан, який розглядається далі. У роботах [24, 25] розроблено принцип диференціальних вимірювань за квазірівноваги мостового кола, який теоретично дає можливість повністю придушити похибку від зміни фонові електропровідності в кондуктометричній комірці. Він полягає в тому, що перед внесенням аналіту в буферний розчин міст балансують регулюванням струму в референсному перетворювачі за модулем і фазовим кутом до мінімального значення вихідного струму моста ΔI_s . При цьому поворот за фазою струму, що регулюється, дорівнює $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi_p$. Задля переведення моста в квазірівноважний стан фазу струму в референсному перетворювачі додатково змінюють на ту ж величину. При цьому струм ΔI_s не є мінімальним, але зміни струмів у перетворювачах за фонових змін провідності розчину в комірці стають рівними за модулем і протилежні за фазою.

Вочевидь, щоб зменшити похибку від фонових впливів до рівня шумів, потрібна дуже мала відносна неідентичність коефіцієнтів передачі перетворювачів в диференціальній схемі. З урахуванням відмінності їхніх параметрів та точності балансування, а також того, що на практиці фонові впливи можуть багаторазово перевищувати інформативні величини [23], ця неідентичність не повинна значно перевищувати дискретність відліку за інформативним параметром (близько 0,01 %). Досягнення такої точності балансування моста за допомогою аналогових перетворювачів, які використовувалися у вищезгаданих розробках, технічно неможливе. Тому було розроблено мостове коло з цифро-аналоговими перетворювачами постійної опорної напруги в квазісинусоїдальні тестові сигнали для робочого та референсного перетворювачів [24] (рис. 4). Амплітудні та фазові

співвідношення цих сигналів регулюються цифровими кодами, що дає можливість врівноважувати міст за модулем та фазою вихідного сигналу, а також точно встановлювати його в інші розрахунково-визначені стани з урахуванням відмінності параметрів еквівалентних схем кондуктометричних перетворювачів. За результатами проведених досліджень розроблено апаратно-програмний комплекс

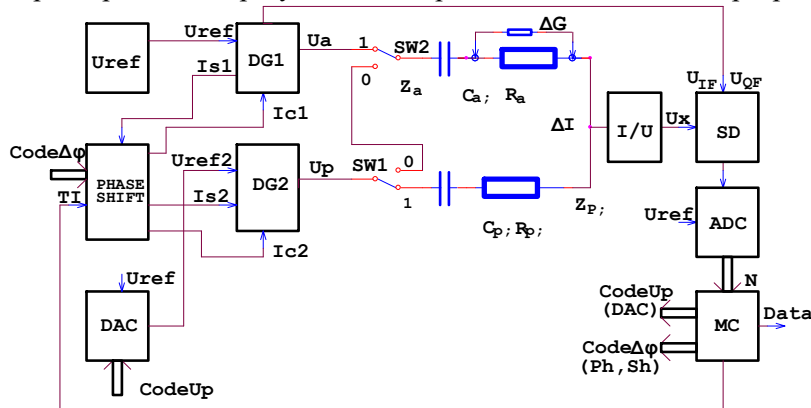


Рис. 4

диференціального кондуктометра для біосенсорних аналізаторів, який докладно описано у [25]. Результати його метрологічних досліджень з питання, що розглядається, проблеми та можливості їхнього вирішення, що залишилися, розглядаються нижче.

Векторну діаграму струмів мостового кола в області його квазірівноваги наведено на рис. 5. В описаній структурі приладу компенсація напруги на ємностях перетворювачів (C_{dl}) не проводиться,

тому вектори струмів у перетворювачах розташовуються під кутом φ до горизонтальної осі координат, а фазові кути приростів струмів в них мають значення 2φ . Це збільшує варіації чутливості через зміни φ та обмежує граничне значення $\tan \varphi$ перетворювачів величиною 0,5–0,6. Результати комп'ютерного моделювання величини похибки δ від змін фонові електропровідності розчину в кондуктометричній комірці для розробленого методу балансування мостового кола в широкому діапазоні їхніх можливих значень наведено в табл. 1. Вони показують, що з використанням запропонованого методу теоретично можливе практично повне (до 1000 разів) придушення фонових впливів.

Таблиця 1

№	G_{AS} , мСм	C_{AS} , нФ	$\tan \varphi_A$	G_{RS} , мСм	C_{RS} , нФ	$\tan \varphi_R$	$\delta, \%$
1	1	5,44	0,4681	1	4,352	0,5851	0,08
2	5	40	0,3183	5	48	0,26526	0,04
3	5	1	12,733	4,167	1	10,61	0,017
4	0,2	1	0,5093	0,25	1	0,6366	0,11
5	1	4,5	0,5659	1	5,4	0,4716	0,066
6	1	5,44	0,4681	1,2	6,8	0,4496	0,01

У табл. 2 наведено значення відгуків вимірювального каналу (у кодах ADC) на синфазну заваду ($\Delta(R_{ap} = 1 \%)$) та на інформативний приріст ($\Delta R_a = +1 \%$), отримані за допомогою прототипу кондуктометричного аналізатора з

квазірівновагою мостового кола та електричного еквівалента диференційного кондуктометричного сенсора за максимально припустимих відхиленнях одного з параметрів пари перетворювачів. В останньому стовпчику наведено відносні значення отриманої адитивної похибки $\delta = \Delta(\Delta R_{ap} / \Delta R_a)$. Отримані дані демонструють помітно менше придушення впливу фонові електропровідності порівняно з комп'ютерною моделлю. Причиною цього є обмеження дискретності регулювання фазового кута ($0,7^\circ$) на робочих частотах (більше 50 кГц), що, в свою чергу, обмежено тактовою частотою мікроконтролера модуля (32 МГц) та швидкодією цифрових мікросхем у схемі на рис. 4.

Таблиця 2

Параметри сенсора	R_a , Ом	R_p , Ом	R_p/R_a	$\tan \varphi_a$	$\tan \varphi_p$	$\Delta(\Delta R_{ap}=1\%)$	$\Delta G_a=+1\%$	$\delta_{add}, \%$
$C_p=0,8C_a; R_p=R_a$	1009	1010	1,001	0,440	0,525	18	1530	1,17
$C_p=1,2C_a; R_p=R_a$	1008	1008	1,000	0,440	0,351	12	1530	0,78
$R_p=0,8R_a; C_p=C_a$	1008	846	0,839	0,440	0,527	30	1519	1,89
$R_a=0,8R_p; C_p=C_a$	846	1010	1,1939	0,5268	0,4400	25	1680	1,49

Недостатня дискретність установки квазірівноваги за фазовим кутом призводить до відхилень реального стану моста від розрахункового квазірівноважного стану за цим параметром. Дана проблема та її можливе вирішення ілюструється векторною діаграмою струмів за квазірівноваги мосту на рис. 5. На ній показані положення векторів струмів перетворювачів: робочого I_a і референсного I_p (в

інверсному положенні для порівняння з I_a). Розрахункове положення $-I_p^c$ збігається з I_a , а реальне після встановлення квазірівноваги показано штриховою лінією ($-I_p^r$); $\text{tg}\varphi = 0,5$. Можливу різницю їхніх кутів ($0,7^\circ$) умовно збільшено. Прирости струмів перетворювачів ΔI_a та ΔI_p (вони знаходяться під кутом φ до векторів I_a та I_p) також сильно збільшені. Насправді їхні модулі становлять близько 1 % від I_a та I_p . Після балансування моста початки векторів приростів переміщуються до центру системи координат (осі Q_b ; S_b). У цій системі координат за відсутності різниці кутів між I_a та $-I_p^c$ сума векторів ΔI_a та $-\Delta I_p^c$ дорівнювала б нулю. В реальності через відмінність фазових кутів ΔI_a та $-\Delta I_p^c$ з'являється вектор різниці цих струмів $\Delta\Delta I_p^r$, який під час обробки сигналу в синхронному детекторі дає проекцію на вісь S_b величиною $\text{Re}(\Delta\Delta I_p)$, що є проявом впливу змін фонові.

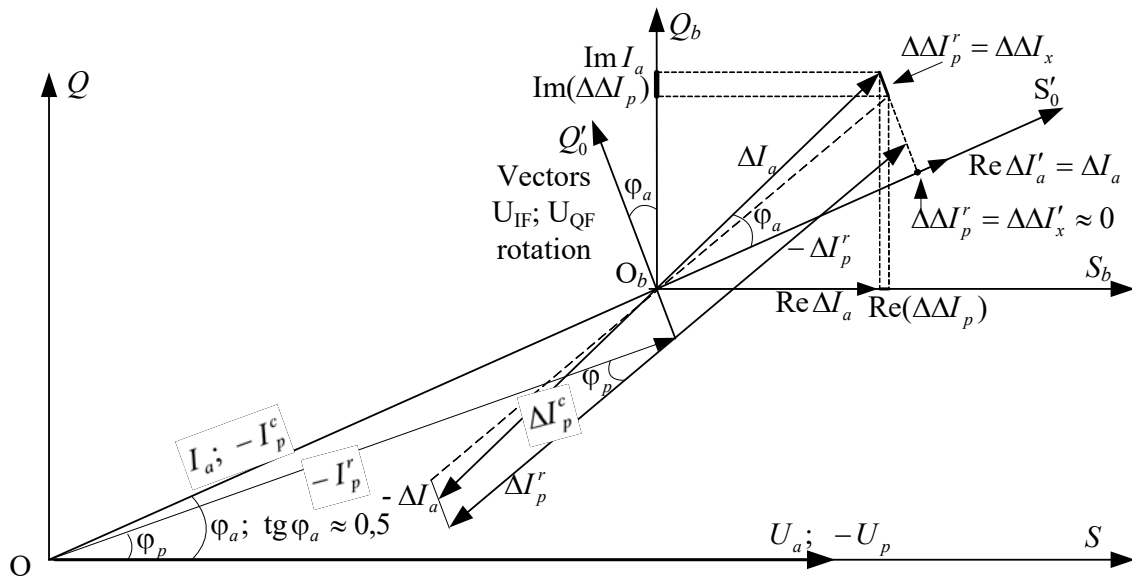


Рис. 5

Зазначена проблема може бути вирішена застосуванням нового підходу до неї, що комбінує обидва, розглянутих вище підходи – з компенсацією напруги на ємностях перетворювачів та з приведенням мостового кола в розрахунковий стан квазірівноваги. Він відрізняється поворотом опорної напруги U_{IF} і U_{QF} синхронного детектора SD на кут φ . При цьому осі системи координат переходять у положення Q_0^I ; S_0^I . У цьому випадку неточність положення фазового кута регульованого вектора струму в референсному перетворювачі не впливатиме на величину синфазної складової вихідного струму мостового ланцюга $\text{Re}(\Delta I_a^I)$. Крім того, кут між віссю S_0^I та вектором ΔI_a зменшується в 2 рази до значення φ , що веде до суттєвого збільшення та стабілізації чутливості вимірювань. Таким чином, це рішення поєднує переваги розглянутих вище методів диференціальних вимірювань. Очікуване додаткове збільшення придушення впливу змін фонові електропровідності не менше, ніж у 2 рази. Однак треба мати на увазі, що для цього знадобиться дублювання блоків *Phase Shift* і частково *DG2* у схемі на рис. 2, тобто певне ускладнення пристрою, його алгоритму роботи та програмного забезпечення.

Висновки. Використання диференціальних вимірювань за допомогою пари планарних двоелектродних кондуктометричних перетворювачів і мостового кола змінного струму дає змогу виконувати безпосереднє одночасне порівняння електропровідностей розчину в двох локальних областях вимірювальної комірки та точно визначати їхні дуже малі локальні зміни, виключаючи при цьому вплив нестабільності фонових факторів. Такий підхід потенційно дає можливість забезпечити швидко та з високою чутливістю аналіз складу розчинів, використовуючи прості методики та недорогі засоби вимірювань, у тому числі селективний аналіз за допомогою хемо- та біосенсорів. Однак повна реалізація таких переваг обмежена складністю еквівалентної схеми кондуктометричних перетворювачів та суттєвим впливом її нестабільних неінформативних параметрів на функцію перетворення вимірювального каналу.

Підхід до виконання вимірювань з урівноважуванням мостового кола шляхом компенсації падінь напруг на ємностях кондуктометричних перетворювачів, що був розроблений під час досліджень, дає змогу стабілізувати на високому рівні чутливість приладів незалежно від значень

інформативного і неінформативних параметрів еквівалентної схеми робочого кондуктометричного перетворювача в досить широкому діапазоні електропровідності розчинів.

Підхід до виконання вимірювань з приведенням кондуктометричного моста в особливий стан квазірівноваги, в якому досягається глибоке придушення впливу фонових змін параметрів середовища вимірювань на його вихідний інформативний сигнал, дав змогу досягти значної інваріантності результатів вимірювань до нестабільностей параметрів еквівалентних схем перетворювачів диференціального сенсора.

Запропоновано новий підхід до побудови диференційного аналізатора, що полягає в комбінації методів вимірювань з квазірівновагою моста та компенсації падінь напруги на ємностях кондуктометричних перетворювачів, що надасть можливості знизити вплив змін фонові електропровідності, які дорівнюють інформативним сигналам, до рівня роздільної здатності вимірювального каналу.

Роботу виконано за рахунок держбюджетної теми «Розширення функціональних можливостей та підвищення метрологічних характеристик засобів вимірювання в системах моніторингу і діагностування в електроенергетиці» (шифр «Параметр-Д»), державний реєстраційний номер 0122U000136, КПКВК 6541030.

METHODS FOR INCREASING THE SENSITIVITY, ACCURACY, AND SELECTIVENESS OF MEASUREMENTS IN DIFFERENTIAL CONDUCTOMETRIC SYSTEMS

V.G. Melnyk, P.I. Borshchov, V.K. Beliaev, O.D. Vasylenko, I.O. Brahynets
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
56, Beresteiskiy Ave, Kyiv, 03057, Ukraine,
e-mail: vgmelnyk@gmail.com.

This paper summarizes approaches to solving problems limiting the sensitivity, accuracy, and selectivity of conductometric measurements. It presents the results of extensive research and development aimed at creating portable, affordable electrochemical analyzers with metrological characteristics that meet a wide range of practical needs in conductometry. The main factors that reduce the sensitivity of the measuring channel and cause measurement errors are discussed, as well as differential measurement methods that can eliminate or significantly reduce their impact. These results were obtained during the development of biosensor systems, but can also be applied to other tasks requiring rapid and accurate determination of changes in the electrical conductivity of solutions. The results of theoretical and experimental studies of biosensor conductometric transducers and measuring circuits for their use are presented. References 25, tables 2, figures 5.

Keywords: conductometry, biosensors, differential measurements, sensitivity, common-mode interference.

1. Impedance Spectroscopy Theory, Experiment, and Application. Edited by E. Barsoukov, R. Macdonald. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005. 560 p.
2. Bard A.J., Faulkner L.R. Electrochemical Methods: Fundamentals and Applications. New York: Wiley, 1980. 718 p.
3. Dzjadevych S.V., Soldatkin O.P. Scientific and technological principles of creation of miniature electrochemical biosensors. Kyiv: Naukova dumka, 2006. 256 p.
4. Coury L. Conductance Measurements Part 1: Theory. Current Separations. 1999. Vol. 18. No 3. Pp. 91–96.
5. Lee R., Kester W. Fully Automatic Self-Calibrated Conductivity Measurement System. *Analog Dialogue* 50-11. November 2016.
6. Kell D.B., Davey C.L. Conductometric and Impedimetric devices. In book: Biosensors. A practical approach. Oxford: IRL Press, 1990. 271 p. DOI: <https://doi.org/10.1093/oso/9780199630462.003.0005>.
7. Kell D.B. The principles and potential of electrical admittance spectroscopy: an introduction. In book: Biosensors: Fundamentals and Application. Oxford: Oxford Univ. Press, 1987. Pp. 427–468.
8. Terner A., Karube I., Wilson G. Biosensory: Fundamentals and Application. Oxford, New York, Tokyo: Oxford Univ. Press, 1987. 770 p.
9. Hnaïen E.M., Lagarde F., Jaffrezic-Renault N. A rapid and sensitive alcohol oxidase/catalase conductometric biosensor for alcohol determination. *Talanta*. 2010. Vol. 81. Issue 1-2. Pp. 222–227. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.talanta.2009.11.061>.
10. Janata J. Conductometric sensors. In: Principles of Chemical Sensors. Boston: Springer, 2009. Pp. 241–266. DOI: <https://doi.org/10.1007/b136378>.
11. Dzjadevych S.V., Shulga A.A., Packovskij S.V., Arhipova V.N., Soldatkin A.P., Striha V.I. Thin-film

- conductometric sensor for enzyme biosensors. *Elektrokhimiia*. 1994. Vol. 30. No 8. Pp. 982–987. (Rus)
12. Dzjadovich S.V. Conductometric enzyme biosensors: theory technology, application. *Biopolymers and cell*. 2005. Vol. 21. No 2. Pp. 91–106. DOI: <https://doi.org/10.7124/bc.0006E1>.
 13. Varnakavi Nares, Nohyun Lee. A Review on Biosensors and Recent Development of Nanostructured Materials-Enabled Biosensors. *Sensors*. 2021. Vol. 21 (4). Article 1109. DOI: <https://doi.org/10.3390/s21041109>
 14. Adley C.C., Ryan M.P. Conductometric biosensors for high throughput screening of pathogens. In: *High Throughput Screening for Food Safety Assessment: Biosensor Technologies, Hyperspectral Imaging and Practical Applications*. Cambridge: Woodhead Publishing Ltd, 2014. Pp. 315–326. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-85709-801-6.00014-9>.
 15. Braiek M., Djebbi M.A., Chateaux J-F., Jaffrezic-Renault N. A conductometric sensor for potassium detection in whole blood. *Sensor and Actuators B: Chemical*. 2016. Vol. 235. Pp. 27–32. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.snb.2016.05.050>.
 16. Lee S-M., Lee W-Y. Determination of heavy metal ions using conductometric biosensor based on sol-gel immobilized urease. *Bulletin of the Korean Chemical Society*. 2002. Vol. 23. No 8. Pp. 1169–1172. DOI: <https://doi.org/10.5012/bkcs.2002.23.8.1169>.
 17. Latif U., Dickert F.L. Conductometric sensors for monitoring degradation of automotive engine oil. *Sensors*. 2011. Vol. 11(9). Pp. 8611–8625. DOI: <https://doi.org/10.3390/s110908611>.
 18. Grossi M., Riccò B. Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: A review. *J. Sens. Sens. Syst.* 2017. No 6. Pp. 303–325. DOI: <https://doi.org/10.5194/jsss-6-303-2017>.
 19. Watson L.D., Maynard P., Cullen D.C., Sethi R.S., Brett J., Lowe C.R. A microelectronic conductometric biosensor. *Biosensors*. 1987–1988. Vol. 3(2). Pp. 101–115. DOI: [https://doi.org/10.1016/s0265-928x\(87\)80003-2](https://doi.org/10.1016/s0265-928x(87)80003-2).
 20. Dzyadevych S.V., Arkhipova V.N., Karpan Ya.I., Elskaya A.V., Soldatkin A.P., Jaffrezic-Renault N., Martelet C. Conductometric formaldehyde sensitive biosensor with specifically adapted analytical characteristics. *Analytica Chimica Acta*. 2001. Vol. 445. Issue 1. Pp. 47–55. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0003-2670\(01\)01249-1](https://doi.org/10.1016/S0003-2670(01)01249-1).
 21. Melnik V.G., Rubanchuk M.P., Mihal A.A. Measuring circuits for conductometric transducers with differential two-electrode sensors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2008. No 2. Pp. 58–64. (Rus)
 22. Melnyk V.G., Vasylenko A.D., Semenycheva L.N., Slitskiy O.V., Saiapina O.Y., Dzyadevych S.V. Solutions for enhancement of sensitivity and metrological reliability of conductometric biosensor systems. *Engineering Research Express*. 2021. Vol. 3. No 4. Article no: 045008. DOI: <https://doi.org/10.1088/2631-8695/ac2a0d>.
 23. Melnyk V.G., Vasilenko O.D., Dudchenko A.E., Pogrebnyak V.D. Research common mode rejection in conductometric biosensor system with differential sensors. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2014. Vol. 11. No 3. Pp. 49–61. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2014.3.108258>.
 24. Melnyk V.G., Borshchov P.I., Dzyadevych S.V., Saiapina O.Y., Vasylenko O.D. Increasing the sensitivity and metrological reliability of a differential conductometric biosensor system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 6. Pp. 68–78. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2021.06.068>.
 25. Melnyk V.G., Dzyadevych S.V., Borshchov P.I., Beliaev V.K., Vasylenko O.D., Nicole Jaffrezic-Renault. Hardware and software complex for conductometric measurements with high metrological reliability. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2023. Vol. 20. No 3. Pp. 59–78. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2023.3.288160>.

Надійшла 17.05.2026
Прийнята 11.06.2026

ОЦІНКА НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ТАНГЕНСА КУТА ВТРАТ ПІД ЧАС КАЛІБРУВАННЯ ПРЕЦИЗІЙНИХ МІР ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЄМНОСТІ

С.М. Шевкун^{1*}, канд. техн. наук, В.П. Квасніков^{2**}, докт. техн. наук,
М.В. Добролюбова^{3***}, канд. техн. наук, О.В. Стаценко^{3****}, канд. техн. наук, М.С. Шевкун⁴

¹ Державне підприємство "Всеукраїнський державний науково-виробничий центр стандартизації, метрології, сертифікації та захисту прав споживачів",
вул. Метрологічна, 4, Київ, 03143, Україна.

² Державний університет "Київський авіацій інститут",
пр. Любомира Гузара, 1, Київ, 03058, Україна.

³ НТУ України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського",
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.

⁴ PEOPLE: Projects to Empower & Organize the Psychiatrically Labeled, Inc.,
Нью-Палц, 22 N Оуквуд-Террас, Нью-Йорк, 12561, США.

Е-mail: shevkun@ukrcsm.kiev.ua; volodymyr.kvasnikov@npp.kai.edu.ua; m.v.dobroliubova@gmail.com; o.statsenko@kpi.ua; mshevkun.dev@gmail.com.

Розглянуто методичний та метрологічний підхід до калібрування прецизійних мір електричної ємності за тангенсом кута діелектричних втрат на Державному первинному еталоні одиниць електричної ємності та фактора втрат. Актуальність дослідження зумовлена необхідністю забезпечення високої точності вимірювань параметрів ємності та втрат у конденсаторах, що широко застосовуються у вимірювальній техніці, енергетиці, телекомунікаційних системах тощо, насамперед, у засобах контролю електроізоляції. Тангенс кута втрат є важливою характеристикою діелектричних матеріалів і конденсаторів, яка визначає рівень енергетичних втрат у діелектрику та істотно впливає на точність вимірювання комплексного імпедансу, а також на результати діагностики електроізоляційних систем.

У роботі наведено структурну схему вимірювань, що використовується для калібрування прецизійних мір ємності за тангенсом кута втрат, та описано принцип її функціонування. Розроблено математичну модель вимірювань, яка враховує основні складові, що впливають на результат визначення тангенса кута втрат, зокрема параметри вимірювального моста, похибки квадратурного сигналу, вплив нестабільності частоти та напруги живлення, а також паразитні втрати в елементах вимірювального тракту. Подано модельне рівняння вимірювання та здійснено детальну інтерпретацію фізичного змісту його складових.

Особливу увагу приділено аналізу джерел невизначеності вимірювань та формуванню бюджету невизначеності для процедури калібрування. Наведено приклад розрахунку сумарної стандартної та розширеної невизначеності результату калібрування прецизійної міри ємності за тангенсом кута втрат. Отримані результати можуть бути використані задля розроблення методик калібрування мір ємності за тангенсом кута втрат та забезпечення метрологічної простежуваності вимірювань параметрів електричних конденсаторів до Державного первинного еталона. Бібл. 20, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: бюджет невизначеності, міра ємності, модель вимірювань, державний первинний еталон, прецизійний конденсатор, простежуваність вимірювань, тангенс кута втрат, фактор втрат.

Вступ. Вимірювання електричної ємності та параметрів втрат у діелектричних матеріалах є важливою складовою сучасної метрології, що розглядає вимірювання електромагнітних величин. Однією з основних характеристик конденсаторів та діелектриків є тангенс кута діелектричних втрат, який визначає відношення активної складової струму, зумовленої втратами енергії в діелектрику, до реактивної складової, пов'язаної з накопиченням електричної енергії в електричному полі. Значення цієї величини характеризує ефективність діелектрика та є важливим показником якості ізоляційних матеріалів і конденсаторів [1].

© Шевкун С.М., Квасніков В.П., Добролюбова М.В., Стаценко О.В., Шевкун М.С., 2026
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-1923-6227>; ** <https://orcid.org/0000-0002-6525-9721>;
*** <https://orcid.org/0000-0003-3647-3320>; **** <https://orcid.org/0000-0001-8730-2789>

© 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>

Природна суть тангенсу кута втрат полягає в наступному. У реальному конденсаторі діелектрик не є ідеальним. Через це з'являється активна складова струму, яка пов'язана з втратами енергії в діелектрику. Тангенс кута втрат не залежить від геометричних розмірів об'єкта, а характеризує структуру самого діелектрика.

Ідеальний конденсатор не проводить постійний струм, а під час проходження крізь нього змінного струму сила струму упереджує напругу на 90° за фазою. Для реального конденсатора це упередження дещо менше. Різниця між ідеальним значенням упередження 90° та реальним його значенням називається кутом діелектричних втрат.

Кут діелектричних втрат δ зображено на рис. 1.

Зазвичай конденсатор моделюють як ідеальну ємність C з паралельним підключенням ідеального активного опору, який обумовлює втрати R_{loss} . Еквівалентну схему такого конденсатора зображено на рис. 2.

У такій моделі тангенс кута втрат визначається як відношення активної складової струму до реактивної

$$\operatorname{tg} \delta = I_R / I_C.$$

Конденсатор також може мати еквівалентну схему з послідовним підключенням опору втрат R_{loss} та ідеальної ємності C . Послідовну еквівалентну схему зображено на рис. 3.

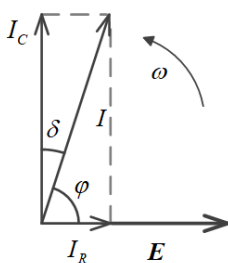


Рис. 1

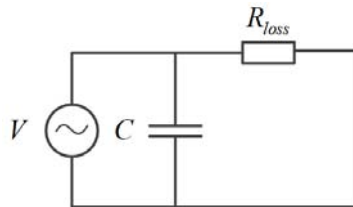


Рис. 2

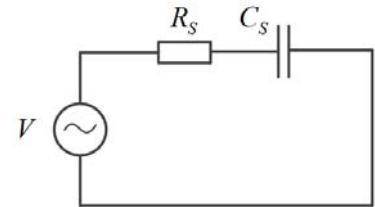


Рис. 3

Тоді тангенс кута втрат визначається формулою

$$\operatorname{tg} \delta = \omega C R_S,$$

де $\omega = 2\pi f$ – кругова частота; C – ємність; R_S – еквівалентний послідовний опір втрат.

Для еталонних повітряних, газонаповнених або кремнієвих конденсаторів значення тангенсу кута втрат дуже малі – від 1×10^{-8} до 1×10^{-5} , тому вимірювання $\operatorname{tg} \delta$ набагато складніше, ніж вимірювання самої ємності.

Контроль тангенсу кута втрат широко застосовується у вимірювальній техніці, електроенергетиці, телекомунікаціях та інших галузях, де використовуються конденсатори з високими вимогами до стабільності параметрів [2, 3]. Зокрема, ця величина використовується задля оцінювання стану електричної ізоляції високовольтного обладнання, діагностики трансформаторів, кабельних ліній і конденсаторних установок. Підвищення значення тангенсу кута втрат може свідчити про старіння або деградацію діелектрика, наявність вологи, часткових розрядів чи інших дефектів ізоляції. У зв'язку з цим точні вимірювання цього параметра мають важливе значення задля забезпечення надійності роботи електротехнічного обладнання, у тому числі об'єктів критичної інфраструктури.

Задля забезпечення достовірності результатів вимірювань необхідно гарантувати їх метрологічну простежуваність до міжнародних та національних еталонів одиниць вимірювання [4].

Разом з тим процедура калібрування прецизійних мір ємності за тангенсом кута втрат пов'язана з низкою складних метрологічних задач [5, 6]. До них належать вплив паразитних втрат у вимірювальному тракті, похибки формування квадратурної складової сигналу, нестабільність частоти та напруги збудження, а також вплив температури та інших зовнішніх факторів на результати вимірювань. Додаткові труднощі виникають під час побудови математичної моделі вимірювання та коректної оцінки невизначеності результату калібрування, оскільки величина тангенсу кута втрат для прецизійних конденсаторів має дуже малі значення.

У зв'язку з цим актуальним є розроблення та вдосконалення методичного підходу до калібрування прецизійних мір ємності за тангенсом кута втрат, побудови адекватної моделі вимірювання та

формування обґрунтованого бюджету невизначеності. Саме вирішенню зазначених питань присвячено дану статтю.

Наукова новизна роботи полягає в наступному:

- вперше запропоновано методичний підхід до калібрування прецизійних мір електричної ємності за тангенсом кута втрат на Державному первинному еталоні одиниць електричної ємності та фактора втрат, який, на відміну від існуючих, базується на застосуванні сучасної теорії оцінювання невизначеності вимірювань відповідно до вимог міжнародних керівних документів JCGM [7] та EA [8], що забезпечує міжнародне визнання результатів калібрування та підвищує їх точність;
- побудовано розширену математичну модель вимірювання, яка, на відміну від існуючих, дає змогу адекватно врахувати одночасний вплив усіх джерел похибок вимірювань та сформувати обґрунтований бюджет невизначеності.

1. Обґрунтування необхідності розробки методичного підходу до калібрування мір ємності за тангенсом кута втрат на Державному первинному еталоні. Сучасний розвиток національної системи забезпечення єдності вимірювань в Україні відбувається в умовах активної європейської інтеграції та гармонізації технічного регулювання з законодавством Європейського Союзу. Одним із ключових елементів цієї системи є забезпечення метрологічної простежуваності результатів вимірювань до одиниць Міжнародної системи одиниць (SI) [9] через національні еталони. Відповідно до вимог міжнародного стандарту ISO/IEC 17025 [10] лабораторії зобов'язані забезпечувати простежуваність результатів вимірювань через документований безперервний ланцюг калібрувань, кожен з яких робить внесок у сумарну невизначеність вимірювання.

У цьому контексті особливого значення набуває розвиток і вдосконалення методичного підходу до калібрування еталонних і прецизійних мір електричної ємності, зокрема за параметром тангенса кута втрат (dissipation factor, $\tan\delta$). Даний параметр характеризує втрати енергії в діелектрику конденсатора і є важливою характеристикою під час використання конденсаторів як еталонів у прецизійних вимірюваннях електричного імпедансу. Наявність достовірної інформації про тангенс кута втрат є необхідною умовою задля забезпечення високої точності вимірювань у галузях електричної метрології, зокрема під час калібрування імпедансних мостів, вимірювачів ємності та інших високоточних засобів вимірювальної техніки.

Важливість впровадження такого методичного підходу обумовлена необхідністю міжнародного визнання результатів вимірювань, отриманих у національних метрологічних інститутах. Україна є учасником міжнародної метрологічної інфраструктури, зокрема підписантом Угоди про взаємне визнання національних еталонів і сертифікатів калібрування та вимірювань (CIPM MRA) [11], що створює основу для міжнародного визнання результатів вимірювань і калібрувань. У рамках цієї угоди підтвердження метрологічних можливостей національних метрологічних інститутів здійснюється через міжнародні звірення, що забезпечують еквівалентність національних еталонів різних країн і, відповідно, довіру до результатів калібрування.

Розроблення та впровадження національних методик калібрування на основі запропонованого підходу також сприятиме усуненню технічних бар'єрів у міжнародній торгівлі, оскільки міжнародне визнання результатів вимірювань дає змогу забезпечити взаємне прийняття результатів випробувань і калібрувань між країнами. Це, у свою чергу, сприяє інтеграції України до європейського економічного простору та підвищує конкурентоспроможність української продукції на міжнародних ринках.

Незважаючи на значний розвиток електричної метрології, питання калібрування мір ємності за тангенсом кута втрат і оцінювання невизначеності таких вимірювань залишаються складними науково-технічними задачами. Це пов'язано з надзвичайно малими значеннями даного параметра для прецизійних конденсаторів, значним впливом паразитних елементів вимірювальних схем, нестабільністю параметрів з'єднувальних кабелів, впливом частоти, температури та інших факторів на результат вимірювання. Крім того, важливим аспектом є побудова коректного модельного рівняння вимірювання, яке дає змогу адекватно врахувати всі джерела похибок та сформувати обґрунтований бюджет невизначеності відповідно до рекомендацій міжнародних документів з оцінювання невизначеності вимірювань [7, 8, 10].

У зв'язку з цим виникає необхідність розроблення науково обґрунтованого підходу до калібрування прецизійних мір ємності за тангенсом кута втрат на Державному первинному еталоні одиниць електричної ємності та фактора втрат, який би відповідав вимогам стандарту ISO/IEC 17025 [10], забезпечував метрологічну простежуваність результатів вимірювань та давав можливість отримувати результати з підтвердженою невизначеністю.

Результати такої роботи мають важливе значення для розвитку національної метрологічної інфраструктури, розширення калібрувальних і вимірювальних можливостей України та забезпечення міжнародного визнання результатів вимірювань у галузі вимірювань електромагнітних величин.

2. Технічні засоби для калібрування. В 2001 році ДП «УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ» розроблено і введено в експлуатацію Державний первинний еталон одиниць електричної ємності і фактора втрат ДЕТУ 08-06-01. Зовнішній вигляд еталону зображено на рис. 4.



Рис. 4

Державний первинний еталон одиниць електричної ємності і фактора втрат складається з комплексу засобів вимірювальної техніки:

- комплекту еталонних мір електричної ємності Andeen-Hagerling типу AH11A 10 pF (4 од.);
- комплекту еталонних мір електричної ємності Andeen-Hagerling типу AH11A 100 pF (4 од.);
- комплекту еталонних перехідних мір електричної ємності (від 1 pF до 1,0 μF);
- комплекту еталонних мір активного електричного опору (від 0,1 Ω до 1,0 MΩ);
- універсального еталонного компаратора комплексного опору 5100;

- допоміжного обладнання.

Діапазон значень електричної ємності – від $1 \cdot 10^{-3}$ pF до 100 μF, фактора втрат – від $1 \cdot 10^{-7}$ до 1,0.

Термостатовані еталонні міри електричної ємності Andeen-Hagerling типу AH11A утворюють дві групові міри 10 pF і 100 pF.

Еталон забезпечує відтворення одиниць вимірювань на частоті 1000,0 Hz.

Еталонний компаратор зі складу ДЕТУ 08-06-01 дає змогу здійснювати передавання розмірів одиниць параметрів імпедансу в діапазоні значень, що визначається набором мір активного опору та електричної ємності [11].

Державний первинний еталон одиниць електричної ємності та фактора втрат забезпечує відтворення, зберігання та передавання одиниці тангенса кута втрат прецизійним мірам ємності, які використовуються як робочі та вторинні еталони у калібрувальних і випробувальних лабораторіях.

3. Забезпечення метрологічної простежуваності вимірювань електричної ємності та фактора втрат. Еталонні міри зі складу групової безперервно досліджуються понад 25 років. Завдяки калібруванням, проведеним в національних метрологічних інститутах провідних країн світу (BIPM, Франція; PTB, Німеччина; NIST, США; NPL, Великобританія, GUM, Польща та СМІ, Чехія), а також дослідженням, проведеним в ДП «УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ», значення електричної ємності еталонних мір AH11A відомо з розширеною невизначеністю $U(\hat{C}_{AH}) = 1,0 \cdot 10^{-7}$ pF, а значення їх тангенса

кута втрат з розширеною невизначеністю $U(\widehat{\tan \delta}) = 6,0 \cdot 10^{-7}$ за коефіцієнта охоплення $k = 2$ та рівні довіри p , який приблизно дорівнює 0,95. Постійні дослідження зазначених мір дають змогу оцінити та врахувати дрейф їх основних характеристик.

Результати міжнародних звірень, до яких залучався Державний первинний еталон [12], підтверджують калібрувальні та вимірювальні можливості (СМС) ДП «УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ», які містяться в Додатку С Взаємної угоди (MRA) Міжнародного комітету мір і ваг [13]. У відповідності до угоди MRA дійсність звітів про результати вимірювань взаємно визнається всіма інститутами-учасниками щодо параметрів вимірювання, діапазонів і невизначеностей вимірювань, зазначених у KCDB – базі даних ключових звірень BIPM [14].

4. Калібруванні мір електричної ємності за тангенсом кута втрат. До початку вимірювань необхідно здійснити автокалібрування універсального еталонного компаратора комплексного опору 5100 згідно інструкції користувача. Після автокалібрування компаратора здійснюється його калібруван-

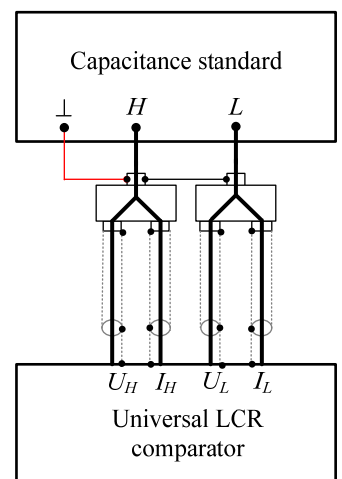


Рис. 5

ня за зовнішньою еталонною мірою ємності, для чого збирається схема вимірювань, зображена на рис. 5.

До компаратора за допомогою штатних кабелів підключається еталонна міра ємності, яка має сертифікат калібрування із зазначенням її електричної ємності і тангенсу кута втрат. Контакти "H" і "L" міри ємності необхідно підключити відповідно до контактів "H" і "L" компаратора, а корпус компаратора, корпус міри ємності і екрани з'єднувальних кабелів необхідно підключити до контуру заземлення.

Значення електричної ємності і тангенсу кута втрат із сертифіката калібрування еталонної міри ємності (із урахуванням дрейфу від останнього калібрування) заносяться у відповідні вікна на екрані компаратора. Включається режим "Калібрування за зовнішньою мірою", під час якого калібруються внутрішні міри компаратора.

Задля визначення похибки калібрування, що вноситься компаратором (похибка компарування), виконується серія із 10 вимірювань ємності і тангенсу кута втрат тієї самої еталонної міри.

Значення ємності і тангенсу кута втрат вимірюються і виводяться на монітор компаратора одночасно. Числове значення похибки компарування $\Delta tg\delta_{CE}$ розраховується як різниця між дійсним і середнім вимірним значенням тангенсу кута втрат.

Стандартна невизначеність похибки компарування визначається з урахуванням стандартного відхилення серії із 10 вимірювань згідно [7, 8]

$$u_A(\widehat{\Delta tg\delta_{CE}}) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (\widehat{tg\delta_{Ci}} - \overline{tg\delta_C})^2}, \quad n=10;$$

а також невизначеності похибки квантування показів компаратора

$$u_B(\widehat{\Delta tg\delta_{QC}}) = \frac{a}{2\sqrt{3}},$$

де a – крок дискретизації показів компаратора [7, 8].

Для калібруванні мір електричної ємності за тангенсом кута втрат необхідно зібрати схему вимірювань, аналогічну зображеній на рис. 5. Вимірювання ємності і тангенсу кута втрат здійснюються компаратором під час подавання на міру ємності діючої напруги 100,0 V частотою 1000,0 Hz. Виконується серія із 10 вимірювань ємності і тангенсу кута втрат еталонної міри, що калібрується.

5. Побудова математичної моделі вимірювань тангенсу кута втрат та оцінювання його невизначеності вимірювань Під час калібрування міри електричної ємності тангенс кута втрат $tg\delta_X$ міри, що калібрується, отримується з математичної моделі вимірювань

$$tg\delta_X = tg\delta_S + \Delta tg\delta_C + \Delta tg\delta_{QC} + \Delta tg\delta_{TX} + \Delta tg\delta_{SC} + \Delta tg\delta_{CE} + \Delta tg\delta_{SY},$$

де $tg\delta_S$ – тангенс кута втрат еталонної міри, значення якого беруть із сертифікату її калібрування; $\Delta tg\delta_C$ – різниця між величиною, що виміряна компаратором і величиною тангенсу кута втрат, що відтворює еталонна міра, числове значення якої дорівнює різниці між середнім значенням показів компаратора під час вимірювання тангенсу кута втрат міри, що калібрується, та значенням еталонної міри, вказаним в сертифікаті калібрування (з урахуванням дрейфу)

$$\widehat{\Delta tg\delta_C} = \overline{tg\delta_C} - (\widehat{tg\delta_S} + \widehat{\Delta tg\delta_{SY}});$$

її стандартна невизначеність типу А згідно [7, 8] розраховується як стандартне відхилення показів компаратора серії із 10 вимірювань

$$u_A(\widehat{\Delta tg\delta_C}) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (\widehat{tg\delta_{Ci}} - \overline{tg\delta_C})^2}, \quad n=10,$$

$\Delta tg\delta_{QC}$ – поправка на похибку квантування компаратора, числове значення якої дорівнює нулю, а стандартна невизначеність обчислюється аналогічно наведеній вище $u_B(\widehat{\Delta tg\delta_{QC}})$; $\Delta tg\delta_{TX}$ – поправка на температурну залежність міри, що калібрується, числове значення якої дорівнює нулю, якщо міра застосовується на тій самій температурі, на якій здійснюється калібрування, а невизначеність цього параметра визначається як

$$u(\Delta tg\delta_{TX}) = \frac{\hat{K}_{tg\delta_{TX}} (t_{\max} - t_{\min})}{2\sqrt{3}},$$

де $K_{tg\delta_{TX}}$ – температурний коефіцієнт тангенсу кута втрат, значення якого отримується із специфікації виробника на конденсатор, що калібрується [15], або потребує додаткового дослідження [5, 6]; $t_{\min}, t_{\max}$ – границі температурного діапазону, в якому калібрується конденсатор; $\Delta tg\delta_{SC}$ – поправка на чутливість компаратора, числове значення якої отримується із специфікації виробника на компаратор; $\Delta tg\delta_{CE}$ – поправка на похибку компарування (див. вище); $\Delta tg\delta_{SY}$ – поправка, що зумовлена дрейфом значення тангенсу кута втрат еталонної міри з моменту останнього калібрування. Задля оцінки дрейфу і його невизначеності необхідно розрахувати прогнозоване значення еталонної міри на дату калібрування згідно [16–20].

Температурний коефіцієнт тангенса кута діелектричних втрат $K_{tg\delta_{TX}}$ є важливою метрологічною характеристикою прецизійних capacitance standards, яка визначає зміну значення $tg\delta$ під впливом температури. Фізична природа цієї залежності зумовлена комплексом процесів, що відбуваються в діелектрику конденсатора, зокрема температурною залежністю електропровідності та механізмів поляризації. З підвищенням температури, як правило, зростає провідність діелектричного матеріалу, що призводить до збільшення активної складової струму і, відповідно, до зростання тангенса кута втрат. Крім того, температурні зміни впливають на релаксаційні процеси в діелектрику, що може викликати нелінійну залежність $tg\delta$ від температури, особливо у випадку складних або багатокомпонентних матеріалів.

Суттєвий вплив на температурний коефіцієнт $K_{tg\delta_{TX}}$ мають також конструктивні особливості конденсатора та умови проведення вимірювань. До таких факторів належать паразитні втрати у струмопровідних елементах, контактні опори, поверхневі витоки та якість ізоляційних матеріалів. Температурні зміни можуть спричиняти варіації цих параметрів, що додатково впливає на результати вимірювання тангенса кута втрат. Важливу роль відіграє також частота вимірювального сигналу, оскільки співвідношення між провідними та діелектричними втратами змінюється залежно від частоти, що, у свою чергу, визначає характер температурної залежності $tg\delta$. У прецизійних вимірюваннях необхідно враховувати і вплив зовнішніх факторів, зокрема вологості та температурних градієнтів, які можуть викликати додаткові нестабільності та похибки.

Для еталонних конденсаторів, у яких значення $tg\delta$ є надзвичайно малими (на рівні 10^{-8} – 10^{-5}), навіть незначні температурні зміни можуть призводити до відчутних відносних відхилень результатів вимірювань. У зв'язку з цим забезпечення стабільного температурного режиму (зокрема шляхом термостатування) є необхідною умовою проведення високоточних калібрувань. Температурний коефіцієнт тангенса кута втрат $K_{tg\delta_{TX}}$ повинен враховуватися у модельному рівнянні вимірювання у вигляді відповідної поправки, а також включатися до бюджету невизначеності як один із суттєвих внесків. Це забезпечує підвищення достовірності результатів калібрування та їх метрологічну простежуваність до міжнародного або національного еталона.

В таблиці наведено приклад розрахунку бюджету невизначеності ($tg\delta_X$), який застосовується під час калібрування прецизійних конденсаторів за фактором втрат.

Стандартна невизначеність тангенсу кута втрат еталонної міри $u(tg\delta_S)$ отримується із її сертифікату калібрування.

Сумарна стандартна навізначеність дійсного значення тангенсу кута втрат отримується через взяті з таблиці внески невизначеності $u_i(tg\delta_X)$ за формулою

$$u(tg\delta_X) = \sqrt{\sum_{i=1}^m u_i^2(tg\delta_X)}.$$

Розширена невизначеність в табл.1 отримується з виразу

$$U = k \cdot u(tg\delta_X) = 2 \cdot 3,92E - 06 = 7,83E - 06$$

за коефіцієнта охоплення $k = 2$ та $p = 0,95$.

Забезпечення стабільності частоти 1000 Hz, на якій проводяться вимірювання, дає змогу не враховувати частотну залежність еталонної міри та міри, що калібрується.

Величина X_i	Оцінка x_i	Стандартна невизначеність $u(x_i)$	Розподіл	Тип оцінювання стандартної невизначеності	Коефіцієнт чутливості c_i	Внесок у невизначе- ність $u_i(y)$
$tg\delta_S$	1,06E-06	1,50E-06	норм.	B	1	1,50E-06
$\Delta tg\delta_C$	-2,48E-07	2,91E-06	норм.	A	1	2,91E-06
$\Delta tg\delta_{QC}$	0	5,78E-07	прямокут.	B	1	5,78E-07
$\Delta tg\delta_{TX}$	0	1,80E-07	норм.	B	1	1,80E-07
$\Delta tg\delta_{SC}$	0	1,05E-07	норм.	B	1	1,05E-07
$\Delta tg\delta_{CE}$	-1,30E-06	1,80E-06	норм.	B	1	1,80E-06
$\Delta tg\delta_{SY}$	1,20E-07	1,00E-06	норм.	B	1	1,00E-06
$tg\delta_X$	9,32E-07	Сумарна стандартна невизначеність			u_c	3,92E-06
		Ефективні ступені свободи			n_{eff}	>200, $k = 2$
		Розширена невизначеність ($p \gg 95 \%$)			U	7,83E-06

Висновки.

1. У ході проведених досліджень запропоновано та науково обґрунтовано методичний підхід до калібрування прецизійних еталонних конденсаторів за тангенсом кута діелектричних втрат на Державному первинному еталоні одиниць електричної ємності та фактора втрат. Запропонований підхід базується на використанні еталонного компаратора комплексного опору, математичної моделі вимірювань та формуванні обґрунтованого бюджету невизначеності, що дає змогу врахувати основні фактори, які впливають на результат визначення тангенса кута втрат.

2. Розроблено модельне рівняння вимірювання, яке описує процес визначення тангенса кута втрат під час калібрування мір ємності та враховує внески від параметрів еталонної міри, похибок компарування, нестабільності температурних умов, похибок квантування компаратора та дрейфу характеристик еталонних мір. На основі цієї моделі сформовано бюджет невизначеності, що дає можливість кількісно оцінити внесок окремих джерел невизначеності у сумарну невизначеність результату вимірювання.

3. Показано, що вимірювання тангенса кута втрат для прецизійних конденсаторів є складною метрологічною задачею через надзвичайно малі значення цього параметра та значний вплив паразитних втрат у вимірювальному тракті. Отримані результати демонструють можливість визначення тангенса кута втрат із підтвердженою невизначеністю, що відповідає сучасним вимогам до високоточних електричних вимірювань.

4. Запропонований підхід забезпечує метрологічну простежуваність результатів вимірювань параметрів конденсаторів до Державного первинного еталона одиниць електричної ємності та фактора втрат та може бути використана під час калібрування робочих і вторинних еталонів ємності, що застосовуються у калібрувальних і випробувальних лабораторіях.

5. Результати дослідження мають важливе значення для розвитку національної метрологічної інфраструктури України, оскільки забезпечують удосконалення методичного забезпечення калібрування засобів вимірювальної техніки у сфері вимірювань електромагнітних величин. Реалізація запропонованого підходу сприятиме забезпеченню міжнародної простежуваності результатів вимірювань та їх взаємному визнанню в межах Угоди про взаємне визнання національних еталонів, сертифікатів калібрування та вимірювань, що видаються національними метрологічними інститутами (CIPM MRA) [13].

6. Практичне впровадження результатів роботи сприятиме підвищенню достовірності вимірювань параметрів конденсаторів та інших складових електричних систем, що використовуються у вимірювальній техніці, енергетиці, телекомунікаційних системах та засобах контролю електричної ізоляції. Таким чином, результати дослідження мають важливе державне значення, оскільки сприяють забезпе-

ченню надійності функціонування енергетичної інфраструктури, розвитку високотехнологічних галузей промисловості та інтеграції України до міжнародного економічного простору.

1. IEC 62631-2-1:2018. Dielectric and resistive properties of solid insulating materials. Part 2-1: Relative permittivity and dissipation factor – AC methods. Geneva, International Electrotechnical Commission, 2018. 45 p.
2. IEC 60384-1: Fixed capacitors for use in electronic equipment. Part 1: Generic specification. Geneva, International Electrotechnical Commission, 2021. 80 p.
3. Shoma Tanaka, Tadahiro Horinouchi, Shoichi Abe, Yasumasa Matsuno, Toru Sasaki, Takashi Kikuchi, Nobuhiro Harada. Inactivation property of microorganisms in water irradiated by atmospheric-pressure plasma using dielectric barrier discharge. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*. 2013. Vol. 8, Issue 2. Pp. 105-110. DOI: <https://doi.org/10.1002/tee.21828>.
4. Velychko O., Shevkun S., Gordiyenko T., Dobroliubova M. Metrological Traceability of Impedance Parameter Measurements in Ukraine. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2018. No. 4/9 (94). Pp. 43-49. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.139689>.
5. IEC 60250: Recommended methods for the determination of the permittivity and dielectric dissipation factor of electrical insulating materials. Geneva, International Electrotechnical Commission, 2018. 56 p.
6. Simmon E. D., FitzPatrick G., Petersons O. Calibration of Dissipation Factor Standards. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1999. Vol. 48. No. 2. Pp. 450-452. DOI: <https://doi.org/10.1109/19.769624>.
7. JCGM 100:2008. Evaluation of Measurement Data. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM). Joint Committee for Guides in Metrology, 2008. 124 p.
8. EA-4/02 M:2013. Evaluation of the Uncertainty of Measurement in Calibration. Paris, European Cooperation for Accreditation, 2013. 76 p.
9. BIPM. The International System of Units (SI), 9th ed. Sèvres: Bureau International des Poids et Mesures, 2019. 218 p.
10. ISO/IEC 17025:2017. General Requirements for the Competence of Testing and Calibration Laboratories. Geneva, International Electrotechnical Commission, 2017. 32 p.
11. Velychko O., Surdu M., Shevkun S., Dobroliubova M.. Transfer of the Units Size by the Range of Values with Using the State Primary Standard of the Units of Electrical Capacitance and Dissipation Factor. Proc. 27th International Scientific Symposium on *Metrology and Metrology Assurance* 2017. Bulgaria, 8-12 September 2017. Pp. 40-43.
12. Velychko. O., Shevkun. S. Evaluation results of comparison of the national standards of capacitance unit. Proc. XXI IMEKO World Congress on *Measurement in Research and Industry*. Czech Republic. 30 August – 4 September 2015. 5 p. DOI: <https://doi.org/10.13140/RG.2.1.2362.7926>
13. BIPM. Mutual Recognition Arrangement (CIPM MRA): Mutual Recognition of National Measurement Standards and of Calibration and Measurement Certificates Issued by National Metrology Institutes, 1999, 46 p.
14. KCDB – the BIPM key comparison database. URL: <https://www.bipm.org/kcdb/> (Accessed: 14.02.2026).
15. Andeen-Hagerling Inc. AH11A Capacitance Standard. Instruction Manual and Technical Notes. URL: <https://www.andeen-hagerling.com/> (Accessed 14.02.2026).
16. Shevkun S, Dobroliubova M., Statsenko O., Sevkun M. Calculation of the capacitance predicted value of a precision capacitor and evaluation of its uncertainty by extrapolating the results of previous calibrations using the weighted linear regression method. *Measurements infrastructure*. 2026. No. 11. Pp. 1-9. DOI: [https://doi.org/10.33955/v11\(2026\)-090](https://doi.org/10.33955/v11(2026)-090)
17. White D. R. Drift of standards and transfer devices. *Metrologia*. 2005. Vol. 42 (1). Pp. 30-36.
18. Montgomery D. C., Peck E. A., Vining G. G. Introduction to Linear Regression Analysis. 5th ed., John Wiley & Sons, 2012. 672 p.
19. JCGM GUM-6:2020. Guide to the expression of uncertainty in measurement - Part 6: Developing and using measurement models. 2020.
20. JCGM 100:2008 Evaluation of measurement data. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM 1995 with minor corrections). Joint Committee for Guides in Metrology. 2008

UNCERTAINTY EVALUATION OF THE DISSIPATION FACTOR AT CALIBRATION OF PRECISION CAPACITANCE STANDARDS

S.M. Shevkun¹, V.P. Kvasnikov², M.V. Dobroliubova³, O.V. Statsenko³, M.S. Shevkun⁴

¹ State Enterprise "All-Ukrainian State Scientific-and-Production Centre for Standardization, Metrology, Certification and Protection of Consumer",
4, Metrologichna str., Kyiv, 03143, Ukraine.

² State University «Kyiv Aviation Institute»,
1, Liubomyra Huzara ave, Kyiv, 03058, Ukraine.

³ National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
37, Prospect Beresteyskyi, Kyiv, 03056, Ukraine.

⁴ PEOPLE: Projects to Empower & Organize the Psychiatrically Labeled, Inc.,
22 N Oakwood Terrace, New Paltz, NY, 12561, USA.

E-mail: shevkun@ukrcsm.kiev.ua, volodymyr.kvasnikov@npp.kai.edu.ua, m.v.dobroliubova@gmail.com,
o.statsenko@kpi.ua, mshevkun.dev@gmail.com.

This article examines the methodological and metrological aspects of calibrating precision capacitance standards using the dissipation factor (loss factor) at the State Primary Standard of units of electrical capacitance and loss factor. The relevance of the study stems from the need to ensure high accuracy in measuring capacitance and loss parameters in capacitors, which are widely used in measurement technology, power engineering, telecommunications systems, and other fields, particularly in electrical insulation testing equipment. The dissipation factor is an important characteristic of dielectric materials and capacitors, which determines the level of energy losses in the dielectric and significantly affects the accuracy of complex impedance measurements, as well as the results of electrical insulation system diagnostics.

This paper presents a block diagram of the measurement setup used to calibrate precision capacitance standards based on the dissipation factor and describes its operating principle. A mathematical model of the measurements has been developed that accounts for the main components affecting the result of determining the dissipation factor, in particular the parameters of the measuring bridge, errors in the quadrature signal, the influence of frequency and supply voltage instability, as well as parasitic losses in the elements of the measuring path. A model equation for the measurement is presented, and a detailed interpretation of the physical meaning of its components is provided.

Particular attention is paid to the analysis of sources of measurement uncertainty and the development of an uncertainty budget for the calibration procedure. An example is given of the calculation of the total standard and expanded uncertainty of the calibration result for a precision volume measure based on the dissipation factor. The results obtained can be used to develop calibration methods for capacitance standards based on the dissipation factor and to ensure the metrological traceability of measurements of capacitor parameters to the national standard. References 20, figures 5, table 1.

Keywords: uncertainty budget, capacitance standard, measurement model, national standard, precision capacitor, measurement traceability, dissipation factor, loss factor.

Надійшла 19.03.2026

Прийнята 13.05.2026

ДО 75-РІЧЧЯ ЧЛЕНА-КОРЕСПОНДЕНТА НАЦІОНАЛЬНОЇ АКАДЕМІЇ НАУК УКРАЇНИ МИХАЛЬСЬКОГО ВАЛЕРІЯ МИХАЙЛОВИЧА



Валерій Михайлович Михальський народився 3 липня 1951 року в с. Будеї Одеської області. У 1973 році закінчив факультет автоматики та промислової електроніки Одеського політехнічного інституту за спеціальністю «Промислова електроніка». З 1977 року його наукова діяльність нерозривно пов'язана з Інститутом електродинаміки НАН України, де він пройшов шлях від інженера I категорії до завідувача відділу перетворення та стабілізації електромагнітних процесів, а згодом – до головного наукового співробітника. У 2018 році Валерія Михайловича обрано членом-кореспондентом НАН України за спеціальністю «Силова електроніка».

В.М. Михальський є відомим ученим у галузі силових електроніки, представником наукової школи Інституту електродинаміки НАН України в напрямі досліджень перетворення і стабілізації параметрів електромагнітної енергії. Його наукова діяльність спрямована на вирішення фундаментальних і прикладних проблем підвищення енергоефективності та електромагнітної

сумісності систем електроживлення на основі сучасних напівпровідникових перетворювачів.

Основні наукові результати Валерія Михайловича пов'язані з розробленням нових принципів побудови та керування напівпровідниковими перетворювачами, спрямованих на одночасне підвищення якості вхідного струму та вихідної напруги. Ним розроблено нову концепцію компенсації спотворень у перетворювачах з широтно-імпульсною модуляцією, що базується на зміні масштабів складових просторових векторів вихідної напруги. Запропоновані наукові підходи дали змогу суттєво підвищити енергетичні характеристики перетворювальних пристроїв і розширити можливості їх практичного застосування.

Вагомим внеском В.М. Михальського у розвиток силових електроніки стало створення нових принципів комутації змінного струму, заснованих на поєднанні алгоритмів векторної модуляції з покрововим перемиканням ключів двосторонньої провідності. Запропоновані рішення сприяли розвитку сучасної перетворювальної техніки енергетичного призначення та знайшли відображення в нових поколіннях високоефективних напівпровідникових перетворювачів електроенергії.

Результати наукових досліджень В.М. Михальського стали основою для створення засобів і методів керування пристроями силових електроніки та електромеханічними системами, призначеними для забезпечення електромагнітної сумісності джерел електроенергії та споживачів. Під його керівництвом розроблено низку конкурентоспроможних пристроїв перетворювальної техніки, які впроваджено у виробництво та використовуються в різних галузях промисловості.

Значну увагу Валерій Михайлович приділяє освітній діяльності, зокрема у підготовці наукових кадрів, роботі у спеціалізованих вчених радах та експертній діяльності. Під його науковим керівництвом підготовлено 3 кандидати технічних наук та 1 доктор технічних наук, які продовжують розвивати наукові напрями, започатковані ним.

В.М. Михальський є автором понад 250 наукових праць, у тому числі 4 монографій, а також більш ніж 45 авторських свідоцтв і патентів (серед яких — патенти США та Великої Британії). Його наукові досягнення здобули широке визнання в Україні та за її межами. За вагомий внесок у розвиток науки і техніки він удостоєний Державної премії України в галузі науки і техніки, а також відзначений державними та відомчими нагородами.

Колеги, учні та друзі щиро вітають Валерія Михайловича з 75-річним ювілеєм, бажають йому міцного здоров'я, невичерпної енергії, творчого довголіття, нових наукових здобутків і подальших успіхів у розвитку сучасної науки!