



# 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

**№5**  
**2025**

## РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ\*

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

## EDITORIAL BOARD\*

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

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

## INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

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

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

### Адреса редакції:

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

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

## ЗМІСТ

**Теоретична електротехніка та електрофізика**

КУЧЕРЯВА І.М. Аналіз електричного поля силових кабелів із зшито-поліетиленою ізоляцією за наявності типових дефектів напівпровідного екрана.....3

**Перетворення параметрів електричної енергії**

PAVLOV G.V., OBRUBOV A.V., VINNICHENKO I.L., MAKHNOV A.O.

Quasi-static model of resonant power converter .....9

SHERBA A.A., SUPRUNOVSKA N.I. Analysis of transient and steady-state modes in the power supply system of electric vehicles, which contains a battery and supercapacitors connected in parallel..... 19

КОВБАСА С.М., ВЕРБОВИЙ Ю.В., КОЛОМІЙЧУК С.В. Порівняльний аналіз динамічних характеристик SI-MOSFET, SIC-MOSFET та SI-IGBT транзисторів.....26

ГУРІН В.К., ЮРЧЕНКО О.М., ПЛІНСЬКИЙ В.В. Вплив магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями конденсаторів на згасання, яке вносить протишадний фільтр у несиметричну заваду.....38

**Електромеханічне перетворення енергії**

AKININ K.P., KIREYEV V.G., PETUKHOV I.S., FILOMENKO A.A. The influence of brushless magnetoelectric tachogenerator signal pulsations on the servo system tuning .....45

**Електроенергетичні системи та установки**

ПАРУС С.В., БЛІНОВ І.В. Оптимізація використання доступних енергоресурсів мікромережі за умов підтримки готовності до ізолюваного режиму .....56

**Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці**

БРАГИНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О. Метрологічне забезпечення фазових вимірювань в лазерній далекометрії.....70

HALCHENKO V.Ya., TREMBOVETSKA R.V., TYCHKOV V.V. Robust parameter design of surfaceeddy current probes. The case of measuring geometric anomalies in a stationary test object..... 76

KERIMZADE G.S., RZAYEVA S.V. Engineering solutions for the integration of Internet of things devices and sensors .....89

**CONTENTS**

**Theoretical electrical engineering and electrophysics**

KUCHERIAVA I.M. Analysis of electric field in cross-linked polyethylene insulated cables with typical defects of semiconducting shield.....3

**Conversion of electric energy parameters**

PAVLOV G.V., OBRUBOV A.V., VINNICHENKO I.L., MAKHNOV A.O.  
Quasi-static model of resonant power converter .....9  
SHERBA A.A., SUPRUNOVSKA N.I. Analysis of transient and steady-state modes in the power supply system of electric vehicles, which contains a battery and supercapacitors connected in parallel..... 19  
KOVBASA S.M., VERBOVYI Yu.V., KOLOMIICHUK Ye.V. Comparative analysis of dynamic characteristics of SI-MOSFET, SIC-MOSFET and SI-IGBT transistors.....26  
GURIN V.K., YURCHENKO O.M., PILINSKY V.V.  
Influence of magnetic coupling between parasitic inductances of capacitors of different types on the damping of common mode interference introduced by an RFI filter .....38

**Electromechanical energy conversion**

AKININ K.P., KIREYEV V.G., PETUKHOV I.S., FILOMENKO A.A. The influence of brushless magnetoelectric tachogenerator signal pulsations on the servo system tuning .....45

**Electric power systems and installations**

PARUS Ye.V., BLINOV I.V. Optimization of the use of available energy resources of the microgrid under the condition of supporting readiness for isolated mode.....56

**Information Measuring Systems in Electric Power Engineering**

BRAHYNETS I.O., MASJURENKO Yu.O. Metrological support of phase measurements in laser range-metry .....70  
HALCHENKO V.Ya., TREMBOVETSKA R.V., TYCHKOV V.V. Robust parameter design of surface eddy current probes. The case of measuring geometric anomalies in a stationary test object ...76  
KERIMZADE G.S., RZAYEVA S.V. Engineering solutions for the integration of Internet of things devices and sensors .....89

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

**АНАЛІЗ ЕЛЕКТРИЧНОГО ПОЛЯ СИЛОВИХ КАБЕЛІВ ІЗ ЗШИТО-ПОЛІЕТИЛЕНОВОЮ ІЗОЛЯЦІЄЮ ЗА НАЯВНОСТІ ТИПОВИХ ДЕФЕКТІВ НАПІВПРОВІДНОГО ЕКРАНА**

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

*За допомогою комп'ютерного моделювання проведено дослідження електричного поля в зшити-поліетиленовій ізоляції кабелю середньої напруги (10 кВ) з типовими дефектами напівпровідних ізоляційних шарів. Дефекти пов'язані з технологічними відхиленнями, експлуатаційними умовами, електричним старінням та навантаженням навколишнього середовища. Модель побудовано в квазіелектростатичному наближенні для осесиметричного представлення кабелю. Розглянуто також об'ємний дефект з порушенням герметизації кабелю, руйнуванням металевих екранів і частини основної ізоляції, у разі чого електричне поле поширюється в оточуюче середовище. Проаналізовано нерівномірність розподілу електричного поля в ізоляції, характер змінення і рівень його посилення залежно від розглянутих дефектів. За результатами чисельного дослідження пояснено причини старіння поліетиленової ізоляції силових кабелів та оцінено ризик наявності розглянутих дефектів для електричної міцності ізоляції і довготривалого надійного функціонування. Бібл. 17, рис. 3.*

**Ключові слова:** силовий кабель, середня напруга, зшити-поліетиленова (ЗПЕ) ізоляція, напівпровідні екрани, характерні дефекти, старіння ізоляції, електричне поле, комп'ютерне моделювання.

**Вступ.** На теперішній час силові кабелі із зшитого поліетилену (ЗПЕ) на середню напругу (1–35 кВ) є домінуючими у застосуванні в мережах виробництва і розподілу електроенергії, в промисловій, комерційній, комунальній сферах [1]. Пік їх встановлення і використання у світі припадає на 80-і рр. ХХ століття, а середній термін експлуатації становить майже 40 років. Кабелі середньої напруги, як правило, зберігають безпеку і надійність, електричну міцність зшити полімерної ізоляції. Проте впродовж тривалого часу роботи вони піддаються різноманітним навантаженням, що спричиняють поступову деградацію кабельної системи і можуть призводити до збоїв у роботі.

Сучасні кабелі середньої напруги використовують зшитий поліетилен як ізоляційний матеріал, що складається з трьох міцно з'єднаних шарів – екрануючого шару жил (внутрішнього напівпровідного екрана), основної ізоляції та зовнішнього напівпровідного екрана. Монолітна ЗПЕ ізоляція є доступним і надійним рішенням, інтерес до якого постійно зростає [1, 2]. Разом з цим актуальність зберігають питання старіння ЗПЕ ізоляції, зокрема внаслідок дефектів виготовлення, проникнення всередину вологи та інших продуктів забруднення, розвитку тріщин, протікання часткового розряду, пробою ізоляції, які спричиняють несправності і навіть вихід кабелів із ладу [3–8]. Дослідження властивостей та технологічних і експлуатаційних дефектів ізоляційної структури проводяться також теоретичними методами і шляхом комп'ютерного моделювання [9–11].

Статистика несправностей силових кабелів середньої напруги узагальнена в роботі [3] на основі польових даних різних країн: США, Данії, Великобританії, Китаю тощо. Близько 50% складають несправності, не пов'язані з роботою енергомережових компаній і з якістю самого кабелю, наприклад, це механічні пошкодження, спричинені земляними роботами. Інші 50% збоїв класифікуються наступним чином: 10–20% – пов'язані зі старінням кабелів і ізоляції; 10% – помилки під час прокладання кабелів; 7–15% – збої внаслідок низької якості виробництва; 10% – інші збої, включаючи перенапруги, перегрів, погодні умови тощо.

Силові кабелі під час роботи постійно піддаються різноманітним фізичним навантаженням, а саме: електричним, термічним, механічним та навантаженням навколишнього середовища [3].

© Кучерява І.М., 2025

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



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

Електричне старіння пов'язується із забрудненнями, домішками, порожнинами, нерівностями, іншими макро- та мікродфектами елементів кабелю і призводить до трійнів і часткових розрядів, скороченню електричної міцності ізоляції. Термічне старіння виникає за різких температурних змінах. Навколишнє середовище впливає на якість кабелів внаслідок проникнення вологи і хімікатів, радіації т. ін. Означені навантаження, накладаючись один на одне та поєднуючись з початковими дефектами, прискорюють процеси старіння ізоляції, скорочують надійність і термін служби кабелів.

Технологічні та експлуатаційні дефекти напівпровідних екранів силових кабелів, вимоги до виготовлення та механізми деградації поліетиленової ізоляції детально представлено в [12].

Виявлення і дослідження дефектів силових кабелів надає інформацію відносно важливості врахування характерних дефектів у технологічному процесі виготовлення кабелів, а також сприяє визначенню ймовірності несправностей, допомагає в плануванні і рішеннях з технічного обслуговування, скороченню простоїв і циклів заміни кабельних ділянок з дефектами залежно від типу кабелю та його поточного стану.

**Мета роботи** – на основі кількісного дослідження електричного поля в ЗПЕ ізоляції з типовими дефектами кабелів на середню напругу визначити характер змінення і рівень електричного поля для оцінки стану ізоляційної структури і можливих практичних рішень щодо обслуговування/заміни ділянок кабелів з певними ушкодженнями.

Розглянуті дефекти (рис. 1 верхній ряд та рис. 2 ліворуч) безпосередньо стосуються екрануючих напівпровідних шарів ізоляції і виявлені в центрах з тестування і дослідження електричних систем National Electric Energy Testing, Research & Applications Center (США) [4, 13] та Powertech Labs Inc. (Канада) [8, 14].

**Постановка задачі та модель для дослідження.** Досліджується силовий кабель із ЗПЕ ізоляцію марки АПвЕП-10 на напругу 10 кВ з перерізом жили 120 мм<sup>2</sup>, зовнішнім діаметром 33 мм, товщиною основної ізоляції 4 мм і кожного з напівпровідних екранів 1,2 мм. Розглядаються характерні пошкодження кабелю, які мають відношення до внутрішнього напівпровідного шару (рис. 1, картини зверху [4]): відсутність частини провідників жили поблизу напівпровідного екрана, дефект екрана жили у вигляді нерівностей-порожнин, заповнених повітрям, і порожнина у внутрішньому екрані, заповнена водою [4], а також окремий випадок відсутності частини мідного екрана, зовнішнього напівпровідного шару й ізоляції внаслідок дугоутворення (рис. 2, ліворуч) [8]. Саме втрата функції металевого екрана або напівпровідного шару ізоляції, а також недостатній контакт між ними призводять до виникнення електричної дуги і руйнування кабелю. Розглянуті дефекти пов'язані з якістю виготовлення, електричним старінням (деградацією) ізоляції і навантаженням від навколишнього середовища. Дослідження електричного поля в кабелі з дефектами виконується шляхом чисельного моделювання в програмі Comsol [15]. Використовуються двовимірні розрахункові моделі у разі осесиметричного представлення кабелю за його довжиною (рис. 1 знизу, рис. 2 праворуч).

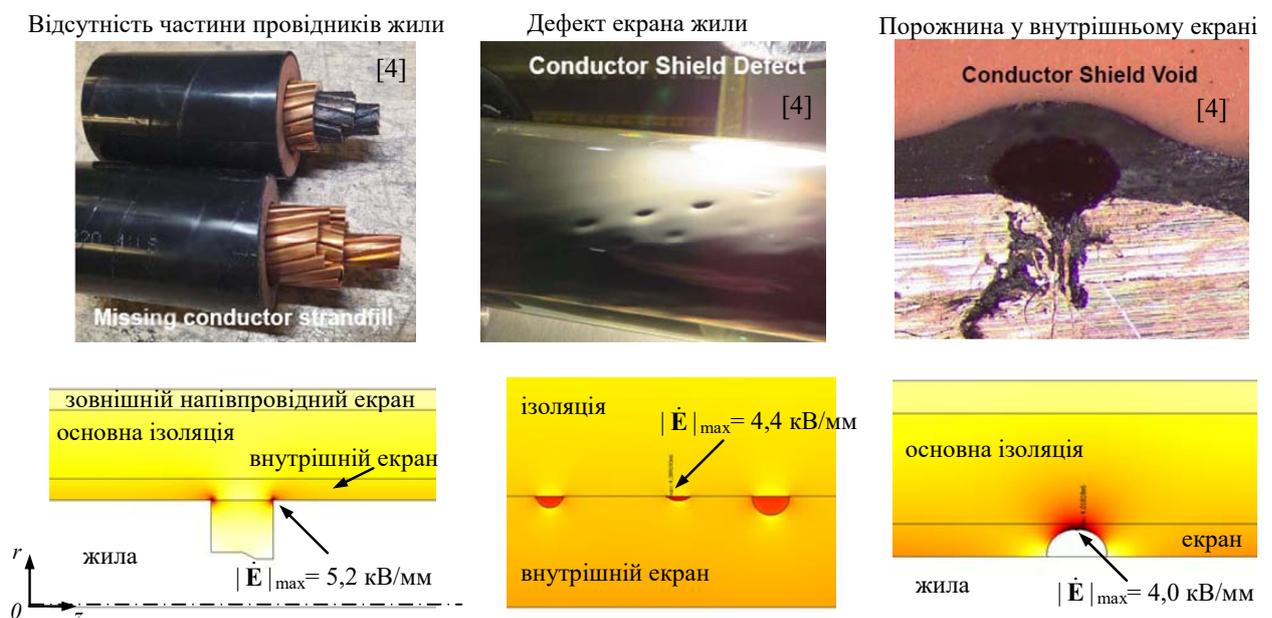


Рис. 1

Основним рівнянням математичної моделі є диференціальне рівняння для комплексного електричного потенціалу  $\dot{\varphi}$ , записане в частотній області

$$\nabla \cdot \dot{\mathbf{J}}_{tot} = 0, \quad \nabla \cdot (\sigma + j\omega\varepsilon_0\dot{\varepsilon}_r)\nabla \dot{\varphi} = 0, \quad (1)$$

де  $\dot{\mathbf{J}}_{tot} = (\sigma + j\omega\varepsilon_0\dot{\varepsilon}_r)\dot{\mathbf{E}}$ ,  $\dot{\mathbf{E}} = -\nabla\dot{\varphi}$ ,  $\dot{\mathbf{J}}_{tot}$  – густина повного електричного струму (струму провідності та струму зміщення),  $\varepsilon_0$  та  $\dot{\varepsilon}_r$  (у загальному випадку комплексна величина) – відповідно, електрична стала та відносна діелектрична проникність середовища (кожного з трьох шарів ізоляції);  $\sigma$  – електропровідність відповідного середовища;  $\omega = 314$  рад/с – кругова частота (встановлена частота 50 Гц).

Ушкодження оболонки і частини ізоляції

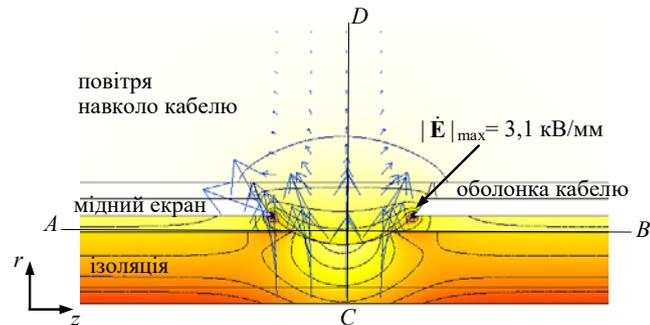
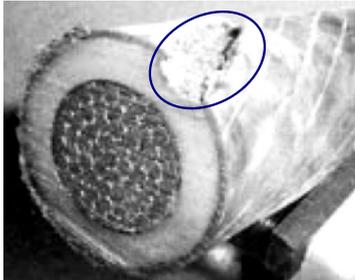


Рис. 2

Задля врахування нелінійності електропровідності основної ізоляції в моделі використовуються ефективне значення  $\sigma$  в залежності від напруження електричного поля [16]

$$\sigma(|\dot{\mathbf{E}}|) = a \cdot \exp\left(-\frac{E_A \cdot q_e}{20k_B}\right) \frac{\sinh(b \cdot 10^{-7} |\dot{\mathbf{E}}|)}{|\dot{\mathbf{E}}|}. \quad (2)$$

Тут  $q_e = -1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл – заряд електрона;  $k_B = 1,381 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постійна Больцмана;  $a = 3,2781$  та  $b = 2,7756$  – експериментально визначені константи;  $E_A = 0,56$  еВ – енергія активації; залежність (2) відповідає температурі 20°C.

У загальному випадку врахування залежності (2) важливо для кабелів високої і надвисокої напруги за напруженості електричного поля до 10–11 кВ/мм [17].

Задаються граничні умови:  $\dot{\varphi} = U$  ( $U$  – амплітудного значення фазної напруги) – на поверхні жили кабелю;  $\dot{\varphi} = 0$  – на поверхні мідного екрану, що оточує ізоляцію; умова електричної ізоляції  $\mathbf{n} \cdot \dot{\mathbf{J}} = 0$  – на зовнішніх границях, крім осі симетрії; умова неперервності  $\mathbf{n} \cdot (\dot{\mathbf{J}}_1 - \dot{\mathbf{J}}_2) = 0$  ( $\mathbf{n}$  – одиничний вектор зовнішньої нормалі,  $\dot{\mathbf{J}} = \dot{\mathbf{J}}_{tot}$ ) – на внутрішніх границях.

Для випадку поширення електричного поля за межі пошкодженого кабелю (рис. 2) розрахункова область включає навколишнє середовище (повітря), її розмір більш ніж у 4 рази перевищує діаметр кабелю.

У моделі нехтується впливом на розподіл електричного поля аналогічних дефектів, розташованих симетрично осі  $OZ$  (рис. 1). Прийнято також наступні припущення: матеріал ізоляції є ізотропним; сторонні заряди в діелектрику відсутні; в розрахунках задані однакові значення діелектричної проникності  $\varepsilon_r$  (її дійсної частини) для всіх трьох шарів ЗПЕ ізоляції (уявна частина не враховується); шари ізоляції характеризуються слабкою питомою електропровідністю, яка має свої постійні значення для кожного шару.

Основні дані для розрахунків: діелектрична проникність ізоляційних шарів  $\varepsilon_r = 2,4$ ; електропровідність зовнішнього / внутрішнього екранів відповідно  $\sigma = 10^{-8} / 10^{-10}$  См/м. Водне середовище в порожнині внутрішнього екрану (рис. 1, праворуч) має характеристики:  $\varepsilon_r = 5$ ,  $\sigma = 0,05$  См/м. Значення характеристик узгоджуються з даними статті [9]. Враховано, що електропровідність напівпровідних шарів може змінюватися залежно від частки наповнювачів, зокрема технічного вуглецю (сажі) в полімерному матеріалі.

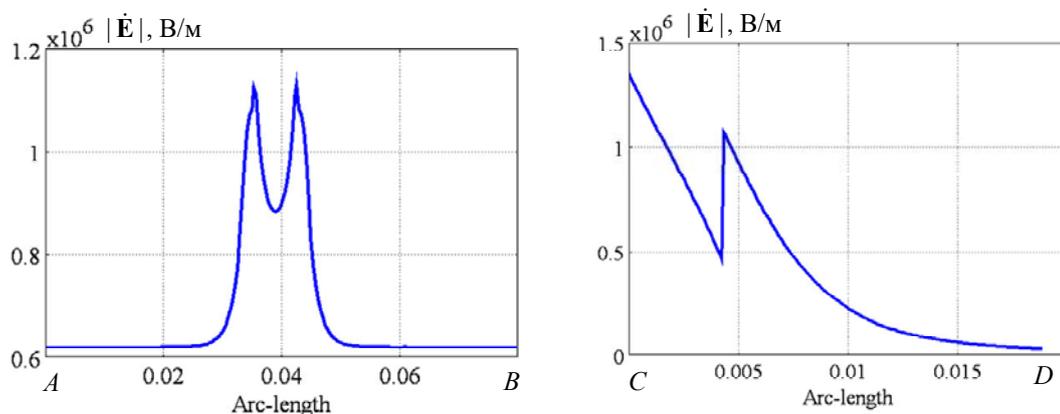
У процесі реалізації описаної моделі методом скінченних елементів в областях розташування дефектів використовується максимально можлива кількість розрахункових вузлів.

**Результати комп'ютерних розрахунків.** На рис. 1 показано розглянуті дефекти кабелю, зв'язані з внутрішнім напівпровідним екраном (картини зверху [4]) та результати моделювання електричного поля поблизу таких дефектів (картини знизу). Невеликі дефекти внутрішнього екрана заповнені повітрям, а порожнина в екрані праворуч – водою (у припущенні просочення вологи всередину кабелю за тривалий час роботи). Електричне поле відображено кольором. Більш інтенсивний колір відповідає більшим значенням напруженості електричного поля.

Для обраного подрібнення розрахункової області максимальне значення поля складає  $|\dot{\mathbf{E}}|_{\max} = 5,2$  кВ/мм і досягається в кутових зонах ізоляції, прилеглих до жили без частини провідників. За розрахунками таке значення перевищує значення поля біля поверхні жили без дефектів майже у 2,5 рази. Усі дефекти на рис. 1 спричиняють посилення електричного поля від 2 разів і вище у порівнянні з полем за відсутності пошкоджень. Це свідчить про значну ймовірність подальшої деградації ізоляції в зонах поблизу дефектів і поступового її старіння в цілому.

Рис. 2 показує руйнування кабелю від зовнішньої поверхні аж до частини основної ізоляції у разі втрати захисної функції оболонки і частини металевого екрана (рис. 2, ліворуч [8]). Таке пошкодження визначається як об'ємний дефект. Розподіл вектора електричного поля  $|\dot{\mathbf{E}}|$  контурними лініями і стрілками поблизу такого дефекту відображено на рис. 2, праворуч. Електричне поле розповсюджується у навколишнє середовище. У радіальному напрямку поле незначно поширюється за межі кабелю і повністю затухає на відстані до 2-х його радіусів. Максимальне поле  $|\dot{\mathbf{E}}|_{\max} = 3,1$  кВ/мм і досягається на границі пошкодження з зовнішнім напівпровідним екраном, що може призводити до подальшого його руйнуванням в цій локальній зоні. Найбільш небезпечними для руйнування і розвитку процесів старіння є крайові зони ізоляції біля межі напівпровідного шару.

На рис. 3 показано змінення електричного поля вздовж ліній  $AB$  і  $CD$ , зображених на рис. 2. Виявлено максимальні значення напруженості поля саме на зруйнованій границі зовнішнього напівпровідного екрана (графік ліворуч) та різке змінення  $|\dot{\mathbf{E}}|$  під час переходу від основної ізоляції до напівпровідного екрану (графік праворуч) як середовищ з різними значеннями електропровідності.



**Рис. 3**

**Висновки.** Оцінка стану силових кабелів проводиться, перш за все, за результатами перевірки і виявлення найбільш характерних дефектів всіх конструктивних елементів. Напівпровідні шари зшити-поліетиленової ізоляції кабелів призначені задля утримання електричного поля всередині діелектрика і вирівнювання розподілу поля на поверхні основної ізоляції. Ця функція порушується у разі наявності дефектів.

У роботі розглянуто типові дефекти ізоляційної структури кабелю середньої напруги (10 кВ), а саме пошкодження у вигляді нерівностей і порожнин напівпровідного екрана, відсутності декількох дротів жили у разі утворення повітряної області біля внутрішнього напівпровідного екрана та значне руйнування частини металевого екрана і ізоляції внаслідок дугоутворення, що призводить до розповсюдження електричного поля за межі кабелю.

Проаналізовано розподіл напруженості електричного поля та рівень його посилення поблизу дефектів, що знижує електричну міцність ізоляції і підвищує ймовірність її руйнування на границі з дефектами.

Виявлено, що наявність досліджених дефектів в ізоляції спричиняє збільшення електричного поля в локальних зонах їх розташування до 2,5 разів у порівнянні з полем в ізоляції без дефектів.

Результати пояснюють старіння зшито-поліетиленової ізоляції силових кабелів внаслідок розглянутих дефектів за однієї з причин – дії електричного поля. Визначений рівень і характер змінення електричного поля у разі конкретних типових дефектах надає інформацію для практичних рішень щодо циклів обслуговування або замін кабельних ділянок з метою уникнення збоїв і зайвих простоїв.

*Роботу виконано за темою «Розробка основ теорії і методів дослідження впливу несинусоїдних напруг і струмів та виникаючих електротермодинамічних процесів на надійність і ресурс сучасних кабельних ліній електропередачі та на енергоефективність електротехнічних установок резонансного типу», КПКВК 6541030*

1. *Medium voltage cable global market report 2025*. January 2025. URL: <https://www.thebusinessresearchcompany.com/report/medium-voltage-cable-global-market-report> (дата звернення 15.01.2025)
2. Силовые кабели с изоляцией из сшитого полиэтилена на напряжение от 6 до 35 кВ ПАО "Завод Южкabelь" (www.yuzhcable.com.ua). URL: [https://electrotorg.biz.ua/userfiles/public/-Кабели-XLPE-6-35-кВ\\_1.pdf?srsId=AfmBOorCUI2yXIZrknVdHr3quUBIkGvsv99O9DEpKtuCzOGkpuL0iQz6](https://electrotorg.biz.ua/userfiles/public/-Кабели-XLPE-6-35-кВ_1.pdf?srsId=AfmBOorCUI2yXIZrknVdHr3quUBIkGvsv99O9DEpKtuCzOGkpuL0iQz6) (дата звернення 15.01.2025)
3. *Power cable diagnostic review*, Rapport 2022:903. Energiforsk, December 2022. 72 p. URL: <https://energiforsk.se/media/31923/power-cable-diagnostic-review-energiforskrapport-2022-903.pdf> (дата звернення 25.12.2024)
4. Hernandez-Mejia J.C., Elledge S., Riley C., Ramirez D. Cable quality assurance program. NEETRAC (National Electric Energy Testing, Research and Applications Center), IEEE PES ICC Spring 2023, Denver CO, May 2023. 9 p. URL: [https://bpb-us-w2.wpmucdn.com/sites.gatech.edu/dist/6/3800/files/2023/08/CableQA\\_ICC\\_Spring2023.pdf](https://bpb-us-w2.wpmucdn.com/sites.gatech.edu/dist/6/3800/files/2023/08/CableQA_ICC_Spring2023.pdf) (дата звернення 23.01.2025)
5. Zhou C., Yi H., Dong X. Review of recent research towards power cable life cycle management. *High Voltage*. 2017. Vol. 2. No 3. Pp. 179–187. DOI: <https://doi.org/10.1049/hve.2017.0037>.
6. Perkel J., Hernandez-Mejia J.C. Medium voltage cable system partial discharge. Chapter 7. University System of Georgia, Institute of Technology of National Electric Energy Testing, Research and Application Center. Cable Diagnostic Focused Initiative. Georgia Tech Research Corporation, February 2016. 114 p. URL: [https://bpb-us-w2.wpmucdn.com/sites.gatech.edu/dist/6/3800/files/2023/09/7-MV-Partial-Discharge-39\\_with-Copyright.pdf](https://bpb-us-w2.wpmucdn.com/sites.gatech.edu/dist/6/3800/files/2023/09/7-MV-Partial-Discharge-39_with-Copyright.pdf) (дата звернення 23.01.2025)
7. Buchholz V. Finding the root cause of power cable failures. URL: [http://www.electricenseonline.com/show\\_article.php?article=186](http://www.electricenseonline.com/show_article.php?article=186) (дата звернення 13.01.2025)
8. Abdolall K., Halldorson G. L., Green D. Condition assessment and failure modes of solid dielectric cables in perspective. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2002. Vol. 17. No 1. Pp. 18–24.
9. Щерба А.А., Подольцев О.Д., Кучерява И.М. Электрическое поле напівпровідного экрана силового кабелю з полімерною ізоляцією з урахуванням структурних неоднорідностей. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 5. С. 3–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.003>
10. Kucheriava I.M. Electric field enhancement in polyethylene cable insulation with defects. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 2. С. 11–16. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.011>.
11. Беспрозванных А.В., Набока Б.Г., Москвитин Е.С. Обоснование электрофизических характеристик полупроводящих экранов силовых кабелей высокого напряжения со сшитой изоляцией. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2010. № 3. С. 44–47. URL: <http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/143339> (дата звернення 13.01.2025)
12. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013. 550 с.
13. National Electric Energy Testing, Research & Applications Center. URL: <https://neetrac.gatech.edu/> (дата звернення 13.01.2025)
14. Powertech (expertise in performance/type testing, modelling and studies, asset inspection/assessment, and consulting services for the electric utility, OEM, industrial, and clean energy industries). URL: <https://powertechlabs.com/> (дата звернення 24.12.2024)
15. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (Accessed 07.12.2024)
16. Olsson C.O. Modelling of thermal behaviour of polymer insulation at high electric dc field. Proc. of the 5-th *European Thermal-Sciences Conference*. The Netherlands, 18–22 May 2008. 8 p. URL: <https://citeseerx.ist.psu.edu/document?repid=rep1&type=pdf&doi=6d9b36c06991948ad13dec8d9c599fc6110f394c> (дата звернення 13.01.2025)
17. Ljumba N. High voltage cable insulation systems. *Energize*. May 2008. Pp. 27–30. URL: [https://mycourses.aalto.fi/pluginfile.php/1467725/mod\\_resource/content/1/High%20voltage%20cable%20insulation%20systems.pdf](https://mycourses.aalto.fi/pluginfile.php/1467725/mod_resource/content/1/High%20voltage%20cable%20insulation%20systems.pdf) (дата звернення 13.01.2025)

## ANALYSIS OF ELECTRIC FIELD IN CROSS-LINKED POLYETHYLENE INSULATED CABLES WITH TYPICAL DEFECTS OF SEMICONDUCTING SHIELD

I.M. Kucheriava

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Beresteiskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [rB.irinan@gmail.com](mailto:rB.irinan@gmail.com).

*The study of electric field in the cross-linked polyethylene insulation of medium-voltage cable (10 kV) with typical defects of semiconducting insulating layers is carried out by computer modeling. The defects are associated with the*

technological faults, operating conditions, electrical and environmental aging. The model is built as a quasi-electrostatic approximation for the axial-symmetric representation of the cable. The volume defect with the loss of cable sealing and with the destruction of the metal screen and part of main insulation, when the electric field spreads into the surrounding medium, is also considered. The non-uniform distribution of the electric field in the insulation, the nature of field variation and the level of field enhancement depending on the defects are analyzed. The results of the numerical study ground the causes of polyethylene insulation aging as well as the risk of the considered defects for the dielectric strength of the insulation and its reliable long-term operation. References 17, figures 3.

**Key words:** power cable, medium voltage, cross-linked polyethylene (XLPE) insulation, semiconducting shield, typical defects, insulation ageing, electric field, computer modeling.

1. Medium voltage cable global market report 2025. January 2025. URL: <https://www.thebusinessresearchcompany.com/report/medium-voltage-cable-global-market-report> (Accessed 15.01.2025)
2. Power cables with cross-linked polyethylene insulation for voltage from 6 to 35 kV. PJSC Yuzhkabel factory. URL: [https://electroorg.biz.ua/userfiles/public/-Кабели-XLPE-6-35-кВ\\_1.pdf?srsId=AfmBOorCUI2yXIZrknVdHr3quUBIkGvsr99O9DEpKtuCzOGkpuL0iQz6](https://electroorg.biz.ua/userfiles/public/-Кабели-XLPE-6-35-кВ_1.pdf?srsId=AfmBOorCUI2yXIZrknVdHr3quUBIkGvsr99O9DEpKtuCzOGkpuL0iQz6) (Accessed 15.01.2025)
3. Power cable diagnostic review, Rapport 2022:903. Energiforsk, December 2022. 72 p. URL: <https://energiforsk.se/media/31923/power-cable-diagnostic-review-energiforskrapport-2022-903.pdf>
4. Hernandez-Mejia J.C., Elledge S., Riley C., Ramirez D. Cable quality assurance program. NEETRAC (National Electric Energy Testing, Research and Applications Center), IEEE PES ICC Spring 2023, Denver CO, May 2023. 9 p. URL: [https://bpb-us-w2.wpmucdn.com/sites.gatech.edu/dist/6/3800/files/2023/08/CableQA\\_ICC\\_Spring2023.pdf](https://bpb-us-w2.wpmucdn.com/sites.gatech.edu/dist/6/3800/files/2023/08/CableQA_ICC_Spring2023.pdf) (Accessed 23.01.2025)
5. Zhou C., Yi H., Dong X. Review of recent research towards power cable life cycle management. *High Voltage*. 2017. Vol. 2. No 3. Pp. 179–187. DOI: <https://doi.org/10.1049/hve.2017.0037>.
6. Perkel J., Hernandez-Mejia J.C. Medium voltage cable system partial discharge. Chapter 7. University System of Georgia, Institute of Technology of National Electric Energy Testing, Research and Application Center. Cable Diagnostic Focused Initiative. Georgia Tech Research Corporation, February 2016. 114 p. URL: [https://bpb-us-w2.wpmucdn.com/sites.gatech.edu/dist/6/3800/files/2023/09/7-MV-Partial-Discharge-39\\_with-Copyright.pdf](https://bpb-us-w2.wpmucdn.com/sites.gatech.edu/dist/6/3800/files/2023/09/7-MV-Partial-Discharge-39_with-Copyright.pdf) (Accessed 23.01.2025)
7. Buchholz V. Finding the root cause of power cable failures. URL: [http://www.electricenergyonline.com/show\\_article.php?article=186](http://www.electricenergyonline.com/show_article.php?article=186) (Accessed 13.01.2025)
8. Abdolall K., Halldorson G. L., Green D. Condition assessment and failure modes of solid dielectric cables in perspective. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2002. Vol. 17. No 1. Pp. 18–24.
9. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. Electric field of semiconducting screen in power cable with polymer insulation taking into account structural inhomogeneities. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 3–11. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.003>.
10. Kucheriava I.M. Electric field enhancement in polyethylene cable insulation with defects. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 2. Pp. 11–16. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.011>.
11. Bezprozvannykh A.V., Naboka B.G., Moscvitin E.S. Substantiation of electrophysical characteristics of high-voltage power cable semiconducting screens with stitched insulation. *Elektrotehnika i Elektromekhanika*. 2010. No 3. Pp. 44–47. URL: <http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/143339> (Accessed 13.01.2025) (Rus)
12. Shidlovskii A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. Extra-high voltage cables with polymer insulation. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2013. 550 p. (Rus)
13. National Electric Energy Testing, Research & Applications Center. URL: <https://neetrac.gatech.edu/> (Accessed 13.01.2025)
14. Powertech (expertise in performance/type testing, modelling and studies, asset inspection/assessment, and consulting services for the electric utility, OEM, industrial, and clean energy industries). URL: <https://powertechlabs.com/> (Accessed 24.12.2024)
15. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (Accessed 07.12.2024)
16. Olsson C.O. Modelling of thermal behaviour of polymer insulation at high electric dc field. Proc. of the 5-th *European Thermal-Sciences Conference*. The Netherlands, 18–22 May 2008. 8 p. URL: <https://citeseerx.ist.psu.edu/document?repid=rep1&type=pdf&doi=6d9b36c06991948ad13dec8d9c599fc6110f394c> (Accessed 13.01.2025)
17. Ljumba N. High voltage cable insulation systems. *Energize*, May 2008. Pp. 27–30. URL: [https://mycourses.aalto.fi/pluginfile.php/1467725/mod\\_resource/content/1/High%20voltage%20cable%20insulation%20systems.pdf](https://mycourses.aalto.fi/pluginfile.php/1467725/mod_resource/content/1/High%20voltage%20cable%20insulation%20systems.pdf) (Accessed 13.01.2025)

Надійшла 30.01.2025  
Остаточний варіант 25.02.2025

## QUASI-STATIC MODEL OF RESONANT POWER CONVERTER

G.V. Pavlov<sup>1</sup>, A.V. Obrubov<sup>2</sup>, I.L. Vinnichenko<sup>3</sup>, A.O. Makhnov<sup>4</sup>

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

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

e-mail: [pavlov.gv.nuk@gmail.com](mailto:pavlov.gv.nuk@gmail.com); [andrii.obrubov@nuos.edu.ua](mailto:andrii.obrubov@nuos.edu.ua); [i.l.vinnychenko@gmail.com](mailto:i.l.vinnychenko@gmail.com);  
[andrei.schneidereu@gmail.com](mailto:andrei.schneidereu@gmail.com).

*In this paper, a quasi-static model of the resonant power converter with inverter, LLC circuit, and diode rectifier is obtained, which is a linear mathematical model derived from the analysis of quasi-steady-state processes of the substitution circuit for constant values of input and output signals. The quasi-static model is determined on the basis of the dynamic model of the resonant converter for infinite time, which made it possible to obtain analytical expressions of static characteristics based on transient functions. As a result of calculations based on the quasi-static model, the family of static characteristics of the resonant converter, which is replaced by the structure with equivalent voltage generators and a passive part of the circuit, is obtained. The passive part contains the resonant circuit, the voltage transformer, and some parasitic parameters of the transformer and other circuit elements. Equivalent voltage generators replace the voltage inverter with the power source and the rectifier with the load. Thus, the switched power circuit of the resonant converter is replaced by the non-switched circuit with voltage generators and the passive multipole. The input values of the substitution circuit are the voltages of equivalent generators, and their currents are the output values. Quasi-steady-state processes are represented as a set of stationary functions consisting of stationary transient functions. Stationary functions are the sum of individual transient functions that repeat from period to period of the operating frequency. To determine the transient functions according to the finite value theorem of the z-image, we use the transfer functions obtained from the discrete dynamic model of the resonant converter. The algorithm for switching power valves is taken into account when formulating the steady-state current formula of the output equivalent generator, at the intervals of non-zero voltage of which the average load current is determined by integrating the steady-state current. Comparison of the calculated static characteristics with the experimental characteristics confirmed the correctness of the theoretical results. References 24, figures 6, table 1.*

**Keywords:** resonant converter, quasi-static model, stationary function, transient function.

**Introduction.** The topic of calculating the parameters of quasi-steady-state modes [1, 2] and determining the static characteristics of resonant power converters (RPCs) has already been widely considered in [3, 4], since static characteristics provide the necessary information on the possible ranges of input and output values of RPCs during long-term operation. The results of further research in this direction made it possible to approach more general principles of creating the quasi-static model of the RPC. Since the RPC is a pulse system of periodic action, the processes in it can be divided into conditionally constant and oscillating components [5, 6]. This approach allows to perform the detailed analysis of electromagnetic processes in the power part of the resonant pulse semiconductor converters [7], that leads to the possibility of control adjustment to provide, for example, the desired sinusoidal output voltage with the close to zero total harmonic distortion [8]. Conditionally constant components of processes can be constant while the RPC is able to operate normally. For example, the inverter supply voltage can be constant when connected to an ideal power source. The RPC output load voltage in case of the ideal filtering or in case of the load being the ideal voltage source, can also be constant. In the dynamic modes, the conditionally constant components can change during the operation of the RPC, for instance, the slowly changing output voltage during the inter-commutation intervals [9]. Usually, the changing rate of the conditionally constant components is low

© Pavlov G.V., Obrubov A.V., Vinnichenko I.L., Makhnov A.O., 2025

ORCID: <sup>1</sup> <https://orcid.org/0000-0002-4937-1828>; <sup>2</sup> <https://orcid.org/0000-0001-9667-1703>;

<sup>3</sup> <https://orcid.org/0000-0002-3768-1060>; <sup>4</sup> <https://orcid.org/0009-0006-1755-7405>

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



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

compared to the changing rate of the oscillating components [10, 11]. Oscillating components, which include voltages and currents of the oscillating circuit elements, high-frequency transformer, etc., cannot be constant in RPC operating modes according to the principle of operation of the inverter, transformer, and rectifier [12, 13]. Therefore, as the quasi-static model of the RPC the authors consider the mathematical model that describes processes when their conditionally constant components are really constant values, and oscillatory components are stationary variable values, i.e., periodically repeated [10, 14, 15].

**The aim of the study** is to create a quasi-static model of the RPC, which will allow to calculate the theoretical static characteristics and determine the changing ranges in the output values.

**1. Problem statement.** Compared to purely experimental approach to determining characteristics (for example, multiple experiments with *SIMULINK* models or using an RPC sample), the use of a quasi-static model allows to quickly determine the achievable limits of the RPC output values and dependencies for different parameters of the power circuit. The object of modelling is the RPC with the circuit in Fig. 1, *a*, containing: a voltage inverter (Inv); a resonant *LLC-circuit* with the high-frequency transformer (*TV*), combined into the passive part (PP) on Fig. 1, *b*; a bridge rectifier (Rec); a filter capacitance ( $C_q$ ) with connected active load ( $R_q$ ). The local control system (LCS) generates all the necessary signals for the inverter operation using the signals of the circuit current sensor (*cs1*) and the resonant capacitor voltage sensor (*vs1*) [12, 13, 16]. The output power of the RPC is regulated by the intermediate signal  $U_{reg}$  from the automatic regulator (AR). The rectified current and load voltage are measured using the *cs2* and *vs2* sensors. In quasi-steady-state operation, the supply voltage  $U_s$ , the regulator voltage  $U_{reg}$ , the load voltage  $U_q$  and the operating frequency  $\omega_g$  are constant. The operating frequency of the RPC with automatic frequency control [14, 15] and with auto-generation [23] in certain load ranges can also be considered constant. The structural diagram in Fig. 1, *b* reflects the cause-and-effect relationships in the circuit in Fig. 1, *a*. The supply voltage  $U_s$  determines the amplitude of the rectangular voltage  $u_g$  at the output of the equivalent generator (EG1), which simulates a voltage inverter. The load voltage  $U_q$  determines the amplitude of the voltage  $u_b$  at the output of the equivalent generator (EG2), which simulates a rectifier. Both voltages  $u_g$  and  $u_b$  are input values of the passive part. The output values of the passive part are the current at the output of the inverter  $i_g$  and the current at the input of the rectifier  $i_b$ . If the load of the RPC is resistance  $R_q$ , then in the circuit in Fig. 1, *b* there will be a feedback  $U_q = I_q(I_{sb}) \cdot R_q$ .

The following assumptions were made when constructing the quasi-static RPC model. Switching processes are assumed to be instantaneous. The inverter and rectifier switches are perfect. The power supply and load are replaced by voltage sources. The *TV* transformer is linear. The resonant elements  $L_r$ ,  $C_r$  and other passive elements ( $L_{s1}$ ,  $L_{s2}$ ,  $L_{m1}$ ,  $L_{m2}$ ) are included into the four-pole passive part in Fig. 1, *b*.

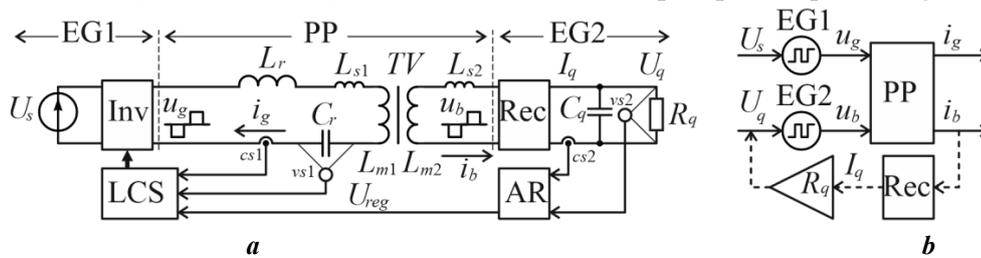


Fig. 1

The input data for the quasi-static model of the RPC are: the circuit and parameters of the passive part elements; the operating frequency  $\omega_g$ ; the amplitudes and shapes of the steady-state voltages of the equivalent generators  $u_g$  and  $u_b$ . The output values are functions of steady-state currents input  $I_{sg}$  and output  $I_{sb}$ , according to the input and output currents ( $i_g$  and  $i_b$ ) of the passive part of the RPC, and the average rectified current  $I_q$ .

Thus, in order to build the quasi-static model of the RPC, the following tasks need to be solved:

- Determination of steady-state currents  $I_{s...N}$  depending on the passive part structure and parameters.
- Matching the phase shift of the voltages of equivalent generators.
- Creation of the formula for the steady-state current of the output equivalent generator, taking into account the switching functions depending on the sequence of source combinations [4].
- Calculation of the average load current  $I_q$  depending on the switching algorithm of the RPC switches and the filtering method.

**2. Determination of the steady-state current.** The steady-state current  $I_{sk}(\sigma+x_j)$  of the  $k$ -th equivalent generator of the RPC replacement circuit with  $N$  generators, similar to the circuit in Fig. 1,  $b$ , is written as the sum of  $N$  components – the currents caused separately by each  $j$ -th equivalent generator

$$I_{sk}(\sigma \pm x_{sk}) = I_{sk}(\sigma \pm f(x_1 \dots x_N)) = \sum_{j=1 \dots N} I_{skj}(\sigma \pm x_j), \quad (1)$$

where:  $k$  is the index of the generator-current receiver;  $j$  is the index of the generator-current source;  $\sigma = 0 \dots 1$  is the relative time within the period of the operating frequency;  $x_j$  is the relative displacement of the current component in time, which is the distance between the beginning of the period of the conversion frequency and the intersection of the current curve with the zero value. The relative displacements  $x_j$  of each  $j$ -th component of the steady-state current determine the total relative displacement of the steady-state current  $x_{sk} = f(x_1 \dots x_N)$ . The voltage of the  $k$ -th equivalent oscillator  $u_{gk}(\sigma)$  in Fig. 2,  $a$  (diagram 1) with a relative width  $\gamma_j = 0 \dots 0.5$  in fractions of the period of the operating frequency  $T = 2 \cdot \pi / \omega_g$  has a constant amplitude  $U_k$ , frequency  $\omega_g$  and zero phase shift. The voltage of the  $j$ -th equivalent generator  $u_{gj}(\sigma - x_j)$  in Fig. 2,  $a$  (diagram 2) with amplitude  $U_j$ , frequency  $\omega_g$  and phase  $2\pi x_k$  causes a current through the  $k$ -th equivalent generator

$$I_{skj}(\sigma - x_j) = U_j (\Phi_{kj}(\sigma, x_j) - \Phi_{kj}(\sigma, \gamma_j + x_j) - \Phi_{kj}(\sigma, 0.5 + x_j) + \Phi_{kj}(\sigma, 0.5 + \gamma_j + x_j)), \quad (2)$$

where the four terms in the brackets on the right-hand side are stationary functions  $\Phi_{kj}(\sigma, x)$ , corresponding to the four step voltage components of the  $j$ -th equivalent generator  $u_{gj}(\sigma - x_j)$  (diagrams 2–4 in Fig. 2,  $a$ ). The voltage components can be considered as separate equivalent voltage generators connected in series to the passive part input. At  $j = k$ , the current component will belong to the equivalent generator which voltage caused this current.

Fig. 2 shows the process diagrams of the quasi-static model:  $a$ ) voltage diagrams of the  $j$ -th equivalent generator and its components;  $b$ ) diagrams of the stationary transient function  $g_{skj}(\sigma+1-\delta)$  and the stationary current function  $\Phi_{kj}(\sigma, \delta)$  for the  $j$ -th input and  $k$ -th output of the passive part (1); step voltage function (2); pulse switching functions (3) and (4). Here  $\gamma_j$  is the width of the voltage pulses of the  $j$ -th equivalent generator;  $\sigma, \delta$  are relative values in fractions of the operating period  $T$ .

Fig. 2,  $b$  shows the diagrams of the stationary process that explain the definition of the stationary function. The time points  $t_n, t_{n+1}$  with a constant period of the operating frequency  $T$  are fixed ones. The relative offset parameter  $\delta = 0 \dots 1$  can change with variations in the voltage phase of the equivalent generator. Therefore, the time moments  $t_{n-1} + \delta T, t_n + \delta T, t_{n+1} + \delta T$  can be shifted left and right relatively to the reference points within each period. According to the properties of stationary processes, the stationary function  $\Phi_{kj}(\sigma, \delta)$  in graph (1) of Fig. 2,  $b$  has the same values at points  $a1, a2, a3 \dots$  and slightly smaller values at points  $b1, b2 \dots$

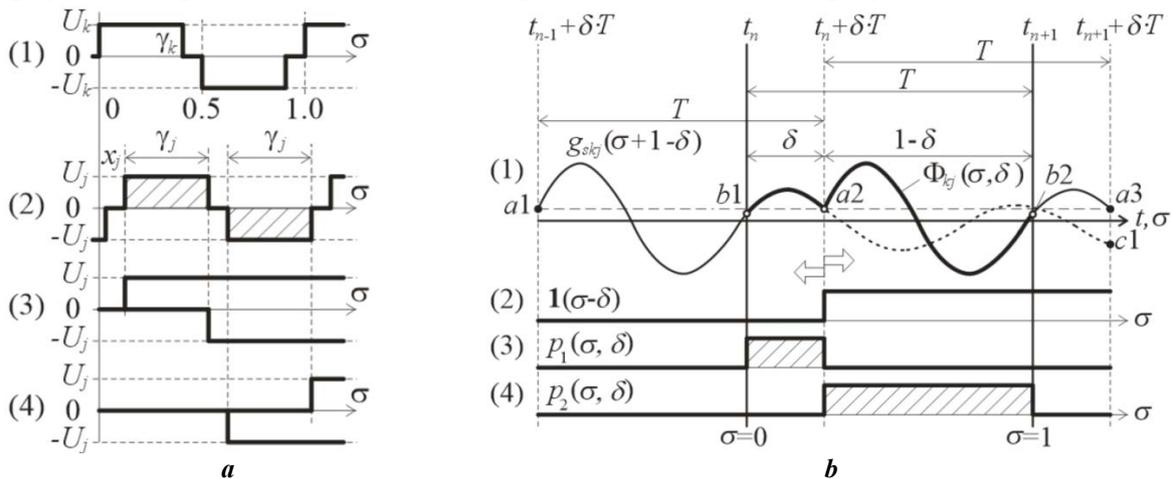


Fig. 2

Diagram (1) of Fig. 2,  $b$  shows the diagrams of the stationary transient function  $g_{skj}(\sigma+\alpha)$  (points  $a1-c1$ ) and the stationary function  $\Phi_{kj}(\sigma, \delta)$ , determined during the period of the operating frequency  $T$  for two variables: the first  $\delta = 0 \dots 1$  is the voltage offset of the  $j$ -th equivalent generator  $u_{gj}(\sigma - \delta) = \mathbf{1}(\sigma - \delta)$ , shown in diagram (2) of Fig. 2,  $a$ ; the second  $\sigma = 0 \dots 1$  is the relative fraction of the period of the operating frequency  $T$ .

**The stationary transient function**  $g_{skj}(\sigma)$  is the current of the  $k$ -th equivalent generator caused by the unit voltage of the  $j$ -th equivalent generator and for a series resonant  $LC$ -circuit is determined on the basis of expressions in the form [16, 22]

$$g(\sigma) = K_I \cdot e^{-\lambda \cdot \sigma} \cdot \sin(\omega_1 \cdot \sigma), \quad (3)$$

where  $K_I = \omega_0 / (\rho \cdot \omega_1)$ ,  $\lambda = R / (2 \cdot L) = \omega_0 / (2 \cdot Q_0) = \omega_1 \cdot \ln(A_k / A_{k+1}) / (2 \cdot \pi)$  is the oscillations damping factor;  $A_k, A_{k+1}$  are the amplitudes of neighbour oscillations;  $\omega_0 = 1 / \sqrt{L \cdot C}$  is the resonance frequency, rad/s;  $\omega_1 = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - 1 / (4 \cdot Q_0^2)}$  is the frequency of free oscillations, rad/s;  $Q_0 = \rho / r$  is the Q-factor of the circuit;  $\rho = \sqrt{L / C}$  is the wave impedance of the circuit, Ohm.

The steady-state transient function, refers to the forced component of processes in the steady-state mode, which for the RPC, as a pulse-actuated system, consists of identical periodic transients. Thus, the steady-state transient function  $g_{skj}(\sigma)$  is the sum of identical transient functions  $g_{kj}(t)$ , caused by a sequence of identical voltage pulses. Based on this, the quasi-static RPC model is an extreme variant of the dynamic RPC model for the constant input value and time, which tends to infinity. A single input voltage step of the equivalent oscillator is considered to be an elementary unit pulse of the discrete dynamic RPC model (i.e., it is replaced by the conditionally discrete  $\delta$ -pulse). The image of the transient function  $G_{kj}(z, m)$  will correspond to the transfer function of the passive part for the input from the  $j$ -th equivalent generator and the output from the  $k$ -th equivalent generator for the input value in the form of the sequence of voltage steps. The original passive part transfer function (3) can be written for the discrete time as

$$g_{kj}(nT, \sigma - \delta) = K_I \cdot e^{-\lambda \cdot T \cdot (n + \sigma - \delta)} \cdot \sin(\omega_1 \cdot T \cdot (n + \sigma - \delta)), \quad (4)$$

then the discrete image (4) will have the form

$$G_{kj}(z, m) = K_I \cdot \frac{e^{-\lambda \cdot m \cdot T} \left( z^2 \cdot \sin(\omega_1 \cdot m \cdot T) + z \cdot e^{-\lambda \cdot T} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 \cdot m \cdot T) \cdot \sin(\omega_1 \cdot T) - \\ -\sin(\omega_1 \cdot m \cdot T) \cdot \cos(\omega_1 \cdot T) \end{pmatrix} \right)}{z^2 - 2 \cdot z \cdot e^{-\lambda \cdot T} \cdot \cos(\omega_1 \cdot T) + e^{-2 \cdot \lambda \cdot T}}, \quad (5)$$

where  $m = \sigma - \delta$ . The stationary transition function can be determined by the theorem on the finite value of the discrete  $z$ -image of the transition function (5)

$$\begin{aligned} g_{skj}(\sigma - \delta) &= \lim_{z \rightarrow 1} \left\{ \left( (z-1)/z \right) \cdot G_{kj}(z, m) \cdot z / (z-1) \right\} = \\ &= K_I \cdot \frac{e^{-\lambda \cdot m \cdot T} \cdot \sin(\omega_1 \cdot \sigma \cdot T) + e^{-\lambda \cdot T \cdot (m+1)} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 \cdot \sigma \cdot T) \cdot \sin(\omega_1 \cdot T) - \\ -\sin(\omega_1 \cdot \sigma \cdot T) \cdot \cos(\omega_1 \cdot T) \end{pmatrix}}{1 - 2 \cdot e^{-\lambda \cdot T} \cdot \cos(\omega_1 \cdot T) + e^{-2 \cdot \lambda \cdot T}}, \end{aligned} \quad (6)$$

where the multiplier  $z/(z-1)$  on the right-hand side of  $G_{kj}(z, m)$  is a representation of the sequence of conditional unit  $\delta$ -pulses - voltage stages of the  $j$ -th equivalent generator. It should be noted that the passive part transient functions for the power source side ( $g_{s11}(\sigma)$  i  $g_{s12}(\sigma)$ ) and for the energy consumer side ( $g_{s21}(\sigma)$  and  $g_{s22}(\sigma)$ ) may differ from each other.

**The stationary function** consists of sections of the stationary transient function of the passive part (thickened line between points  $b1-a2$  and  $a2-b2$  in Fig. 2,  $b$ )

$$\Phi_{kj}(\sigma, \delta) = g_{skj}(\sigma + 1 - \delta) \cdot p_1(\sigma, \delta) + g_{skj}(\sigma - \delta) \cdot p_2(\sigma, \delta), \quad (7)$$

where the stationary transition function  $g_{skj}(x)$  in the simple case corresponds to (6), or will have other expressions for more complex contours [22]. Windowed switching functions  $p_1(\sigma, x)$  and  $p_2(\sigma, -\delta)$  in diagrams (3) – (4) of Fig. 2,  $a$  represent the  $\mathbf{n}$ -pulses determined over the period of the operating frequency for two relative arguments:  $p_1(\sigma, \delta) = \mathbf{1}(\sigma) - \mathbf{1}(\sigma - \delta)$ ,  $p_2(\sigma, \delta) = \mathbf{1}(\sigma - \delta) - \mathbf{1}(\sigma - 1)$ . The first window function  $p_1(\sigma, \delta)$  is used to determine the fraction of the stationary function within the period of the operating frequency to the voltage edge of the equivalent generator (points  $b1-a2$ ). The second window function  $p_2(\sigma, \delta)$  is similarly used after the voltage front (points  $a2-b2$ ).

To determine the steady-state current of the  $k$ -th equivalent generator  $I_{kj}(\sigma - x_{sk})$ , it is necessary to determine the steady-state functions  $\Phi_{kj}(\sigma, \delta)$  for each of the possible  $j$  in the form (7), i.e. for  $N$  equivalent generators. Thus, the steady-state current expression will contain at least  $2 \cdot N$  transient functions for  $N$  equivalent generators of the RPC replacement circuit, taking into account at least one positive and one negative voltage step of each equivalent generator.

**3. Matching the phase shift of the voltages of equivalent generators.** Fig. 3 shows the diagrams of the inverter voltage  $u_g$  (diagram 1) and the rectifier input voltage  $u_b$  (diagram 2) with a mismatched phase, since the stationary input current of the rectifier  $I_b$  is not exactly opposite to the input voltage. The task of matching the phases of the equivalent generators of the RPC replacement circuit is reduced to determining such a variable offset  $v$  between the voltage pulses of the first and second equivalent generators (EG1 and EG2 in Fig. 1, *b*), when the processes in the RPC replacement circuit will be identical to those in the RPC power circuit in Fig. 1, *a*. The voltage of the first equivalent generator  $u_g$  is located at the initial position of the time diagram with zero offset. The offset is counted from the beginning of the period of the operating frequency  $T$  to the edge of the voltage pulse. The voltage and current of the second equivalent oscillator  $u_b$  must be out of phase, similar to the input voltage and current of the diode rectifier RPC operating at voltage  $U_q$ . This is illustrated by the diagrams of the matched input voltage  $u'_b$  and current  $I'_b$  of the diode rectifier in Fig. 3, from which it obviously follows that the resulting phase shift of the steady-state current of the second equivalent generator  $I_{s2}$  must be equal to the variable shift of its voltage  $x_{s2}=v$ ,  $u'_b = u_b(\sigma-v) = u_{g2}(\sigma-v)$  (for  $k=2$  in (1)).

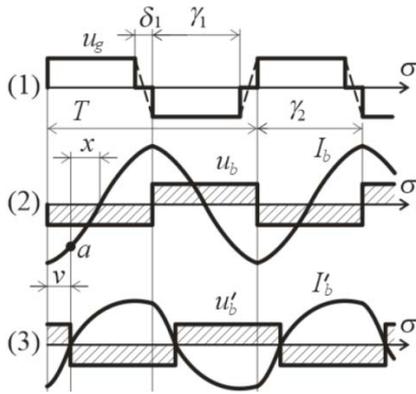


Fig. 3

The input voltage of the RPC rectifier  $u'_b(t)$  is a function of its current  $i_b(\sigma)$  and at small zero pauses  $\delta \rightarrow 0$  is defined as follows

$$u_b(\sigma) = U_q \operatorname{sgn}(i_b(\sigma)) \Big|_{|i_b(\sigma)| > i_0}, \quad \text{or} \quad u_b(\sigma) = 0 \Big|_{|i_b(\sigma)| < i_0} \quad (8)$$

where  $i_0$  is a relatively small reverse current of the rectifier diodes. However, the conductivity intervals of the rectifier diodes  $\gamma_b$  in modes close to the idle one can decrease to zero and the pause will appear when the input voltage is less than the output voltage of the rectifier  $|u_b| < U_q$ . Therefore, in the future, it is advisable to investigate the limits of the change in the RPC load at  $|u_b| \geq U_q$ , when the presented quasi-static model of the RPC is valid.

Fig. 3 shows diagrams of the inverter voltage  $u_g$  (1), input current  $I_b$ , and rectifier input voltage  $u_b$  of the resonant converter at the uncoordinated phase (2) and at the coordinated phase  $u'_b$  and  $I'_b$  (3): here  $\delta_1$ ,  $\gamma_1$  and  $\gamma_2$  are relative values of the pause, pulse length of the inverter and rectifier,  $v$  is the variable offset. For the processes in Fig. 3, it can be established that since the current  $I_b$  is out of phase with the voltage  $u_g$ , the RPC operates in the high-frequency range of the operating frequency ( $\omega_g > \omega_0$ ). At *a* point, the current  $I_b$  was negative in its initial position, and when the voltage of the second equivalent generator is shifted to the right by the value  $v$   $u'_b(\sigma) = u_b(\sigma-v)$ , the current has shifted by some value  $x$  and at the same time becomes zero and shifted relative to the beginning of the period also by the value  $v$ :  $I_b(\sigma-v)$ . In this case, the partial derivative of the steady-state current at the point where the voltage passes through zero ( $\sigma = v$ ) will be positive. RPC studies have shown that in the low-frequency range of the operating frequency ( $\omega_g < \omega_0$ ) the derivative of the steady-state current at this point will be negative.

Therefore, the conditions for matching the voltage phase of the  $k$ -th equivalent generator for the general case according to the above considerations can be expressed as follows

$$I_{sk}(v-x_k) = 0 \quad \text{with} \quad x_k \rightarrow v, \quad \frac{\partial}{\partial v} I_{sk}(v-x_k) < 0 \quad \text{or} \quad \frac{\partial}{\partial v} I_{sk}(v-x_k) > 0 \quad (9)$$

for the low operating frequency range or for the high operating frequency range, respectively. The desired variable offset of the input voltage of the RPC rectifier relative to the initial value is determined from the solution of equation (9) by numerical methods within certain limits of the variable  $v$  under the following calculation conditions:

- $v=0.1 \dots 0.6$ ,  $\frac{\partial}{\partial v} I_{sB}(v-x_k) < 0$  in the low operating frequency range  $0.5 \cdot \omega_0 < \omega_g < \omega_0$ ;
- $v=0 \dots 0.5$ ,  $\frac{\partial}{\partial v} I_{sB}(v-x_k) > 0$  in the high operating frequency range  $\omega_0 < \omega_g < 2 \cdot \omega_0$ .

Fig. 4, *a* and Fig. 4, *b* show the diagrams of relative shifts  $\sigma(q, \omega_g^*)$  between the initially in-phase voltage pulses of the equivalent generators EG1 and EG2 of the replacement circuit in Fig. 1, *b* for the values of the LC-circuit  $Q = 2$  and  $Q = 7$ , where the labels on the graphs correspond to the experimental data, graphs 1-7 correspond to the relative values of the output voltage:  $q=0.01; 0.05; 0.10; 0.25; 0.50; 0.65; 0.99$

The arrays of values for the dependencies  $\sigma(q, \omega_g^*)$  were calculated and interpolated by numerical methods for the relative values of the output voltage  $q=U_q/U_s$  and the operating frequency  $\omega_g^* = \omega_g/\omega_0$ . The

matched offsets for the quasi-static model of the RPC are calculated for the low frequency range or for the high operating frequency range respectively:  $v_a = 1 - \sigma$  or  $v_a = 0.5 - \sigma$ .

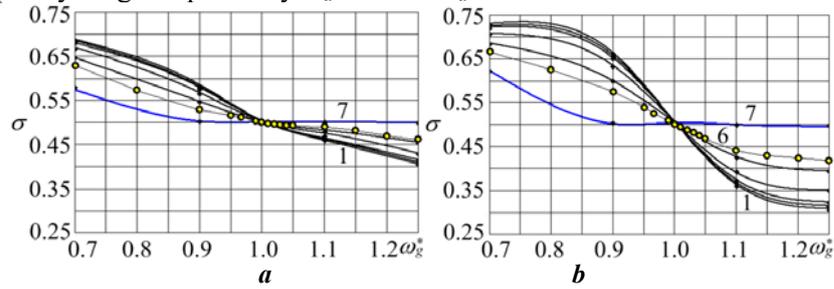


Fig. 4

**4. Determination of the dependence of the steady-state rectifier current on the operating frequency range.** Let's write down the expressions of steady-state currents at the output of the inverter and at the input of the rectifier for the RPC circuit in Fig. 1 according to (1) and (2) for the voltages of the inverter and rectifier in the form of diagrams 1 and 2 in Fig. 2,  $a$  with  $k = 1, j = 2, x_j = x_{sB}$ . The steady-state input current of the rectifier with the agreed phase for  $x_{sB} = v$  will be as follows

$$I_{sB}(\sigma - x_{sB}) = I_{sB1}(\sigma - x_{B1}) \pm I_{sB2}(\sigma - x_{B2} - v), \quad (10)$$

where the "+" and "-" signs correspond to the low and the high operating frequency ranges.

The expressions of the components of the steady-state input current of the rectifier are as follows:

– inverter component:  $(\sigma - x_{B1}) = U_s \cdot (\Phi_{B1}(\sigma, 0) - \Phi_{B1}(\sigma, \gamma_1) - \Phi_{B1}(\sigma, 0.5) + \Phi_{B1}(\sigma, 0.5 + \gamma_1))$ ,

– rectifier component:  $I_{sB2}(\sigma - x_{B1} - v) = U_q \cdot (\Phi_{B2}(\sigma, v) - \Phi_{B2}(\sigma, \gamma_2 + v) - \Phi_{B2}(\sigma, 0.5 + v) + \Phi_{B2}(\sigma, 0.5 + \gamma_2 + v - 1))$ , where  $x_{sB}$  is the resulting offset in the rectifier current caused by the shift  $v$  of its voltage;  $v$  is the variation shift;  $x_{21}$  and  $x_{22}$  are the initial offsets of the inverter and rectifier current components;  $U_s$  and  $U_q$  are the voltage amplitudes of equivalent generators. The stationary functions  $\Phi_{B1}(\sigma, \delta)$  and  $\Phi_{B1}(\sigma, \delta)$  in the formulas above are calculated by (7) for  $\delta = 0; \gamma_1; 0.5; 0.5 + \gamma_1$  (inverter component) and for  $\delta = v; v + \gamma_2; 0.5 + v; 0.5 + v + \gamma_2 - 1$  (rectifier component). A unit is also subtracted from the last offset if, when shifted to the right by  $v$ , this voltage step goes beyond the current operating frequency period, which must be taken into account when building calculation formulas in symbolic computing software applications.

**5. Calculation of the average rectifier current.** The average rectifier current  $I_q$  passing through the parallel-connected filter capacitance  $C_q$  and load resistance  $R_q$  in Fig. 1,  $a$  is closer to the steady-state load current, the greater is the filtering time constant  $C_q R_q$ . In the quasi-static model, the average output current can be determined by integrating the current at the non-zero voltage intervals of the  $k$ -th equivalent generator

$$I_q = \mp 2 \cdot \int_v^{v+\gamma_k} I_{sk}(\sigma - x_{sk}) d\sigma, \quad (11)$$

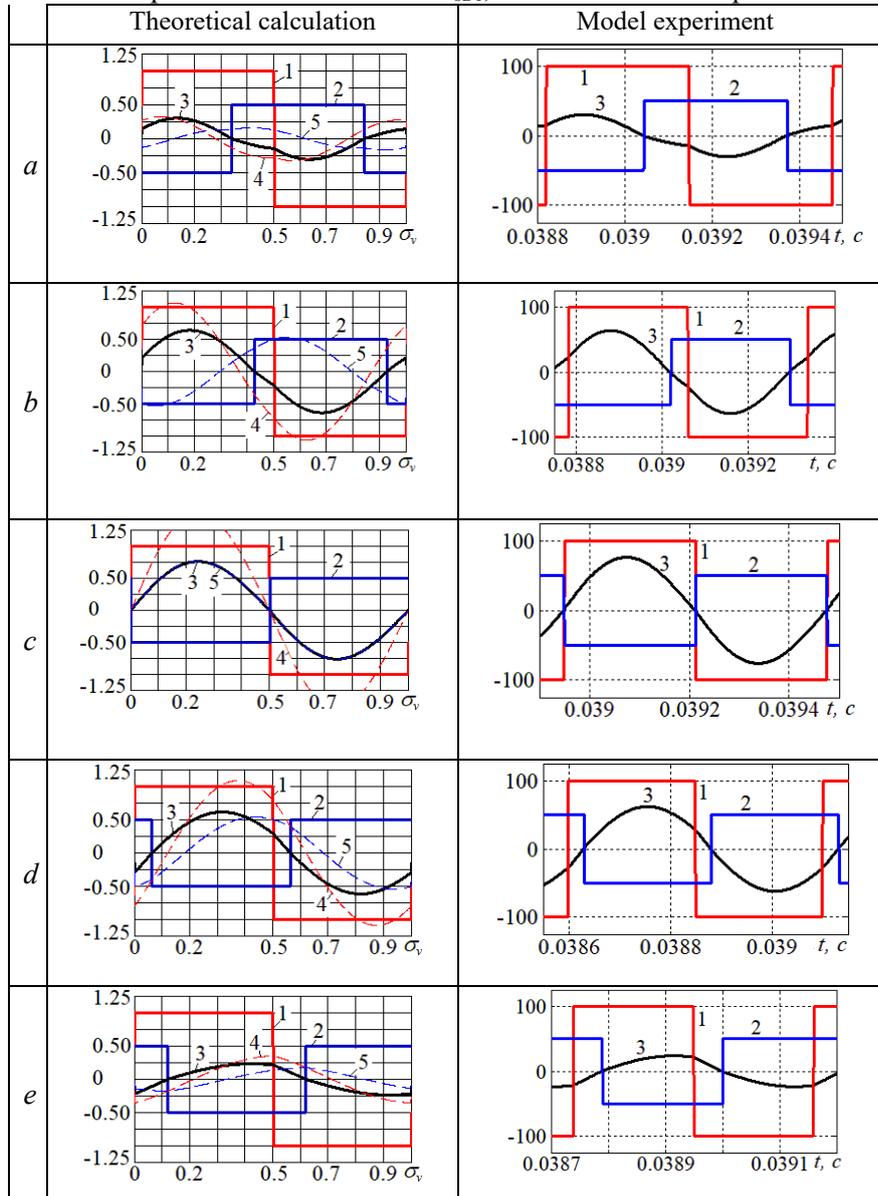
where the signs "-" and "+" correspond to the low and the high operating frequency ranges. Multiplication by 2 means a double current flow during the operating frequency period through the output equivalent generator with the symmetrical rectangular voltage shown in Fig. 2,  $a$ . The average current of the RPC rectifier is calculated over the conductivity intervals of the rectifier diodes. For a conditionally continuous current, we can take  $\gamma_b = 0.5$ .

It should be noted that when the phase of the output equivalent generator is matched, it operates only as an energy receiver. If the RPC rectifier consists of fully controlled switches with bilateral conductivity, for example, CMOS transistors [21, 22], then the conductivity intervals of the rectifier switches and the integration intervals in (11) may not depend on the input current of the rectifier and then the phase of the output equivalent generator will be set by the transistors switching algorithm, depending on which the output equivalent generator will be able to receive and deliver energy in interaction with the passive part of the RPC replacement circuit.

**6. Experimental verification of the quasi-static model.** The quasi-static model of the RPC does not take into account the nonlinearity of the power circuit and some parasitic parameters [23]. Comparison of the calculation results obtained using the idealized quasi-static model with the experimental characteristics obtained using a real RPC sample may contain a significant proportion of unaccounted-for factors, which will interfere with the comparative analysis. Therefore, at this stage of the research, it was decided to use simulation modelling, in which both the quasi-static mathematical model and the simulation model of the

RPC can take into account the same assumptions and thus reduce the factors of differences caused by different input data.

Table shows the diagrams of the stationary processes of the RPC in Fig. 1, *a*, obtained in different ways. The left column of the diagrams is obtained as a result of calculations of the quasi-static model in the *MathCAD* software application. The right column of the diagrams is obtained as a result of simulation modelling with a *SIMULINK* model similar to the models [2, 20] for five values of the relative operating frequency  $\omega_g^*$ . Here the lines *a*, *b*, *c*, *d*, *e* correspond to  $\omega_g^*=0.80, 0.95, 1.00, 1.05, 1.25$ . In Table the diagrams 1 and 2 are the voltages of the inverter  $u_g$  and rectifier  $u_b$ , 3 is the rectifier current  $I_{sB}$ , 4 is the current component from the inverter  $I_{sB1}$ , 5 is the current component from the rectifier  $I_{sB2}$ .



The calculation of the values was performed in relative units for the supply voltage  $U_s = 1$  V and the load voltage  $U_q = 0.5$  V. The simulation was performed for  $U_s = 100$  V and  $U_q = 50$  V. The circuit parameters are as follows:  $R = 0.837$  Ohm;  $L = 0.7$  mHn;  $C = 10$   $\mu$ F;  $Q = 10$ ; resonant frequency  $f_0 = 1902.27$  Hz; operating frequency was set to  $f_g = 1521.8$  Hz; 1807.16 Hz; 1902.27 Hz; 1997.38 Hz; 2377.8 Hz.

The graphs of the processes in the left and right columns of Table were obtained in different ways, but they are visually identical. The difference between the results of theoretical calculations and modeling, reduced to an equal scale, did not exceed  $\pm 1.5\%$ . Comparisons were also made for other modes of RPC operation, which also showed good convergence.

Based on practical experience, it can be assumed that the simulation model of the RPC reliably reproduces its processes. Thus, the convergence of the results of theoretical calculations and simulation modeling results

indicates the adequacy of the quasi-static RPC model.

**7. Results of calculating static characteristics.** Fig. 5 and Fig. 6 show examples of the static characteristics of the RPC with the circuit in Fig. 1, *a* and with the diode rectifier, which were calculated by numerical methods using the quasi-static model for the structural replacement circuit in Fig. 1, *b* and for the following input parameters:  $L=1$  Hn,  $C=1$  F,  $Q = 2, Q = 7, \omega_0 = 1$  rad/s for relative load voltage  $q=0.5, 0.2, 0.1$  in Fig. 5, *a-b* (control characteristics) and relative operating frequency  $\omega_g^* = 1.01; 1.05; 1.10; 1.20; 2.00$  in Fig. 5, *c-d* (dependence of efficiency on the relative load voltage  $q$ ). The relative operating frequency was taken to be in the range of  $\omega_g^* = 1.0...2.0$ . The supply voltage is assumed to be constant  $U_s = 100$  V. The load is represented by a constant voltage source that was set within  $U_q = 0...100$  V.

The load characteristics of the RPC in Fig. 6, *a-b* are nonlinear and sensitive to the circuit quality factor. Here (see Fig. 6) are the load characteristics of the RPC for  $Q$ -factor values  $Q=2$  (graphs with indices *a*) and  $Q=7$  (graphs with indices *b*) and for relative operating frequency  $\omega_g^*=1.25, 1.20, 1.10, 1.05, 1.01$  (graphs 1, 2, 3, 4, 5); labels indicate experimental data. Within the calculations close to the resonant frequency, an approximately proportional dependence of the maximum load currents on the circuit quality factor is observed. This is consistent with the phenomenon of resonant increase in the amplitudes of oscillations in the RPC circuit. Also, the higher the circuit quality factor, the greater the multiplicity of load current control.

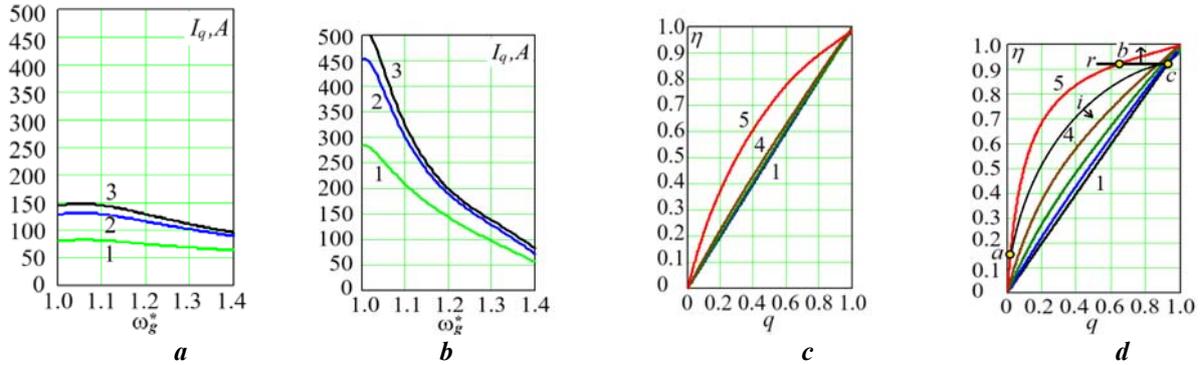


Fig. 5

The dependences of the RPC efficiency on the relative load voltage in Figs. 5, *c-d* (for  $Q$ -factors  $Q=2$  and  $Q=7$ ; graphs 1-5 for  $\omega_g^* = 1.01, 1.05, 1.10, 1.20, 2.00$ ) demonstrate the limits of the achievable RPC efficiency at different operating frequencies. When the output current  $I_q = \text{const}$  is stabilized, a set of points corresponding to certain different values of the operating frequency and load voltage form a constant-current control trajectory *i* on the field of efficiency dependencies (see Fig. 5, *d*). The resistive load corresponds to the trajectory *r*. For example, if you set the range of control of the relative operating efficiency in the RF range  $\omega_g^*=1.01\dots 2.0$ , then the control trajectory *i* for a constant current  $I_q = 50$  A between points *a* and *c* or the control trajectory *r* for a constant resistance  $R_q = 2$  Ohm between points *b* and *c* in Fig. 5, *d* for  $Q = 7$  will be used. The arrows show the direction

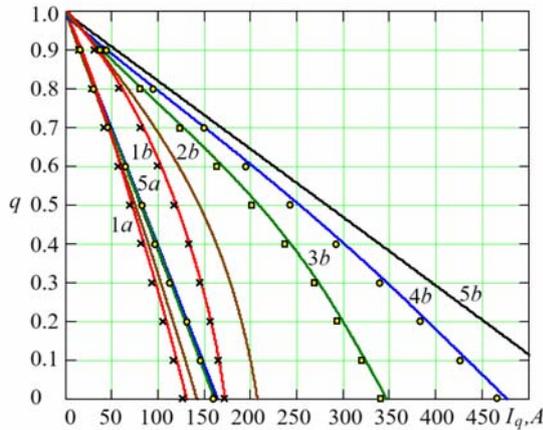


Fig. 6

of the control trajectories offset with increasing current and load resistance.

The dependences of the relative load voltage on the load current of the RPC in Fig. 6 (indices of graphs *a* and *b* for  $Q$ -factor  $Q = 2$  and  $Q = 7$ ; graphs 1-5 for  $\omega_g^*=1.25, 1.20, 1.10, 1.05, 1.01$ ) approach linear when the operating frequency approaches the resonant frequency. This indicates a change in the nature of the passive part output impedance from reactive to active and is consistent with changes in the output voltage of the resistive load during frequency control. The cross-shaped labels correspond to the experimental data at  $\omega_g^*=1.25$ , the square labels – at  $\omega_g^*=1.10$ , the round labels – at  $\omega_g^*=1.05$ . The experiments were carried out with the *SIMULINK* model of the RPC with the diode rectifier [2], which takes into account the voltage drop across the diodes of the rectifier of 0.75 V and diode leakage currents of 1 mA/V. The data for static characteristics were determined as the average current values in the sections of the time diagrams where the transients were considered to be completed. The experimental points in Fig. 6 are mostly located below the corresponding theoretical characteristics. This occurs due to the voltage drop of two diodes of the bridge rectifier, which was not taken into account by the theoretical quasi-static model. The location of the experimental points on the graphs demonstrates that the experimental data correspond to close to theoretical regularities. Therefore, this also confirms the adequacy of the quasi-static model of the RPC.

**Conclusions.** As a result of this study, an idealized quasi-static model of the resonant power converter was created, which allows to calculate the static characteristics. The worth of the theoretical characteristics lies in demonstrating the maximum capabilities of the resonant converter power circuit with

possible improvements in the parameters of the power circuit components and with appropriate transistors switching algorithms.

In the quasi-static model, it is possible to consider indirectly the nonlinear characteristics of power components by the experimental and analytical method. In this case, the transient functions  $g_{kj}(s)$  of the passive part of the circuit are determined by the identification procedures [20, 24] from the experimental transient characteristics at different amplitudes of step impacts. Thus, the created quasi-static model during the transient functions  $g_{kj}(s)$  correction in accordance with the available passive part can be used to calculate the characteristics of converters similar in principle of operation.

*The work was performed within the framework of the state budget research: "Development of energy-efficient means of generating and converting electricity for small ship demagnetization systems"*

1. Dymyrets 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. IEEE EUROCON 19th International Conference on Smart Technologies, Lviv, Ukraine, 06-08 July 2021. Pp. 443-448. DOI: <https://doi.org/10.1109/EUROCON52738.2021.9535597>.
2. Pavlov G.V., Obrubov A.V., Vinnichenko I.L., Makhnov A.O. Calculation of the regulatory characteristics of resonant converters by the superposition method. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 4. Pp. 24-33. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.04.024>.
3. Dymyrets A.V., Yershov R.D., Gorodny A.N., Revko A.S., Savchenko D., Lytvyn S.V. Static characteristics of zero-current-switching quasi-resonant buck converter under variation of resonant circuit and load parameters. IEEE 41st International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 10-14 October 2022. Pp. 721-727. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927073>.
4. Pavlov G., Obrubov A., Vinnychenko I. Design procedure of static characteristics of the resonant converters. IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv, Ukraine, 26-28 August 2021. Pp. 401-406. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575698>.
5. Ninomiya T., Higashi T., Harada K., Tsuya N., Gohnai T., Honda Y. Analysis of the static and dynamic characteristics of push-pull parallel resonant converters. 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Vancouver, Canada, 23-27 June 1986. Pp. 367-374. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1986.7415583>.
6. Firmansyah E., Tomioka S., Abe S., Shoyama M., Ninomiya T. Steady state characteristics of active-clamped full-wave zero-current-switched quasi-resonant boost converters. IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. Wuhan, China, 17-20 May 2009. Pp. 556-560. DOI: <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2009.5157449>.
7. Pavlov G., Vinnichenko I., Pokrovskiy M. Research of the interrelationship between the frequency converter on the basis of the resonant inverter with nonlinear control power unit parameters and its load. IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Kyiv, Ukraine, 29 May – 02 June 2017. Pp. 554-559. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100300>.
8. Pavlov G.V., Vinnichenko I.L., Obrubov A.V. Frequency converter with the reduced thd of the output voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 5. Pp. 14-16. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.014>.
9. 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, 10-14 September 2018. Pp. 101-105. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2018.8559499>.
10. Martin-Ramos J.A., Diaz J., Pernia A.M., Lopera J.M., Nuno F. Dynamic and steady-state models for the PRC-LCC resonant topology with a capacitor as output filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007. Vol. 54. No 4. Pp. 2262-2275. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.894763>.
11. Chandwani A., Mallik A., Akturk A. Steady-state model-derived multivariable loss optimization for triple active C<sup>3</sup>L<sup>3</sup> resonant converter. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2024. Vol. 10. No 1. Pp. 1729-1746. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2023.3266744>.
12. Introduction to Resonant Converters. URL: [https://www.monolithicpower.com/en/learning/mpscholar/isolation-solutions/lle-converters/introduction-to-resonant-converters?srltid=AfmBOoolNYDb\\_cuNO9IEJaRocOJVkdvY3WJVYckiNdefDCQdB10UUh07T](https://www.monolithicpower.com/en/learning/mpscholar/isolation-solutions/lle-converters/introduction-to-resonant-converters?srltid=AfmBOoolNYDb_cuNO9IEJaRocOJVkdvY3WJVYckiNdefDCQdB10UUh07T) (accessed at 25.12.2024)
13. Adragna C. LLC resonant converters: an overview of modeling, control and design methods and challenges. *Foundations and Trends® in Electric Energy Systems*. 2022. Vol. 5. No 2–4. Pp. 75-491. DOI: <https://doi.org/10.1561/3100000029>.
14. Lazar J.F., Martinelli R. Steady-state analysis of the LLC series resonant converter. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, CA, USA, 04-08 March 2001. Vol. 2. Pp. 728-735. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2001.912451>.
15. Yang R., Ding H., Xu Y., Yao L., Xiang Y. An analytical steady-state model of LCC type series-parallel resonant converter with capacitive output filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014. Vol. 29. No 1. Pp. 328-338 DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2248753>.
16. Abdel-Rahman S. Resonant LLC Converter: Operation and Design. Infineon Technologies North America (IFNA) Corp. 2012. Pp. 1-19. URL: [https://www.infineon.com/dgdl/Application\\_Note\\_Resonant+LLC+Converter+Operation+and+Design\\_Infineon.pdf?fileId=d3a30433a047ba0013a4a60e3be64a1](https://www.infineon.com/dgdl/Application_Note_Resonant+LLC+Converter+Operation+and+Design_Infineon.pdf?fileId=d3a30433a047ba0013a4a60e3be64a1). (accessed at 25.12.2024)

17. Kundu U., Sensarma P. A unified approach for automatic resonant frequency tracking in LLC DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. No 12. Pp. 9311-9321. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2711520>.
18. He R., Wang H., Xue B. Automatic resonant frequency tracking scheme for LLC resonant converter based on adaptive extended state observer. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Houston, TX, USA. 20-24 March 2022. Pp. 22-26. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC43599.2022.9773470>.
19. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. Optimizing the operation of charging self-generating resonant inverters. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2022. Vol. 1. No 5(115). Pp. 23-34. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.252148>.
20. 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. No 8(118). Pp. 17-28. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263526>.
21. Wang Z.C., Wang D.Y., Zhan Z.J., Wang B.C., Jia L.J. Analysis and design of an LCC resonant current-source power supply for PFU charging applications. *IEEE Pulsed Power Conference (PPC)*. Austin, TX, USA, 31 May – 04 June 2015. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/PPC.2015.7296942>.
22. Chen X., Batarseh I. A fixed switching frequency dual-input LLC converter with PWM controlled semi-active rectifiers for PV applications. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Phoenix, AZ, USA. 14-17 June 2021. Pp. 320-326. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC42165.2021.9487039>.
23. Koscelnik J., Sedo J., Dobrucky B. Modeling of resonant converter with nonlinear inductance. *International Conference on Applied Electronics*. Pilsen, Czech Republic. 09-10 September 2014. Pp. 153-156. DOI: <https://doi.org/10.1109/AE.2014.7011689>.
24. Voitenko V.P. Algorithm stages of quasi-optimal regulation in system with a pulse converter. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 125-126. URL: [https://previous.techined.org.ua/2012\\_3/st60.pdf](https://previous.techined.org.ua/2012_3/st60.pdf). (Rus.)

УДК 621.314

#### КВАЗИСТАТИЧНА МОДЕЛЬ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

**Г.В. Павлов**, докт. техн. наук, **А.В. Обрубов**, докт. техн. наук, **І.І. Вінниченко**, канд. техн. наук, **А.О. Махнов**

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова,

пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна.

E-mail: [pavlov.gv.nuk@gmail.com](mailto:pavlov.gv.nuk@gmail.com); [andrii.obrubov@nuos.edu.ua](mailto:andrii.obrubov@nuos.edu.ua); [i.l.vinnychenko@gmail.com](mailto:i.l.vinnychenko@gmail.com); [andrei.schneidereu@gmail.com](mailto:andrei.schneidereu@gmail.com).

Розроблено квазістатичну модель резонансного перетворювача електроенергії з двохтактним інвертором, LLC-контуром і діодним випрямлячем, яка представляє собою лінійну математичну модель, отриману на основі аналізу квазістатичних процесів схеми заміщення для постійних значень вхідних і вихідних величин. Квазістатична модель визначена на основі динамічної моделі резонансного перетворювача для нескінченного часу, що дало змогу одержати аналітичні вирази статичних характеристик на основі перехідних функцій. В результаті розрахунків за квазістатичною моделлю маємо сімейства статичних характеристик резонансного перетворювача, який заміщується структурою з еквівалентними генераторами напруги і пасивною частиною схеми. Пасивна частина містить резонансний контур, трансформатор напруги і деякі паразитні параметри трансформатора та інших елементів схеми. Еквівалентні генератори напруги заміщують інвертор напруги з джерелом живлення і випрямляч з навантаженням. Таким чином, комутована силова схема резонансного перетворювача заміщується некомутованою схемою з генераторами напруги і пасивним багатополосником. Вхідними величинами схеми заміщення є напруги еквівалентних генераторів, а їхні струми – вихідними величинами. Квазістатичні процеси представлено як сукупність стаціонарних функцій, що складаються зі стаціонарних перехідних функцій. Стаціонарні функції є сумою окремих перехідних функцій, які повторюються із періоду в період робочої частоти. Задля визначення перехідних функцій за теоремою про кінцеве значення z-зображення використано передатні функції, отримані із дискретної динамічної моделі резонансного перетворювача. Алгоритм комутації силових вентилів враховується під час складання формули стаціонарного струму вихідного еквівалентного генератора, на проміжках нульової напруги якого за допомогою інтегрування стаціонарного струму визначається середній струм навантаження. Порівняння розрахованих статичних характеристик з експериментальними підтвердило правильність теоретичних результатів. Бібл. 24, рис. 6, табл. 1.

**Ключові слова:** резонансний перетворювач, квазістатична модель, стаціонарна функція, перехідна функція.

Received 06.01.2025

Accepted 10.04.2025

## ANALYSIS OF TRANSIENT AND STEADY-STATE MODES IN THE POWER SUPPLY SYSTEM OF ELECTRIC VEHICLES, WHICH CONTAINS A BATTERY AND SUPERCAPACITORS CONNECTED IN PARALLEL

A.A. Shcherba<sup>1,2\*</sup>, N.I. Suprunovska<sup>1\*\*</sup>

<sup>1</sup>Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, 56, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [jednat1@gmail.com](mailto:jednat1@gmail.com).

<sup>2</sup>National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", 37, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03056, Ukraine.

*The paper analyzes transient and steady-state processes under the condition of pulse-width regulation of modes in the power supply system of an electric transport device (ETD) containing a battery and parallel-connected supercapacitors. Numerical experiments were carried out on a mathematical model of the electrical equivalent circuit of such a power supply system using the Matlab Simulink application software package. The dependences of the current values in the electrical circuits of the battery, supercapacitors and load on the frequency of pulse currents, their relative pulse duration, as well as the parameters of the battery and supercapacitors were determined. It has been established that the use of supercapacitors, which have a much lower internal resistance compared to the internal resistance of the battery, makes it possible to significantly reduce pulse currents in the electrical circuit of the battery of an ETD due to the operation of the integrated power system, in which the currents in the electrical discharge circuit of the supercapacitors will be much greater than the currents in the battery circuit. References 12, figures 6, tables 3.*

**Key words:** supercapacitor, battery, internal resistance, integrated power system.

**Introduction.** At present, companies from Ukraine, USA, Japan, and EU countries have significantly improved the electrical energy characteristics of capacitive energy storage devices called supercapacitors (ultracapacitors, ionistors, and double-layer electrochemical capacitors). This improvement has caused a new round in the development of research aimed at the practical use of supercapacitors (SCs) in autonomous power supplies of electronic and computing devices, pulse technology and traction electric drives [1–3]. Supercapacitors, which surpass widely used electrolytic capacitors in specific energy and weight-dimensional parameters, can be used in parallel connection to the battery (B) of electric transport device [4–6] in order to for the implementation of short-term forced modes (i.e. high-power modes).

Connecting SCs in parallel with B virtually eliminates or significantly reduces pulse currents in the battery electric circuit during short-term acceleration of electric vehicles, their uphill movement and other short-term forced modes, which significantly increases the energy efficiency and service life of ETDs batteries [7–9]. The electrical equivalent circuit of the electric vehicle power supply system with this type of movement can be considered as a circuit, one of the parameters of which (load resistance) is characterized by a random variable. Consequently, all electrical characteristics of the circuit that depend on this parameter also become stochastic. The analysis of the probabilistic properties of electrical characteristics in circuits containing stochastic load was carried out in [10]. At the same time, in [11] it was shown that the declared advantages of supercapacitors in power supply systems of autonomous electric vehicles are not always realized. The experimental power supply modes of  $R$ - $L$  load, represented by series-connected active resistance  $R_{load} = 0.1$  Ohm and inductance  $L_{load} = 5$ – $2000$   $\mu$ H, are described in [11]. It has been shown that currents with a frequency of 1–10 kHz and relative pulse duration of 1.75 – 4 in the battery circuit remain much larger than currents in the circuit of SCs even with their capacitance up to 60 F.

It is known that the energy characteristics of sources of constant electromotive force (voltage sources) and the ratio of currents in the circuits of parallel-connected B and SCs depend significantly on the value of their internal resistances. Therefore, it became advisable to conduct additional studies of currents in electrical circuits of B, SC and load in steady-state and transient modes of power supply of load, taking into

---

© Shcherba A.A., Suprunovska N.I., 2025

ORCID: \* <https://orcid.org/0000-0002-0200-369X>; \*\* <https://orcid.org/0000-0001-7499-9142>

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



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

account the mentioned internal resistances. Modes of increased power consumption in load, simulating the acceleration of experimental ETUs (i.e. forced modes), in particular when they move uphill, are especially interesting. It was also important to study the dependence of the electrical and energy modes of the power supply system on the value of the SCs capacitance, as well as frequency and relative pulse duration of the current pulses in the load.

Such experiments, which involve wide-range changes in many parameters of the power supply system and studies of its critical modes, should be carried out using numerical modeling methods. Currently, the Matlab Simulink application software package is widely used to develop mathematical models of power supply systems of this type.

Therefore, **the aim** of the work was to develop a Matlab Simulink-model and analyze transient and steady-state processes under the condition of pulse-width regulation of the modes of experimental ETD power supply from B and SCs connected in parallel. To achieve this aim, it was necessary to study the dependence of the current values in the electrical circuits of the B, SCs and load on the frequency of pulse currents, their relative pulse duration, as well as the electrical parameters of the B and SCs.

**Discussion of the obtained results.** Fig. 1 shows the electrical equivalent circuit of the power supply system that was used in the numerical experiments. This equivalent circuit differs from the circuit studied

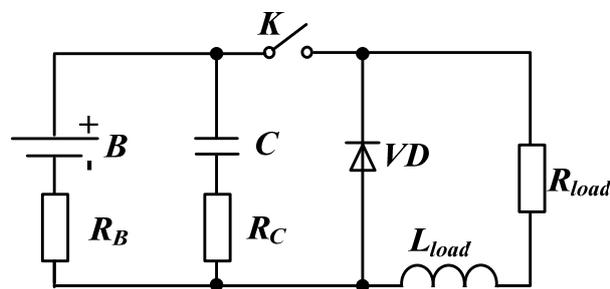


Fig.1

in [11] only by the introduced resistances  $R_B$  and  $R_C$ , which correspond to the resistances of the battery (which is represented in the circuit by the constant voltage source  $B$ ) and SCs (which are represented in the circuit by the equivalent capacitance  $C$ ). When modeling and analyzing transient processes in the equivalent circuit in Fig. 1, the parameters of its elements corresponded to the average parameters of standard batteries used in cars and the parameters of supercapacitors from Yunasko (Ukraine), Maxwell Technologies (USA), and NEC Tocin (Japan). The load parameters are selected

for an experimental low-power electric vehicle. When using this model to obtain and analyze the results of transient processes in such a combined power supply system, it is necessary to take into account that the parameters of the circuit elements must be in the ranges of correctly selected values (i.e. within the limits of application of this model). The internal resistances of the battery and supercapacitors are especially important to consider. To realize the advantages of such a system, it is necessary that these resistances differ by an order of magnitude or more. If the ratio of internal resistances of the battery and supercapacitors decreases, such a combined system will lose its advantages. Thus, in the equivalent circuit of the combined power supply system in [11], the internal resistances of the battery and supercapacitors were not taken into account (they were assumed to be equal to zero), which did not correspond to the described experimental studies conducted by the authors. In the experiment, the supercapacitors were connected in such a way that their combined internal resistance significantly exceeded the internal resistance of the battery, which led to the loss of the advantage of such a combined system and, as a consequence, to the incorrect conclusion about the inefficiency of parallel connection of SC to B in ETD power systems.

Fig. 2 shows the developed Simulink Matlab-model corresponding to the electrical equivalent circuit of the ETD power supply system shown in Fig. 1.

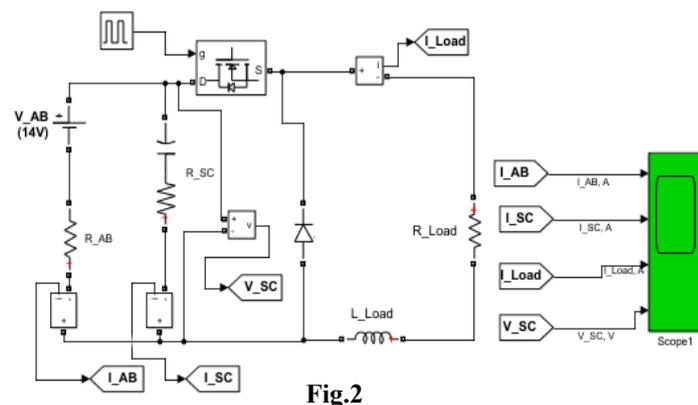


Fig.2

It was assumed that when the  $R$ - $L$  load was disconnected, the battery voltage was  $E = 14$  V and its internal resistance  $R_B = 0.02$  Ohm. The capacitance  $C$  was 60–400 F, and internal resistance  $R_C = 0.002$  Ohm = const. It was assumed that  $C$  was always charged to a voltage of  $U_{C0} = E = 14$  V before connecting the  $R$ - $L$  load. The active load resistance  $R_{load}$  was considered equal to 0.1 Ohm, and the load inductance  $L_{load}$  – equal to 100  $\mu$ F. Switch  $K$  was a fully controlled switch that carried out pulse-width regulation of the output current of the power supply

system, switching with a frequency  $f$  in the range from 0.4 kHz to 10 kHz, and relative pulse duration  $s$  in the range from 4/3 to 4. When the switch  $K$  is broken, the supercapacitor is charged by the battery, and when the  $K$  is closed, the supercapacitors and battery are discharged to the  $R$ - $L$  load. It should be noted that at the moment of breaking the  $K$ , the current in the inductance  $I_L$ , according to the switching law, does not change instantly, but flows in the same direction in the electrical circuit  $L_{load}$ - $VD$ - $R_{load}$ , dissipating the energy accumulated in the inductance ( $W_L=0.5L_{load}I_L^2$ ) in the active resistance  $R_{load}$ .

Let us note that at  $C = 60\text{--}400$  F, the voltage on  $C$  changes insignificantly during the one load connection, therefore the subsequent charging of  $C$  from battery is carried out with an initial positive voltage on  $C$ , which differs insignificantly from the voltage on the battery terminal. Under such conditions, the losses of electrical energy in the active resistances of the charging circuit of the capacitor  $C$  are insignificant and the efficiency is close to 100%. [12].

When an ETD starts moving, accelerates, or moves uphill, the power of its engine (that is, the current in the load) briefly increases several times compared to the steady-state driving mode at a constant speed. The highest current in the load (in the electric vehicle's motor) is usually needed during the first few seconds when the ETD starts moving. According to the authors of [7–9], it is these short-term high-amplitude current pulses that reduce the battery's service life and determine the need to connect supercapacitors. Therefore, in this paper, the analysis of the indicated modes was carried out first.

Fig. 3 represents the calculated oscillograms of the currents in the electrical circuits of the battery  $I_{AB}(t)$ , supercapacitor  $I_{SC}(t)$  and  $R$ - $L$  load  $I_{load}(t)$ , as well as the voltage  $U_{SC}(t)$  at the terminals of the supercapacitor when it is connected at the moment simulating the start of the ETD's movement. In this case, switch  $K$  created current pulses with a frequency  $f = 1$  kHz and relative pulse duration  $s = 2$ .

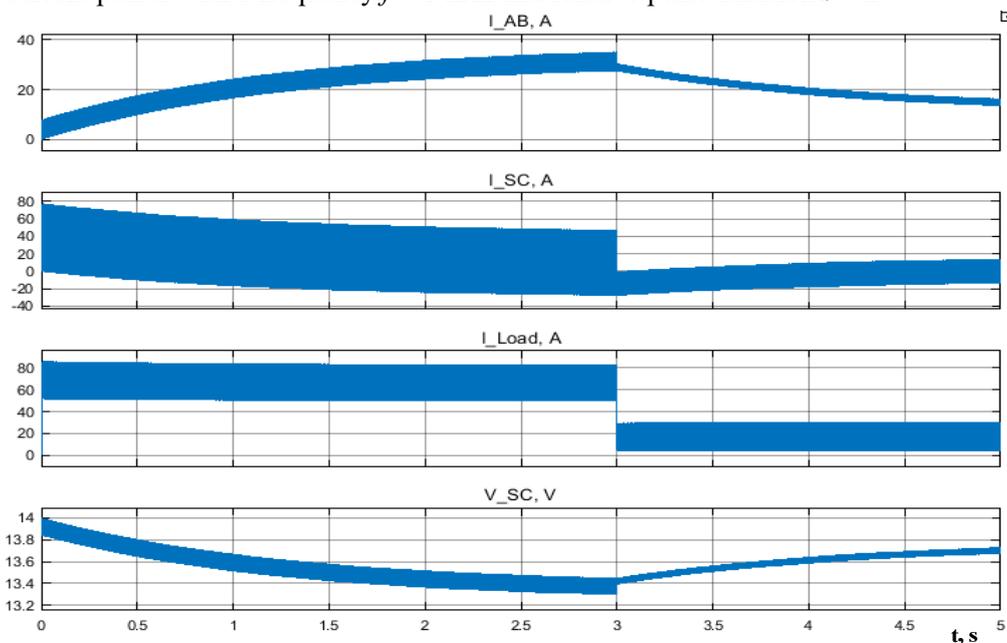


Fig. 3

The active load resistance  $R_{load}$  increased abruptly by 4 times after  $\Delta t = 3$  s, simulating a decrease in the acceleration of the ETD. As can be seen from Fig. 3, the current in the battery circuit was several times less than the current in the supercapacitor circuit in the time range from 0 to 3 s. The greatest differences between the currents were observed at  $t < 0.5$  s, that is, immediately after connecting the load simulating the start of the ETD's movement. It should be noted that the current in the battery circuit increased smoothly, starting from almost zero values, and not abruptly, as in the case without a supercapacitor.

When the load resistance increases abruptly by 4 times ( $t = 3$  s), the current in the SC's electrical circuit decreases, and the voltage at its terminals increases (SC charges). As SC charges, the current in B's circuit begins to decrease.

Thus, it can be concluded that if the internal resistance of SC is an order of magnitude less than the internal resistance of B, then connecting SC to B virtually eliminates the abrupt increase in currents in the B's circuit when the ETD starts, accelerates, and moves uphill. In all the listed cases of increasing engine power, the current in the battery's electrical circuit will increase smoothly, starting from values close to zero.

Connecting a supercapacitor with low internal resistance to the battery also reduces the magnitude of

pulse currents in the battery's circuit under conditions of constant power consumption of electricity in the load, that is, when the ETD moves at a constant speed (time range  $0.5 < t < 3$  s in Fig. 3).

The influence of the switching frequency of the semiconductor switch  $K$ , the relative pulse duration of the pulse currents and the capacitance of the SC on the currents in the circuits of the power supply system of the ETD was also studied.

Table 1 presents the results of the numerical calculation of the dependencies of the highest values of currents in the electrical circuits of the B and SC, as well as the ranges of change of the load current and the average power (characterizing the electrical energy consumption in the load during one period) at different switching frequencies of the switch  $K$  and capacitances of SC, but with a constant relative pulse duration of pulse currents in the switch  $K$  ( $s = 2$ ).

Fig. 4 shows the dependence of the load power on the switching frequency of the switch  $K$  for different values of the supercapacitor capacitance.

**Table 1**

Experiment #	$f$ , kHz	$C$ , F	$I_{B \max}$ , A	$I_{SC \max}$ , A	$I_{B \max} / I_{SC \max}$	$[I_{load \min}; I_{load \max}]$ , A	$P$ , W
1	0.4	60	42.6	62	0.69	[24; 105]	463.7
2	1	60	37	45	0.82	[47; 83]	424.7
3	10	60	32	35	0.91	[63; 67]	423.5
4	0.4	100	42	62	0.67	[24; 104]	463.3
5	1	100	37	45	0.82	[46; 82]	426.8
6	10	100	35	31	1.12	[63; 66]	425.0
7	0.4	400	39	66	0.59	[22; 105]	478.8
8	1	400	35	48	0.73	[48; 83]	439.3
9	10	400	32	35	0.91	[63; 67]	435.0

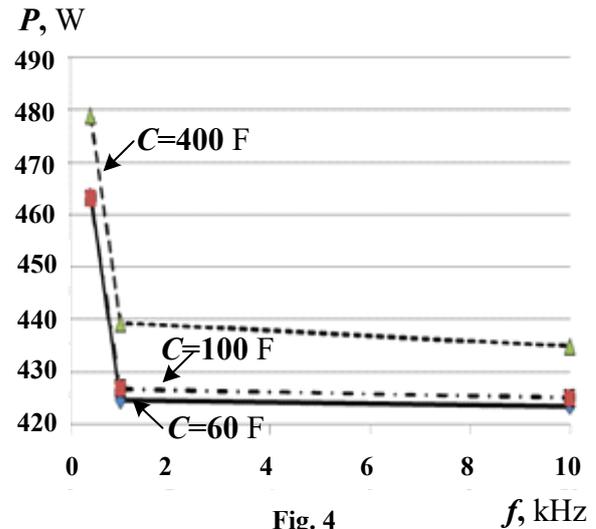
inductance  $L_{load}$  and its average value changes insignificantly.

Table 2 presents the results of calculating the highest values of currents in the battery and supercapacitor, changes in the average load power and ranges of load current depending on the relative pulse duration  $s$ , when the supercapacitor capacitance  $C = 100$  F and the current switching frequency  $f$  was equal to 0.4, 1 and 10 kHz.

Fig. 5 shows the dependences of the ratio of the maximum values of pulse currents in the battery and supercapacitor on the relative pulse duration of the currents at different switching frequencies.

From Fig. 5 and Table 2 it is evident that by changing the relative pulse duration of the pulse currents in the electrical circuit of the switch, it is possible to significantly change the ratio between the currents in the circuits of the battery and supercapacitor, as well as regulate the power consumption of electricity in the load.

At low relative pulse duration of pulse currents in the switch  $K$  circuit, the currents in the B circuit are approximately 2 times higher than the currents in the SC circuit. With increasing relative pulse duration, the currents in the SC circuit begin to exceed the currents in the B circuit, since the SC charging time increases and its discharge time decreases, which increases the voltage on the SC. This causes a decrease in the voltage difference between B and SC and the SC charge currents from B. In this case, the power consumption of electricity in the load also decreases.



**Fig. 4**

As can be seen in Fig. 4, when the relative pulse duration  $s = 2$ , an increase in the switching frequency causes a decrease in the load power, and the greater the frequency, the less significant this decrease becomes. At a frequency  $f > 1$  kHz, such a decrease in load power practically disappears.

An increase in the frequency  $f$  causes a narrowing of the range of current change in the load (see Table 1), but this current does not change direction in the

**Table 2**

Experiment #	$s$ r.u.	$f$ , kHz	$I_{B \max}$ , A	$I_{SC \max}$ , A	$I_{B \max} / I_{SC \max}$	$[I_{load \min}; I_{load \max}]$ , A	P, W
1	1.33	0.4	77	41	1.87	[55; 118]	927.5
2	2	0.4	42	62	0.67	[24; 104]	463.3
3	4	0.4	15	53	0.28	[4; 68]	124
4	1.33	1	74	32	2.31	[77; 106]	896
5	2	1	37	45	0.82	[46; 82]	426.8
6	4	1	11	34	0.32	[17; 45]	94.8
7	1.33	10	74	23	3.21	[94; 97.5]	930
8	2	10	35	31	1.12	[63; 66]	425
9	4	10	19	22	0.86	[28; 31]	88.6

due to the increase in power consumed from B.

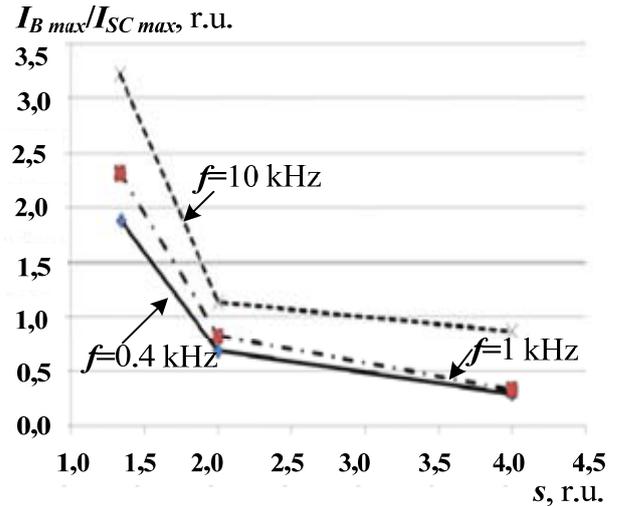
Table 3 shows the calculations of various parameters of a combined power supply system for ETD's engines, consisting of B and SC connected in parallel (as shown in Fig. 1), at different switching frequencies of the switch  $K$ , capacitances SC and constant relative pulse duration  $s = 2$ .

**Table 3**

Experiment #	C, F	$f$ , kHz	$I_{B \max}$ , A	$I_{SC \max}$ , A	$I_{B \max} / I_{SC \max}$	$[I_{load \min}; I_{load \max}]$ , A	P, W
1	60	0,4	42	62	0.67	[24;104]	463
2	100	0,4	42	62	0.67	[24;104]	463
3	400	0,4	39	66	0.59	[22;105]	478,8
4	60	1	37	45	0.82	[47;83]	424,7
5	100	1	37	45	0.82	[46;82]	426,8
6	400	1	35	48	0.73	[48;83]	439,3
7	60	10	32	35	0.91	[63;67]	423,5
8	100	10	35	31	1.12	[63;66]	425
9	400	10	32	35	0.91	[63;67]	435

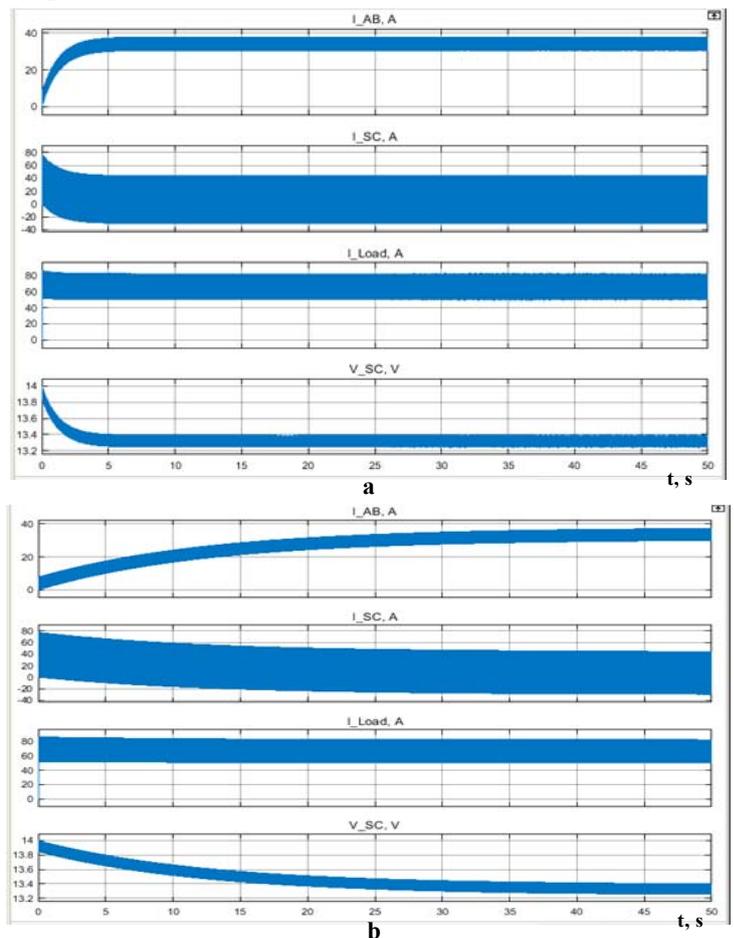
Fig. 6, *a* and 6, *b* show the calculated oscillograms of  $I_{AB}(t)$ ,  $I_{SC}(t)$ ,  $I_{load}(t)$  and  $U_{SC}(t)$  – currents in the electrical circuits of the B, SC and  $R-L$  loads, as well as the voltage at the terminals of the supercapacitor for two values of its capacitance:  $C = 60$  and  $600$  F.

The obtained results (Table 3) show



**Fig. 5**

With a decrease in the relative pulse duration of the pulse currents, the duration of SC discharge increases, and the duration of its charge and consequently the SC voltage decrease, while the currents of its charge from the B increase. The power consumption in the load will increase, but mainly



**Fig. 6**

that increasing the SC capacity by almost 7 times slightly increases the power of electrical energy transmitted to the load (the power increases by only 3%). However, as can be seen in Fig. 6 *a, b*, with an increase in the SC capacity, the duration of the forced (pulse) mode in the load increases by an order of magnitude due to the increased SC currents compared to the battery currents.

The obtained results show the feasibility of further in-depth studies of the use of SCs to reduce the weight and dimensions of the battery of ETD and hybrid electric vehicles. Since starting the engine of a modern mid-range car requires 4–7 kW of power for several seconds, and SCs are much lighter in weight than currently used Bs, the most optimal power source for electric vehicles may be a hybrid system consisting of a smaller-capacity B and additional lightweight SCs. It should be noted that the cost of SCs, although decreasing every year, exceeds the cost of Bs, but in terms of the number of charge-discharge cycles, SCs exceed Bs by 2–3 orders of magnitude. SCs have also higher resistance to extreme temperatures and loads as well as they have much higher power density (the ability to quickly release and store energy). In turn, batteries have a high energy density (the ability to store more energy per unit volume or mass). The main thing is that, unlike batteries, supercapacitors are a source of powerful, albeit short-term, energy pulses. Accordingly, SCs are used where high power is required for a short period of time. Batteries are a source of constant power, limited only by the discharge current. That is why the use of hybrid power sources (B+SC) is reasonable and promising.

**Conclusions.** 1. The conducted studies of the modes of a hybrid power supply system for an ETD from a battery and supercapacitors (connected in parallel to the battery) with an order of magnitude lower total internal resistance showed additional advantages of such a system. First of all, the advantages are manifested during periodic implementation of a short-term increase in the power of the ETD (in particular, when starting to move, climbing uphill and other forced modes). In this case, the energy transferred to the ETD's engine is taken mainly from the supercapacitors (since the currents in the supercapacitor discharge circuit significantly exceed the currents in the battery circuit).

2. Regulation of the ETD engine power modes can be achieved by changing the frequency and relative pulse duration of forced switching of the pulse current in the engine. It should be noted that increasing the capacity of supercapacitors has little effect on the power of energy transfer to the load during the time of the processes considered (with an increase in capacity by almost 7 times, the power increases by only 3%). At the same time, such an increase in capacity significantly (by an order of magnitude) increases the duration of the forced (pulse) load mode due to increased supercapacitor currents compared to battery currents.

3. The results of the study of such hybrid power supply system for the electric vehicles show the feasibility of further in-depth research in this direction. The hybrid systems can be an optimal power sources for ETD and electric vehicles, since supercapacitors are a source of powerful short-term, pulses of energy, and batteries are a source of constant power, limited only by the discharge current.

1. Chen D., Jiang K., Huang T., Shen G. Recent advances in fiber supercapacitors: materials, device configurations, and applications. *Adv. Mater.* 2020. Vol. 32. Issue 5. Pp. 1-19. DOI: <https://doi.org/10.1002/adma.201901806>.

2. Gadipelli S., Guo J., Li Z., Howard C.A., Liang Y., Zhang H., Shearing P.R., Brett D.J.L. Understanding and Optimizing Capacitance Performance in Reduced Graphene-Oxide Based Supercapacitors. *Small Methods.* 2023. Vol. 7 (6). Article no: 2201557. DOI: <https://doi.org/10.1002/smt.202201557>.

3. Maletin Y.A., Stryzhakova N.G., Zelinskyi S.O., Chernukhin S.I. Energy Storage Technologies Based on Electrochemical Double Layer Capacitors: A Review. *Theoretical and Experimental Chemistry.* 2021. Vol. 57 (5). Pp. 311-324. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11237-021-09700-7>.

4. Andrew F. Burke, Jingyuan Zhao. Development, Performance, and Vehicle Applications of High Energy Density Electrochemical Capacitors. *Appl. Sci.* 2022. Vol. 12(3). Article no: 1726. DOI: <https://doi.org/10.3390/app12031726>.

5. Bououchma Z., Sabor J., Aitbough H. New electrical model of supercapacitors for electric hybrid vehicle applications. *Materials Today: Proceedings.* 2019. Vol. 13. Part 3. Pp. 688-697. DOI: <https://doi.org/10.1016/J.MATPR.2019.04.029>.

6. Yunasko: pulse, power, innovations. Ultracapacitor product line. URL: <https://yunasko.com/en/products> (accessed at 25.03.2025).

7. Liu X., Dai X., Wei G., Xi Y., Pang M., Izotov V., Klyui N., Havrykov D., Ji Y., Guo Q., Han W. Experimental and theoretical studies of nonlinear dependence of the internal resistance and electrode thickness for high performance supercapacitor. *Scientific Report.* 2017. Vol. 7. Article no: 45934. DOI: <https://doi.org/10.1038/srep45934>.

8. Purkait T., Singh G., Kumar D., Singh M., Dey R.S. High-performance flexible supercapacitors based on electrochemically tailored three-dimensional reduced graphene oxide networks. *Scientific Report.* 2018. Vol. 8. Article no: 640. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41598-017-18593-3>.

9. Beletsky O.A., Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Dependences of power characteristics of circuit at charge of supercapacitors on their initial and final voltages. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 3-10. <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.003>. (Ukr)

10. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing probabilistic properties of electrical characteristics in the circuits containing stochastic load. IEEE 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kyiv, Ukraine, 07-11 June 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/ieps.2016.7521887>.

11. Shydlovsky A.K., Pavlov V.B., Popov A.V., Pavlenko V.Ye. Supercapacitors in electric vehicle power systems. *Tekhnichna Elektrodynamika. Tematicheskii vypusk: Silovaia elektronika I energoeffektivnost*. 2010. Part 1. Pp. 48-51. (Rus)

12. Biletsky O.O., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. The optimization of energy parameters of the electrical systems of charge of supercapacitor from accumulator battery. 16th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, Lviv, Ukraine, 02-05 September 2015. Pp. 4-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE.2015.7333323>.

*The research was carried out under research work "Development of hybrid power supply systems with batteries and supercapacitors to improve the energy efficiency of autonomous electric vehicles and technological systems for electrothermal treatment of parts made of refractory alloys" (Research code "Elind-P2", state registration number 0125U000009).*

## **АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ТА СТАЦІОНАРНИХ РЕЖИМІВ У СИСТЕМІ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОМОБІЛЬНИХ ТРАНСПОРТНИХ ЗАСОБІВ, ЯКА МІСТИТЬ АКУМУЛЯТОРНУ БАТАРЕЮ ТА СУПЕРКОНДЕНСАТОРИ, З'ЄДНАНІ ПАРАЛЕЛЬНО**

**А.А. Щерба**<sup>1,2\*</sup> академік НАН України, **Н.І. Супруновська**<sup>1\*\*</sup> докт. техн. наук

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,  
e-mail [jednat1@gmail.com](mailto:jednat1@gmail.com).

<sup>2</sup> НТУ України "КПІ ім. Ігоря Сікорського",  
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.

*У роботі проаналізовано перехідні та усталені процеси за широтно-імпульсного регулювання режимів системи електроживлення електромобіля від акумуляторної батареї та підключених до неї суперконденсаторів. Проведено чисельні експерименти на математичній моделі заступної електричної схеми такої системи живлення з використанням пакета прикладних програм Matlab Simulink. Отримано залежності величин струмів в електричних ланцюгах акумуляторної батареї, суперконденсаторів та навантаження від частоти імпульсних струмів, їхньої прогальності (відношення періоду повторення імпульсу до його тривалості), параметрів акумуляторної батареї та суперконденсаторів. Встановлено, що використання суперконденсаторів з малим внутрішнім опором дає можливість зменшити імпульсні струми в електричному ланцюзі акумуляторної батареї електромобіля за рахунок встановлення режимів роботи комплексної системи живлення, за яких струми в електричному ланцюзі розряду суперконденсатора будуть набагато більшими за струми в ланцюзі акумуляторної батареї. Бібл. 12, рис. 6, табл. 3.*

**Ключові слова:** суперконденсатор, акумуляторна батарея, внутрішній опір, комплексна система електроживлення.

Received 17.04.2025

Accepted 30.06.2025

## ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК SI-MOSFET, SiC-MOSFET ТА SI-IGBT ТРАНЗИСТОРІВ

С.М. Ковбаса<sup>\*</sup>, докт. техн. наук, Ю.В. Вербовий<sup>\*\*</sup>, Є.В. Коломійчук<sup>\*\*\*</sup>

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

E-mail: [skovbasa@ukr.net](mailto:skovbasa@ukr.net); [yurii.verbovvi@gmail.com](mailto:yurii.verbovvi@gmail.com); [kolomijchuk@hotmail.com](mailto:kolomijchuk@hotmail.com).

*Роботу присвячено практичному визначенню та порівнянню динамічних характеристик кремнієвого (Si) MOSFET, карбід кремнієвого (SiC) MOSFET та кремнієвого IGBT у разі роботи на активно-індуктивне навантаження, що є актуальним для електроприводів та статичних перетворювачів параметрів електричної енергії. Розглянуто основні переваги та проблеми, що виникають під час застосування високошвидкісних ключів. Наведено методіку тесту подвійним імпульсом (Double-Pulse Test, DPT), що є поширеним методом для експериментального визначення динамічних характеристик MOSFET та IGBT. Розроблено та виготовлено експериментальну установку, з використанням якої за однакової напруги та для різних струмів комутації проведено тестування процесів переключання транзисторів. В результаті аналізу проведених тестів показано, що за інших рівних умов SiC-MOSFET забезпечує найменші втрати на перемикання, що робить цей тип транзисторів найбільш придатним для використання у застосуваннях з високою частотою широтно-імпульсної модуляції. Показано, що SiC-MOSFET потенційно може забезпечити зменшення мертвого часу перетворювача у порівнянні з Si-IGBT, що дає можливість покращити динамічні властивості автономних інверторів напруги та спростити або повністю відмовитися від застосування алгоритмів компенсації мертвого часу. Результати виконаних досліджень можуть бути використані під час розробки силових напівпровідникових перетворювачів електроприводів різних типів або статичних перетворювачів параметрів електричної енергії. Бібл. 27, рис. 13, табл. 3.*

**Ключові слова:** напівпровідники з широкою забороненою зоною, тест подвійним імпульсом, силова електроніка, Si-MOSFET, SiC-MOSFET, Si-IGBT, втрати на перемикання, електропривод, високочастотна ШІМ.

**Вступ.** Стрімкий розвиток напівпровідникової перетворювальної техніки, який відбувається в наш час з метою підвищення її енергетичних та зменшення масогабаритних показників, нерозривно пов'язаний з постійним вдосконаленням елементної бази, а саме силових напівпровідникових приладів, які є основою будь-якої топології сучасного перетворювача. Сьогодні великі інвестиції та дослідницькі зусилля спрямовані на розробку нових та покращення існуючих структур силових пристроїв на основі напівпровідників з широкою забороненою зоною (Wide-Bandgap, WBG) таких, як карбід кремнію (SiC) та нітрид галію (GaN). Електричні та фізичні властивості SiC та GaN роблять їх перспективними матеріалами для заміни традиційного кремнію під час виготовлення напівпровідникових ключів, що здатні працювати за високих напругах, струмах та частотах широтно-імпульсної модуляції.

Пристрої на основі WBG-напівпровідників в перспективі можуть повністю замінити кремнієві (Si) IGBT та MOSFET у високодинамічних приводах сучасних верстатів, тягових електроприводах, приводах електричних літальних апаратів, а також в статичних перетворювачах параметрів електричної енергії різного технологічного призначення. У порівнянні з кремнієвими напівпровідниками WBG пристрої мають на декілька порядків вищі швидкості перемикання, що робить їх придатними для роботи за високої частоти широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що в свою чергу призводить до зменшення габаритів моточних виробів, а також до збільшення питомої потужності напівпровідникових перетворювачів.

WBG матеріали мають ширину забороненої зони понад 3 еВ, яка забезпечує високу допустиму напруженість електричного поля – близько 3 МВ/см, що в 10 разів перевищує показник кремнієм. Це дає змогу напівпровідниковим пристроям на основі WBG працювати за високих

© Ковбаса С.М., Вербовий Ю.В., Коломійчук Є.В., 2025

ORCID: \* <https://orcid.org/0000-0002-2954-455X>; \*\* <https://orcid.org/0009-0001-7032-9536>;

\*\*\* <https://orcid.org/0009-0001-9797-2994>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



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

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

напругах (табл. 1). Крім того як SiC, так і GaN мають вищу мобільність електронів у порівнянні з кремнієм, що створює передумови для їхнього використання за високої частоти комутації, причому явну перевагу мають GaN-транзистори, тоді як для SiC-транзисторів ця перевага більш обмежена. Окрім електричних характеристик важливими для силових напівпровідникових пристроїв є теплові властивості. SiC і GaN мають суттєві переваги щодо теплопровідності та температури плавлення порівняно з кремнієм. При цьому SiC займає особливо вигідну позицію. Комерційно-доступні пристрої на основі кремнію вже досягли межі, що визначається електричними та фізичними властивостями матеріалу, але деякі архітектури, такі як MOSFET, на основі супер-переходу (Super-Junction MOSFET) навіть перевершують межу матеріалу. Транзистори на основі карбіду кремнію наближаються до межі можливостей матеріалу, проте все ще мають потенціал для вдосконалення. У випадку з нітридом галію ситуація інша: комерційно-доступні силові пристрої на основі GaN вже є конкурентоспроможними, вони не досягли ліміту матеріалу, проте це викликано скоріше тим, що технологія їхньої виробництва все ще розвивається та не досягла своєї зрілості.

**Таблиця 1** – Порівняння основних властивостей напівпровідникових матеріалів

Властивість	Кремній (Si)	Карбід кремнію (SiC)	Нітрид галію (GaN)
Ширина забороненої зони, eV	1.12	3.2	3.4
Допустима напруженість електричного поля, (кВ/см)	300	3500	3300
Швидкість електронів, ( $10^7$ см/с)	1	2	2.2
Мобільність електронів, ( $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{c}$ )	1300	950	1500
Мобільність дірок, ( $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{c}$ )	600	115	850
Теплопровідність, (Вт/см·К)	1.5	3.8	1.3
Температура плавлення, (К)	1412	3103	2500
Основні переваги технології	Високий рівень розвитку технології виготовлення транзисторів на базі кремнію та надійність. Високе відношення вартість – продуктивність.	Високі робочі температури (до $500^\circ\text{C}$ ). Висока робоча напруга (до 10кВ.)	Висока частота комутації. Придатність для інтеграції у склад систем на кристалі.
Основні бар'єри для впровадження	Обмеження робочої напруги транзисторів на рівні до приблизно 6.5кВ	Низька рухливість електронів у каналі затвора. Складність вирощування кристала з малою кількістю дефектів.	Складність створення нормально-закритого транзистора (необхідність використання каскодної схеми). Необхідна велика площа кристала для досягнення високої робочої напруги.

Кремнієві силові MOSFET зазвичай працюють на частотах до 500 кГц і у відносно низькому діапазоні напруг (нижче 1 кВ) та перебивають діапазон потужності 10-20 кВт. Роботи з поліпшення показників Si-MOSFET тривають. Наприклад, задля більш повного використання властивостей кремнію ще у 1999 році компанія Infineon Technologies представила серію MOSFET CoolMOS™ Superjunction. Ці транзистори добре підходять задля застосування в імпульсних джерелах живлення, активних коректорах коефіцієнта потужності та топологіях, де відбувається жорстке перемикання ключів.

IGBT транзистори, як правило, працюють на нижчій частоті (в більшості до 30 кГц), але за порівняно високої напруги (діапазон приблизно від 600 В до декількох кіловольт), забезпечуючи при цьому найвищі рівні потужності від одиниць кВт до 1 МВт. IGBT широко використовуються у

силових схемах частотних перетворювачів для електроприводу, активних фільтрів, імпульсних перетворювачів постійної напруги тощо. IGBT транзистори випускаються на напругу до 6,5 кВ (наприклад, IGBT-модуль типу 5SNA 0750G650300 компанії ABB) та струм до 3,6 кА (5SNA 3600E170300).

SiC-MOSFET витісняють кремнієві MOSFET у високочастотних (80 кГц – 10 МГц) та водночас високовольтних застосуваннях. Одним із прикладів сучасних SiC MOSFET є сімейство Infineon CoolSiC з транзисторами, що доступні в класах 650 В, 1200 В і 1700 В.

Сучасні GaN транзистори працюють на частотах, що можуть сягати декількох десятків мегагерц. При цьому практично доступний клас напруги у більшості світових виробників пристроїв на основі GaN напівпровідників (наприклад, Infineon, Panasonic, ST, GaN Systems, Transphorm Inc. та ін.) не перевищує 650 В. Разом з цим заявлено, що виробником Transphorm Inc. був розроблений перший в індустрії GaN транзистор з допустимою напругою 1200 В. Наразі зусилля виробників спрямовані на подолання недоліків, характерних для даних транзисторів. На рис. 1 наведено робочі діапазони частот та напруг для кожного з розглянутих типів транзисторів.

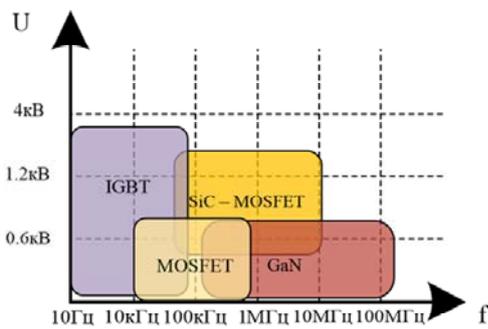


Рис. 1 Робочі діапазони частот та напруг

Хоча напівпровідникові прилади на основі GaN є перспективними конкурентами вже добре розвиненим приладам на основі кремнію та карбїду кремнію, їхнє практичне використання викликає труднощі, пов'язані з обмеженим діапазоном робочої напруги (практично до 650 В), а також особливостями керування. Надалі в цій роботі прилади на основі GaN не будуть розглядатися в практичній площині.

**Мета роботи** – порівняння швидкодії Si-MOSFET, SiC-MOSFET та Si-IGBT під час роботи на активно-індуктивне навантаження шляхом аналізу їхніх динамічних характеристик, отриманих в ході експериментальних досліджень.

**Виклад основного матеріалу.** Через складність математичної моделі, яка могла б враховувати особливості комутації транзисторів у складі реального перетворювача, задля визначення динамічних показників можна використати практичний підхід, зокрема метод тесту подвійним імпульсом (Double-Pulse Test, DPT), який є поширеним методом задля експериментального визначення динамічних характеристик силових електронних пристроїв, таких як MOSFET і IGBT.

Зазвичай у технічній документації надається детальна інформація про напівпровідниковий пристрій, яка отримана за певних, попередньо визначених тестових умов. Однак режим роботи пристрою в конкретному застосуванні може значно відрізнитися від тестових умов, наведених у документації. Метод DPT дає можливість визначити динамічні характеристики силового напівпровідника в умовах, які є специфічними для конкретного застосування. Крім того, цей метод дає змогу експериментально оцінити характер перехідних процесів в колі драйвера затвора та у силових колах, що особливо важливо під час розробки та налагодженні силових перетворювачів, що побудовані на базі високошвидкісних ключів. DPT також дає можливість оцінити характеристики відновлення вбудованого діода (Body Diode).

Схему задля визначення динамічних характеристик транзисторів за методом DPT, що використана у даному дослідженні, наведено на рис. 2. Вона складається з низьковольтного джерела

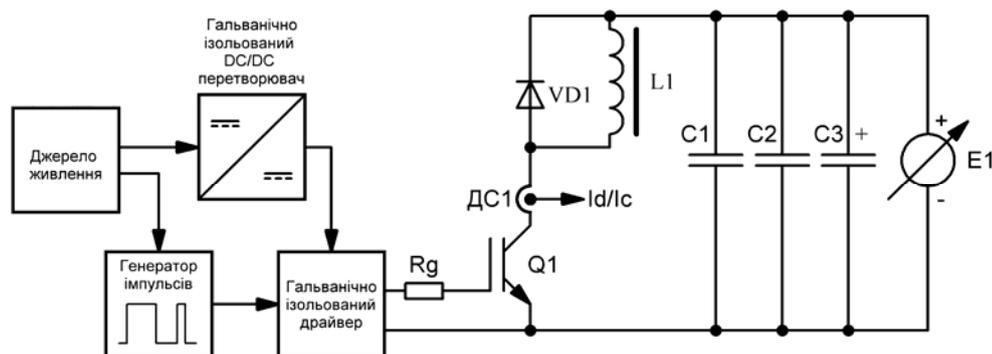


Рис. 2 Структурна схема експериментальної установки

живлення (призначене для живлення генератора імпульсів та драйвера через ізольований DC/DC перетворювач), генератора імпульсів, ізольованого DC/DC перетворювача, що необхідний для організації гальванічно-розв'язаної двополярної напруги живлення драйвера, а також гальванічно розв'язаного драйвера затвора. Дану схему можна розглядати як частковий випадок фазної стійки, в якій замість верхнього ключа (транзистора) використовується діод.

Як давач струму ДС1 для вимірювання струму колектора IGBT (струму стоку MOSFET) використовується трансформатор струму типу PAS6322.100NLT. Оскільки комутація відбувається лише двічі за час тесту, підвищення температури через комутаційні втрати є нехтувано малим, тому можна обійтися без встановлення тестованого транзистора на радіатор.

Під час тесту два імпульси подаються один за одним на затвор тестованого транзистора Q1. При цьому транзистор навантажений на індуктивність L1, яка обмежує швидкість наростання струму, та фактично робить цей процес контрольованим. Регулюючи напругу ланки постійного струму (за допомогою регульованого джерела напруги E1) та тривалість першого імпульсу (за допомогою генератора імпульсів), можна зафіксувати перехідні процеси комутації за бажаних рівнів напруги та струму в кінці першого імпульсу та на початку другого. Зворотний діод VD1 забезпечує шлях протікання струму на етапі паузи між імпульсами.

Енергії, що була запасена в індуктивності L1 за час першого імпульсу, має бути достатньо, щоб забезпечити підтримання струму майже постійним під час паузи між імпульсами, що забезпечується виконанням умови

$$L \geq \frac{V_{dc}}{\Delta I_L} t_{sw} = \frac{V_{dc}}{k_i \cdot I_L} t_{sw}, \quad (1)$$

де  $t_{sw}$  – час наростання струму до тестового значення;  $k_i$  – коефіцієнт пульсації струму, який зазвичай вибирають у межах 1~5%;  $V_{dc}$  та  $I_L$  – робоча напруга та струм відповідно.

Через високу швидкість комутації сучасних напівпровідникових пристроїв паразитні параметри схеми мають значний вплив на характері перехідних процесів. Тому задля мінімізації еквівалентної паралельної ємності бажано конструктивно виконувати індуктивність L1 шляхом послідовного з'єднання кількох невеликих індуктивностей, кожна з яких має одношарову обмотку.

Іншим важливим елементом схеми є батарея конденсаторів ланки постійного струму C1-C3, основною задачею якої є підтримання сталого рівня напруги під час тесту, особливо під час першого імпульсу, коли відбувається наростання струму індуктивності до тестового значення. Задля зменшення еквівалентного послідовного опору конденсаторів (Equivalent Series Resistance, ESR) батарею конденсаторів доцільно набирати шляхом паралельного з'єднання декількох окремих конденсаторів. При цьому разом з електролітичним конденсатором (C3) обов'язково необхідно використовувати плівкові конденсатори (C1, C2), тому що вони мають здатність швидко віддавати великі струми.

Ємність конденсаторної батареї обирається так, щоб обмежити просадку напруги шини  $\Delta V_{DC}$ , коли енергія переходить від конденсаторів до L1 під час першого імпульсу, тобто ємність конденсатора повинна задовольняти умові

$$C \geq \frac{L \cdot I_L^2}{2 \cdot k_v \cdot V_{DC}^2}, \quad (2)$$

де  $k_v$  – коефіцієнт пульсації напруги, який зазвичай вибирають у межах 1~5%.

Також під час проектування друкованої плати задля придушення короткочасних коливальних перехідних процесів по нарузі та струму необхідно розміщувати керамічні блокувальні конденсатори в безпосередній близькості до ланки із послідовно з'єднаних Q1 та VD1. Практично сумарна ємність блокувальних конденсаторів може бути розрахована як

$$C_{dec} \geq 100 \cdot C_{oss}, \quad (3)$$

де  $C_{dec}$  – ємність розв'язуючого конденсатора;  $C_{oss}$  – вихідна ємність тестованого транзистора.

Подальше збільшення ємності блокувальних конденсаторів, коли  $C_{dec} / C_{oss} \gg 100$ , є недоцільним, тому що воно не призводить до очікуваного ще більш відчутного придушення коливальних процесів.

Драйвер затвора є ще одним важливим компонентом, ретельний вибір якого дає змогу повною мірою використовувати високу швидкість перемикання WBG транзисторів. У процесі його вибору

слід звернути особливу увагу на піковий струм, який може бути забезпечений мікросхемою-драйвером, час наростання/спаду, стійкість до синфазних завад (Common Mode Transient Immunity, CMTI), а також рівня напруги, який може витримати ізоляційний бар'єр драйвера.

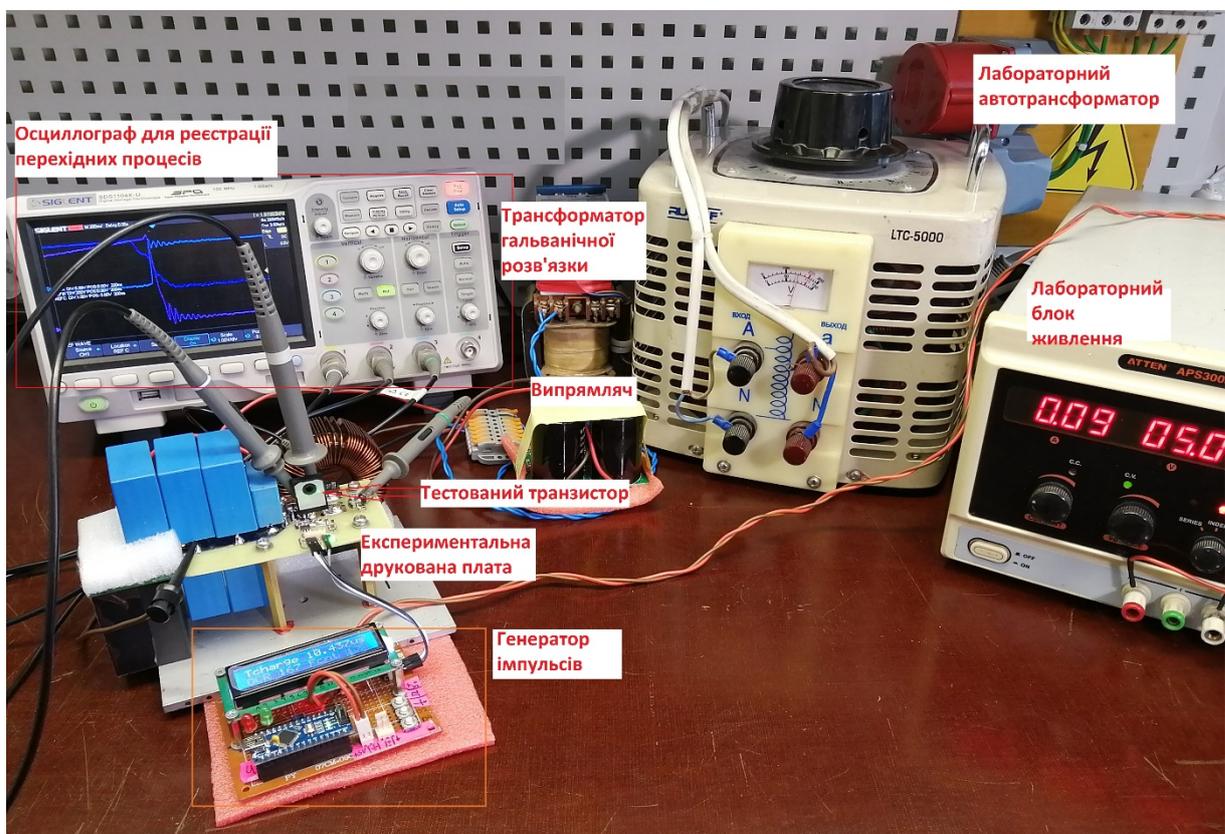
Загальний вигляд експериментальної установки наведено на рис. 3. За регульоване джерело живлення E1 використовувався лабораторний автотрансформатор разом із трансформатором гальванічної розв'язки та випрямлячем. Сумарна ємність конденсаторів ланки постійного струму складає 415 мкФ, що забезпечує виконання умови (2), індуктивність дроселя L1 складає 330 мкГн, що забезпечує виконання умови (1).

Як драйвер затвора використовується спеціалізована мікросхема-драйвер [UCC5390ECDR], сумарний опір  $R_g$  в колі затвора (з врахуванням внутрішнього опору затвора) для кожного з тестованих транзисторів складає 10 Ом, напруга відкриття транзистора стабілізована на рівні +15 В, напруга закриття стабілізована на рівні -3 В. Параметри схеми драйвера затвора наведено у табл. 2.

**Таблиця 2**

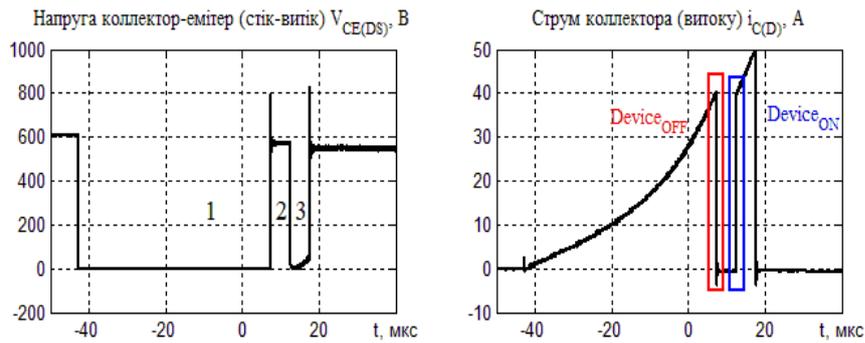
Транзистор	Si-MOSFET IXFK52N100X	SiC-MOSFET IMZ120R030M1H	Si-IGBT NGTB50N120FL2WAG
Внутрішній опір затвора $R_{g.int}$ , Ом	0.5	3	Інформація відсутня
Опір зовнішнього затворного резистора $R_{g.ext}$ , Ом	9.5	7	10
Напруга керування $V_{g.on} / V_{g.off}$ , В	$V_{g.on} / V_{g.off} = +15 / -3$		
Сумарний опір резистора в колі затвора, Ом	$R_g = R_{g.int} + R_{g.ext} = 10$		

Для реєстрації перехідних процесів використовувався цифровий осцилограф Siglent SDS1104X-U] зі смугою пропускання 100 МГц та частотою дискретизації 1 ГВиб/с.



**Рис. 3** – Загальний вигляд експериментальної установки

**Методика тестування.** На рис. 4 наведено типову форму напруги колектор-емітер (або стік-витік) та форму струму колектора (стоку) під час тестування IGBT або MOSFET за методом DPT.



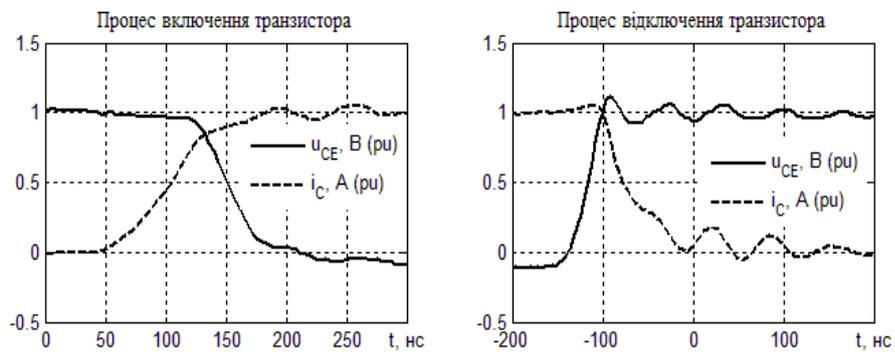
**Рис. 4** Форма напруги колектор-емітер (або стік-витік) та форма струму колектора (стоку) при тестуванні транзистора

Тест складається з трьох етапів: на першому етапі на затвор подається імпульс з певною початковою шириною, починається наростання струму в індуктивності, а отже і наростання струму колектора (стоку). Змінюючи ширину цього імпульсу налаштовується величина тестового струму. У випадку, показаному на рис. 4, величина тестового струму складає 40 А.

На другому етапі формується пауза між імпульсами, її тривалість повинна забезпечувати закінчення перехідного процесу відключення транзистора, але разом з цим не бути занадто великою, щоб струм, який на цьому етапі підтримується за рахунок енергії в індуктивності, до початку другого імпульсу залишився майже сталим.

На третьому етапі на затвор знову подається імпульс увімкнення. Його тривалість повинна бути достатньою для завершення перехідного процесу ввімкнення транзистора.

На рис. 5 наведено графіки експериментальних перехідних процесів включення та відключення IGBT транзистора за тестового струму 40 А та напругі 540 В. Ці ж значення приймалися за базові для переходу до відносних величин.



**Рис. 5** Графіки перехідних процесів включення та відключення IGBT транзистора

Задля порівняння динамічних властивостей були обрані наступні транзистори: Si-MOSFET типу IXFK52N100X, IGBT типу NGTB50N120FL2WAG] та SiC-MOSFET типу IMZ120R030M1H. Статичні характеристики порівнюваних транзисторів зведено до табл. 3. Як зворотній діод VD1 використовується SiC діод типу IDWD15G120C5. Вибір транзисторів обумовлений тим, що вони мають приблизно однаковий допустимий робочий струм та напругу, що робить їхнє порівняння між собою доцільним.

Всі тести транзисторів проведено за напруги 540 В, тому що цей рівень напруги є номінальним для ланки постійного струму приводів та статичних перетворювачів, які живляться від промислової трифазної мережі 380 В.

**Визначення основних динамічних параметрів транзисторів.** В результаті проведення тесту визначаються наступні параметри перемикання.

- Параметри ввімкнення: затримка ввімкнення  $t_{d(on)}$ , час наростання  $t_r$ , час вмикання  $t_{on}$ , енергія втрат на вмикання  $E_{on}$ .

• Параметри вимкнення: затримка вимкнення  $t_{d(off)}$ , час спадання  $t_f$ , час вимкнення  $t_{off}$ , енергія втрат на вимкнення  $E_{off}$ .

Таблиця 3

Транзистор	Si-MOSFET IXFK52N100 X	SiC-MOSFET IMZ120R030M1H	Si-IGBT NGTB50N120FL2WAG
Виробник	IXYS	Infineon	ON Semiconductor
Максимальна робоча напруга, В	1000	1200	1200
Максимальний струм, А за $T_c = 25^\circ\text{C}$	52	56	200
Максимальний струм, А за $T_c = 100^\circ\text{C}$	36	45	50
Максимальний імпульсний струм, А	100	150	200
Максимальний опір каналу у відкритому стані, мОм	125	42	-
Напруга насичення колектор-емітер, В	-	-	2,6
Допустима напруга керування, В	$\pm 30$	0...18	$\pm 20$

Спосіб визначення часових параметрів перемикачів з графіків перехідних процесів наведено на рис. 6: варіант а – стосується MOSFET, б – IGBT. Основна різниця полягає у тому, що задля визначення часових параметрів перемикачів MOSFET використовуються виміряні залежності напруги затвор-витік та стік-витік, а для IGBT – виміряні залежності напруги база-емітер та струму колектора.

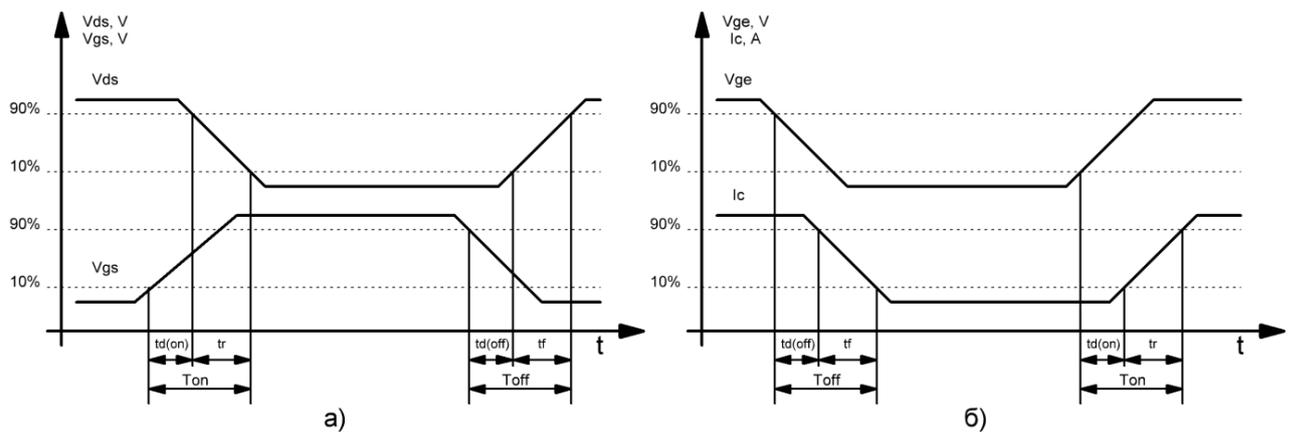


Рис. 6 Визначення часових параметрів перемикачів транзисторів

На рис. 6 позначено:  $V_{ds}$  – напруга стік-витік,  $V_{gs}$  – напруга затвор-витік,  $V_{ge}$  – напруга затвор-емітер,  $I_c$  – струм колектора.

Енергія втрат на вмикання  $E_{on}$  та енергія втрат на вимкнення  $E_{off}$  визначаються за наступними формулами:

$$E_{on} = \int_{t_{on}} u_{ds}(t) i_d(t) dt, \quad E_{off} = \int_{t_{off}} u_{ds}(t) i_d(t) dt, \quad (4, 5)$$

де  $u_{ds}(t)$  – залежність напруги колектор-емітер (стік-витік), В;  $i_d(t)$  – залежність струму колектора (стоку) від часу, А.

**Результати дослідження.** Тести транзисторів проведено за однакою напругою (540 В) для одного ряду струмів комутації. При цьому для різних значень комутуваного струму були отримані залежності струму стоку (колектора)  $i_{d(c)} = f(t)$ , напруги стік-витік (колектор-емітер)  $u_{d-s(c-e)} = f(t)$ , напруги затвор-витік (база-емітер)  $u_{g-s(b-e)} = f(t)$ .

В результаті подальшої обробки результатів вимірювань за методикою, наведеною на рис. 6, було визначено затримки вимкнення  $t_{d(off)} = f(i_d)$  та ввмикання  $t_{d(on)} = f(i_d)$ , що далі буде потрібно задля розрахунку значення мертвого часу. Для загальної оцінки швидкодії та енергетичних

показників процесу переключення було визначено час вмикання  $t_{on} = f(i_d)$ , енергію втрат на вмикання  $E_{on} = f(i_d)$ , час вимикання  $t_{off} = f(i_d)$ , енергію втрат на вимикання  $E_{off} = f(i_d)$ , максимальне значення миттєвої потужності під час вмикання  $P_{on(max)} = f(i_d)$ , максимальне значення миттєвої потужності у разі вимикання  $P_{off(max)} = f(i_d)$ . Графіки відповідних залежностей наведено на рис. 7 – рис. 13.

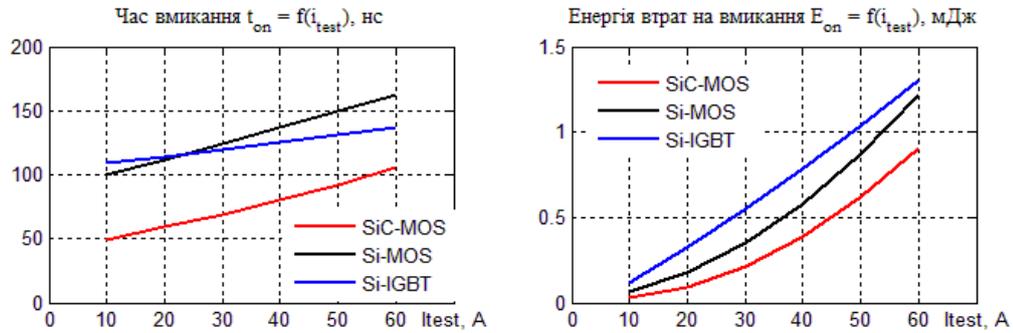


Рис. 7 Графік залежності часу вмикання та енергій втрат на вмикання від комутованого струму

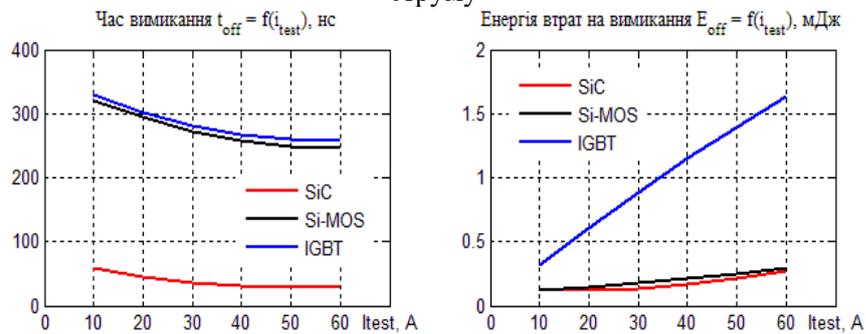


Рис. 8 Графік залежності часу вимикання та енергій втрат на вимикання від комутованого струму

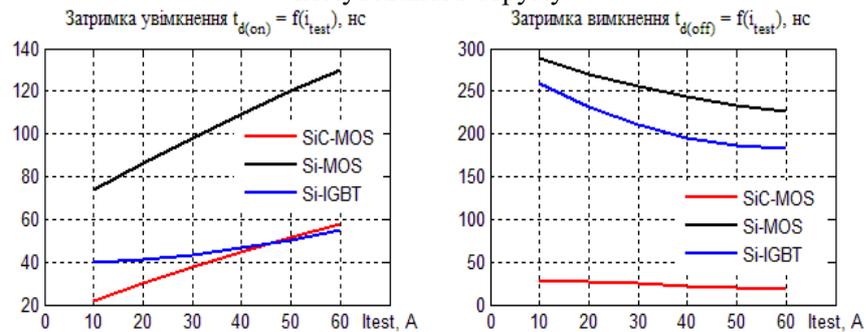


Рис. 9 Графік залежності затримок вимкнення та увімкнення від комутованого струму

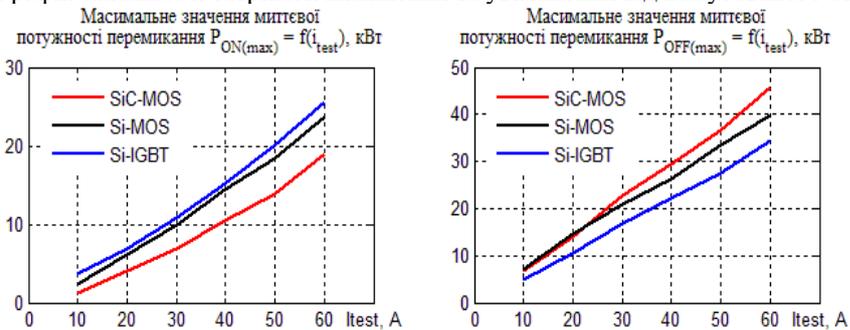


Рис. 10 Графік залежності максимального значення миттєвої потужності включення та відключення від комутованого струму

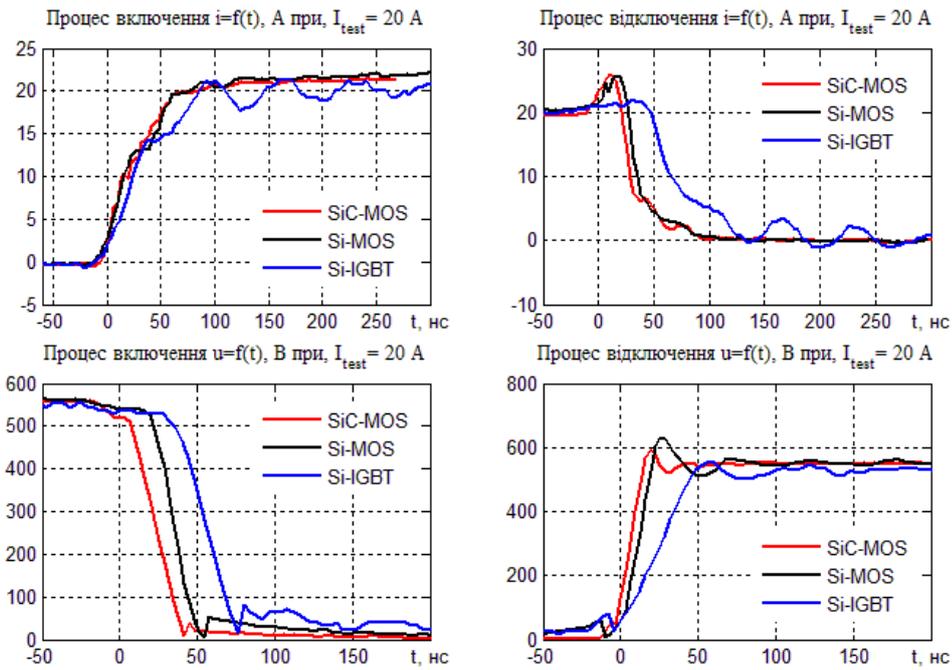


Рис. 11 Перехідні процеси включення/відключення транзисторів при струмі 20 А

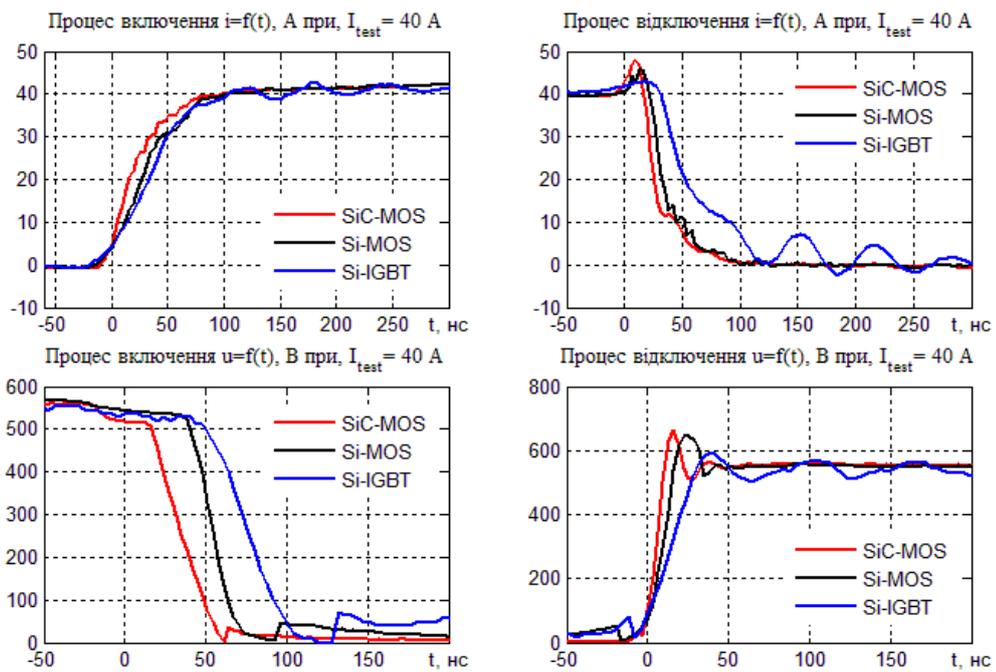


Рис. 12 Перехідні процеси включення/відключення транзисторів при струмі 40 А

З порівняння графіків на рис. 7 – 13 встановлюємо, що за інших рівних умов тесту SiC-MOSFET забезпечує найшвидше вмикання та вимкання.

Також не дивлячись на те, що максимальне значення миттєвої потужності перемикання у разі відключення у SiC-MOSFET більше, завдяки меншому сумарному часу вимкання, при цьому забезпечуються найменші втрати на вмикання та вимкання. SiC-MOSFET має найменші затримки ввімкнення та вимкнення, що дає можливість значно зменшити мертвий час в фазній стійці інвертора.

Слід відмітити коливальний характер перехідних процесів перемикання. При чому чим більш швидкодіючий транзистор, тим більше виражена коливальність (збільшення швидкодії перемикання збільшує частоту та амплітуду коливальних перехідних процесів).

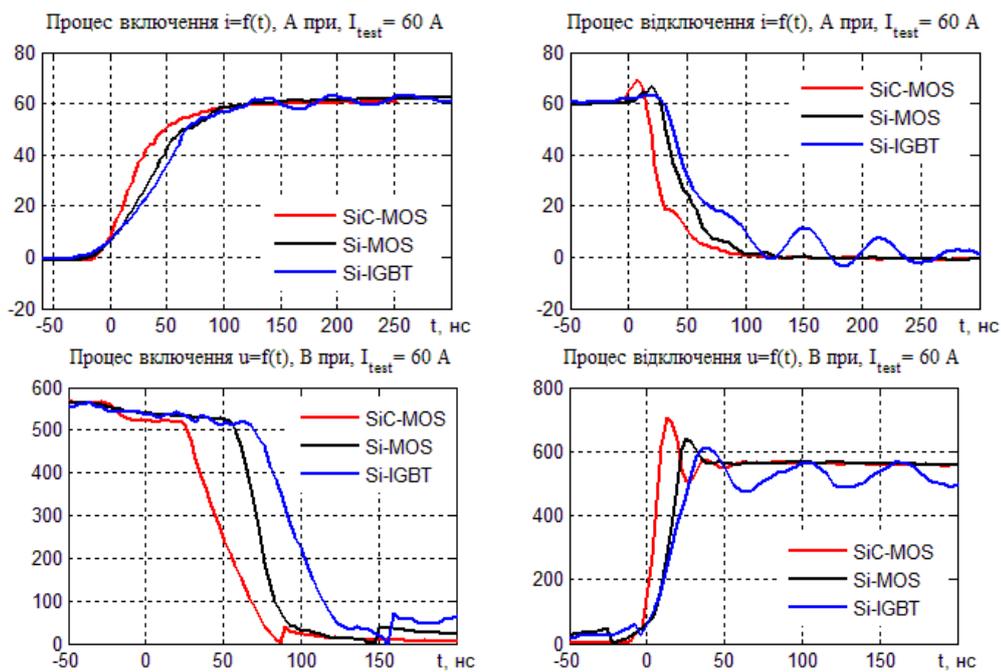


Рис. 13 Перехідні процеси включення/відключення транзисторів при струмі 60 А

Також велике значення  $di/dt$  разом з паразитними індуктивностями спричиняє викид напруги під час вимикання ключа як це видно на рис. 11 – рис. 13. Цей факт необхідно враховувати у процесі проектування друкованої плати з використанням високошвидкісних ключів (необхідно максимально знижувати паразитні індуктивності), а також застосовувати снабберні кола задля обмеження перенапруг. Додатково слід відмітити, що час вимикання зменшується разом зі збільшенням комутованого струму. Це пояснюється швидшим виведенням носіїв заряду з активної області (це особливо важливо для IGBT, де розсмоктування носіїв у дрейфовому шарі визначає час вимикання), прискореним розрядом паразитних ємностей у SiC-MOSFET та Si-MOSFET, що в свою чергу пришвидшує проходження транзистором так званого плато Міллера під час вимикання транзистора.

**Висновки.** Використовуючи метод тесту подвійним імпульсом, проведено експериментальне тестування динамічних властивостей транзисторів трьох типів: Si-MOSFET типу IXFK52N100X, SiC-MOSFET типу IMZ120R030M1H та Si-IGBT типу NGTB50N120FL2WAG.

За результатами аналізу експериментальних даних показано, що SiC-MOSFET у порівнянні з кремнієвими MOSFET та IGBT має менші втрати на включення та відключення, що свою чергу робить цей тип транзисторів найбільш придатним для використання у застосуваннях з високою частотою комутації ключів. При цьому завдяки найменшим значенням затримок вимкнення та увімкнення з'являється можливість зменшити значення мертвого часу у фазній стійці інвертора.

З аналізу графіків перехідних процесів комутації струму навантаження встановлено, що у разі використання SiC-MOSFET вони мають найбільш коливальний характер, особливо перехідний процес напруги стік-витік, який під час відключення має викид, що є тим більшим, чим більше комутований струм.

Показана висока швидкодія SiC-MOSFET надає можливість зменшити мертвий час у порівнянні з Si-IGBT, що дає змогу підвищити точність відпрацювання вихідної напруги автономних інверторів напруги (можна спростити або відмовитися від алгоритму компенсації мертвого часу), а також показники якості систем векторного керування двигунами змінного струму, побудованих на їх основі.

Результати виконаних досліджень підтверджують доцільність використання SiC-MOSFET в силовій частині сучасних електроприводів різних типів та статичних перетворювачів параметрів електричної енергії, що працюють з підвищеною частотою комутації.

## COMPARATIVE ANALYSIS OF DYNAMIC CHARACTERISTICS OF SI-MOSFET, SiC-MOSFET AND SI-IGBT TRANSISTORS

S.M. Kovbasa, Yu.V. Verbovyi, Ye.V. Kolomiichuk  
National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,  
Beresteyskyi Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: [skovbasa@ukr.net](mailto:skovbasa@ukr.net), [yurii.verbovyi@gmail.com](mailto:yurii.verbovyi@gmail.com), [kolomijchyk@hotmail.com](mailto:kolomijchyk@hotmail.com).

*This work is dedicated to the practical determination and comparison of the dynamic characteristics of silicon (Si) MOSFET, silicon carbide (SiC) MOSFET, and silicon IGBT when switching an active-inductive load, which is the most used mode of operation in electric drives and power converters. The main advantages and challenges associated with the use of high-speed switches in real applications are discussed. The methodology of the Double-Pulse Test (DPT), a widely used method for experimental determining the dynamic characteristics of MOSFET and IGBT is presented. An experimental setup for conducting this test was designed and manufactured. The transistors were tested under identical voltage conditions for different switching currents. The analysis of the experimental data has demonstrated that, under equal conditions, SiC-MOSFET provides the lowest switching losses, making it the most suitable for applications which demand high-frequency PWM. It is shown that due to the lowest turn-on and turn-off delays (compared to other types of transistors considered) SiC-MOSFET can potentially reduce the converter's dead-time, this fact, in turn, improves the inverter's dynamic performance and simplifies or even eliminates the need for dead-time compensation algorithms. References 27, figures 13, tables 3.*

**Keywords:** wide bandgap semiconductors, double pulse test, power electronics, Si-MOSFET, SiC-MOSFET, Si-IGBT, switching losses, electric drive, high-frequency PWM.

1. Liu X., Hofmann M., Streit F. and Maerz M. Digital Twin for Intelligent and SiC-based Drive Systems. 11th International Electric Drives Production Conference (EDPC), Erlangen, Germany, 07-09 December 2021. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDPC53547.2021.9684201>.
2. Buffolo M., Favero D., Marcuzzi A., De Santi C., Meneghesso G., Zanoni E. Review and Outlook on GaN and SiC Power Devices: Industrial State-of-the-Art, Applications, and Perspectives. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2024. Vol. 71. No 3. Pp. 1344-1355. DOI: <https://doi.org/10.1109/TED.2023.3346369>.
3. Taha W., Azer P., Callegaro A.D., Emadi A. Multiphase Traction Inverters: State-of-the-Art Review and Future Trends. *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. Pp. 4580-4599. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3141542>.
4. Deng X., Mohamed M.A.S., Lambert S., Mecrow B. Development of a High-Speed, Permanent Magnet, SiC Based Drive With Integrated Input Filters. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2020. Vol. 35. No 2. Pp. 863-874. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2020.2973449>.
5. Yuan X., Laird I. and Walder S. Opportunities, Challenges, and Potential Solutions in the Application of Fast-Switching SiC Power Devices and Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2021. Vol. 36. No 4. Pp. 3925-3945. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3024862>.
6. Ciechonski Rafal. Growth and characterization of SiC and GaN. URL: <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:17053/FULLTEXT01.pdf> (accessed at 03.02.2025).
7. Iannaccone G., Sbrana C., Morelli I., Strangio S. Power Electronics Based on Wide-Bandgap Semiconductors: Opportunities and Challenges. *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. Pp. 139446-139456. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3118897>.
8. CoolMOS™ SJ MOSFETs benefits in hard and soft switching SMPS topologies. Semiconductor & System Solutions Infineon Technologies. URL: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Product-Brochure-CoolMOS-Benefits-in-Hard-Soft-Switching-ProductBrochure-v07\\_01-EN.pdf?fileId=db3a3043338c8ac80133aca62ba63047](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Product-Brochure-CoolMOS-Benefits-in-Hard-Soft-Switching-ProductBrochure-v07_01-EN.pdf?fileId=db3a3043338c8ac80133aca62ba63047) (accessed at 03.02.2025).
9. 500V-950V CoolMOS™ N-Channel Power MOSFET Infineon Technologies. Semiconductor & System Solutions Infineon Technologies. URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/500v-950v/> (accessed at 03.02.2025).
10. Khanna V.K. The Insulated gate bipolar transistor (IGBT): theory and design. Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2003. 627 p.
11. Technology Details Infineon Technologies. Semiconductor & System Solutions Infineon Technologies. URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/technology/silicon-carbide-sic/technology-details/> (accessed at 03.02.2025).
12. Transphorm Releases Industry's First 1200V Sapphire-Based GaN Device Simulation Model. EverGreat Technology. EverGreat Technology. URL: <https://www.evgreat.com/news/transphorm-releases-industrys-first-1200v-sapphire-based-gan-device-simulation-model/> (accessed at 03.02.2025).

13. Longobardi G. GaN for power devices: Benefits, applications, and normally-off technologies. *International Semiconductor Conference (CAS)*, Sinaia, Romania, 11-14 October 2017. Pp. 11-18. DOI: <https://doi.org/10.1109/SMICND.2017.8101144>.
14. Vasilets S., Vasilets K. Improvement of the mathematical model of the IGBT transistor with respect to the nonlinearity of transition capacities. *Newsletter of the KrNU named after Mykhailo Ostrogradsky*. 2018. No 1. P. 9–14.
15. Mondal B., Pogulaguntla R.T., Arun Karuppaswamy B. Double Pulse Test Set-up: Hardware Design and Measurement Guidelines. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Jaipur, India, 14-17 December 2022. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES56012.2022.10080339>.
16. Zhang Q., Wang R., Chen Y. Design of a Double Pulse Test Platform for Switching Devices. *IEEE 3rd China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE)*, Wuhan, China, 03-05 November 2022. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/CIYCEE55749.2022.9959070>.
17. Zhang Z., Guo B., Wang F.F., Jones E.A., Tolbert L.M., Blalock B.J. Methodology for Wide Band-Gap Device Dynamic Characterization. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2017. Vol. 32. No 12. Pp. 9307-9318. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2655491>.
18. Zheng C., Boroyevich D., Mattavelli P., Ngo K. A frequency domain study on the effect of DC-link decoupling capacitors. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Denver, CO, USA, 15-19 September 2013. Pp.1886-1893. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6646938>.
19. Zhang Z., Wang F., Tolbert L.M., Blalock B.J., Costinett D.J. Understanding the limitations and impact factors of wide bandgap devices' high switching-speed capability in a voltage source converter. *Proc. IEEE Wide Bandgap Power Devices and Applications*, Oct. 2014. Pp. 7-12.
20. UCC53x0 Single-Channel Isolated Gate Drivers. Analog | Embedded processing | Semiconductor company. TI.com. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc5390.pdf?ts=1735096761485> (accessed at 03.02.2025).
21. Digital oscilloscope SIGLENT SDS1104X-U. SIGLENT. URL: <https://siglentua.com/uk/catalog/digital-oscilloscopes/digital-oscilloscope-siglent-sds1104x-u/> (accessed at 03.02.2025).
22. Double Pulse Testing Power Semiconductor Devices with Oscilloscope & AFG. Test- und Messgeräte. Tektronix. URL: <https://www.tek.com/en/documents/application-note/double-pulse-test-tektronix-afg31000-arbitrary-function-generator> (accessed at 03.02.2025).
23. Circuit Protection, Fuses, Power Control & Sensing Solutions. URL: <https://www.littelfuse.com/assetdocs/littelfuse-discrete-mosfets-ixf-52n100x-datasheet?assetguid=dc55a3c4-8c68-427d-a26d-524403f41306> (accessed at 03.02.2025).
24. NGTB50N120FL2WAG IGBT - Field Stop II/4 Lead. URL: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ngtb50n120fl2wa-d.pdf> (accessed at 25.01.2025).
25. IMZ120R030M1H CoolSiC™ 1200V SiC Trench MOSFET Silicon Carbide MOSFET. Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies. URL: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IMZ120R030M1H-DataSheet-v02\\_02-EN.pdf?fileId=5546d46269e1c019016a92fdcc776696](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IMZ120R030M1H-DataSheet-v02_02-EN.pdf?fileId=5546d46269e1c019016a92fdcc776696) (accessed at 03.02.2025).
26. IDWD15G120C5 CoolSiCTM 1200V Schottky Diode DataSheet. Semiconductor & System Solutions. Infineon Technologies. URL: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDWD15G120C5-DataSheet-v02\\_01-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c016933d54d2b5489](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDWD15G120C5-DataSheet-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c016933d54d2b5489) (accessed at 03.02.2025).
27. Badawi N., Knieling P., Dieckerhoff S. High-speed gate driver design for testing and characterizing WBG power transistors. 15th International *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Novi Sad, Serbia, 04-06 September 2012. Pp. LS6d.4-1-LS6d.4-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2012.6397499>.

Надійшла 26.02.2025  
Остаточний варіант 26.05.2025

## ВПЛИВ МАГНІТНОГО ЗВ'ЯЗКУ МІЖ ПАРАЗИТНИМИ ІНДУКТИВНОСТЯМИ КОНДЕНСАТОРІВ НА ЗГАСАННЯ, ЯКЕ ВНОСИТЬ ПРОТИЗАВАДНИЙ ФІЛЬТР У НЕСИМЕТРИЧНУ ЗАВАДУ

В.К. Гурін<sup>1\*</sup>, канд. техн. наук, О.М. Юрченко<sup>1\*\*</sup>, докт. техн. наук,  
В.В. Пілінський<sup>2\*\*\*</sup>, канд. тех. наук

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: [vikon\\_g@ukr.net](mailto:vikon_g@ukr.net).

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

*Розглянуто вплив магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями несиметричних конденсаторів протишумного фільтра на рівень внесеного ним згасання. Показана залежність внесеного фільтром згасання струму несиметричної завади від магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями конденсаторів, яка змінюється для шести різних способів взаємного розташування плівкових конденсаторів. Проаналізовано різні способи взаємного розташування пар двох несиметричних конденсаторів один відносно одного на друкованій платі протишумного фільтра. Зроблено порівняльний аналіз внесеного фільтром згасання для різних способів розташування цих конденсаторів на платі. Надані практичні рекомендації по взаємному розташуванню плівкових конденсаторів на друкованій платі, завдяки яким можна збільшити внесене фільтром згасання для струму несиметричної завади, в діапазоні частот від 150 кГц до 30 МГц, на 10–20 дБ залежно від відстані та взаєморозташування між цими конденсаторами. Бібл. 27, рис. 9.*

**Ключові слова:** конденсатор, кондуктивна завада, магнітний зв'язок, електромережа, протишумний фільтр.

**Вступ.** Як відомо [1, 2] пристрої сучасної перетворювальної техніки генерують високий рівень неумисних електромагнітних завад (ЕМЗ) в широкому діапазоні частот від 150 кГц до 1 ГГц та вище у вигляді кондуктивних завад і в навколишнє середовище у вигляді електромагнітних полів. Одним із підходів до зниження рівнів електромагнітних завад від високочастотних транзисторних перетворювачів є використання м'якої комутації перемикання транзисторних ключів [3–8], також розповсюджене застосування активних силових протишумних фільтрів [8, 9] та інших способів зменшення завад [9–11]. Найпоширенішим способом зниження рівня ЕМЗ залишається використання протишумних фільтрів. Основними показниками протишумного фільтра є згасання, яке вносить фільтр у симетричну та несиметричну завади, а також частотний діапазон, у якому фільтр ефективно працює [10]. Обидва зазначені показники значною мірою залежать від власних і взаємних паразитних параметрів фільтруючих елементів [12–14].

Взаємні паразитні зв'язки та методи їх зменшення у протишумних фільтрах для силових перетворювачів ключового типу описано у роботах [12–24]. Зокрема, у цих роботах проаналізовано вплив власних та взаємних паразитних зв'язків між компонентами високочастотного фільтра і доведено негативний вплив цих зв'язків на згасання, яке вносить фільтр для симетричної та несиметричної завад у діапазоні частот від 100 кГц до 30 МГц.

Але на відміну від вище перелічених робіт автори цієї роботи показали вплив взаємного магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями конденсаторів для конкретних типів конденсаторів та шести різних випадків їх просторового розташування на друкованій платі, а також показаний якісний вплив різної відстані розташування цих пар конденсаторів на внесене фільтром загасання та відстань, на якій цей магнітний зв'язок перестає впливати на внесене фільтром згасання.

**Метою роботи** є дослідження впливу магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями плівкових конденсаторів на рівень внесеного фільтром згасання для струму несиметричної завади.

© Гурін В.К., Юрченко О.М., Пілінський В.В., 2025

ORCID: \* <https://orcid.org/0000-0003-2541-216X>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>;

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-2569-9503>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



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

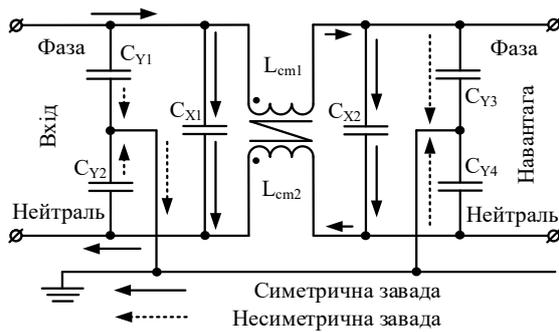


Рис. 1

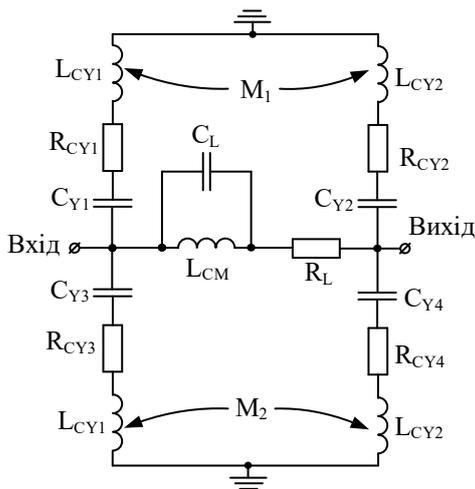


Рис. 2

ускладнює їхнє застосування у протизавадних фільтрах, де такої малої ємності може бути недостатньо. Виходячи з цих міркувань, подальші дослідження проведені на плівкових конденсаторах типу X2.

На рис. 1  $C_{X1}$  і  $C_{X2}$  – конденсатори між фазним і нульовим проводами, які застосовують для зниження рівня симетричних завад,  $C_{Y1}$  і  $C_{Y4}$  – конденсатори між фазним проводом і корпусом та між нульовим проводом і корпусом, які знижують рівень несиметричних завад, а  $L_{CM1}$  і  $L_{CM2}$  – обмотки двопровідного симетричного дроселя для зниження рівня несиметричної завади (між фазним і/або нульовим проводом і корпусом).

Вимірювання внесеного фільтром згасання для струму несиметричної завади проводилися відповідно за стандартною методикою, описаною у [25]. Під час проведення вимірювань фазні дроти на вході та на виході протизавадного фільтра були закорочені. На рис. 2 наведена схема, отримана з рис. 1, з урахуванням власних та взаємних паразитних параметрів компонентів фільтра. На цій схемі не враховані конденсатори  $C_{X1}$  і  $C_{X2}$  проти симетричних завад, які під час стандартного вимірювання рівня несиметричної завади потрібно закорочувати.

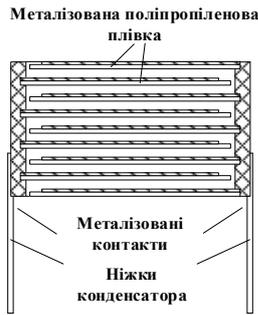
На рис. 2:  $M_1$ ;  $M_2$  – взаємні магнітні зв'язки між паразитними індуктивностями несиметричних конденсаторів;  $R_{(CY1-CY4)}$  – активний опір виводів несиметричних конденсаторів, а  $L_{(CY1-CY4)}$  – паразитні індуктивності цих конденсаторів. Дросель фільтра наведено індуктивністю  $L_{CM}$  з паразитною міжобмотковою ємністю  $C_L$  і активним опором обмоток  $R_L$ .

**Розрахунок магнітного зв'язку між несиметричними конденсаторами.** Щоб провести розрахунок магнітного зв'язку між парами несиметричних конденсаторів, детально розглянуто внутрішню структуру конструкції плівкового конденсатора типу X2 (внутрішня структура якого показана на рис. 3 а, б). З рис. 3 а, б можна побачити, що для простоти розрахунку магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями таких двох конденсаторів кожен з них можна замінити прямокутним провідним каркасом, який характеризує його паразитну індуктивність.

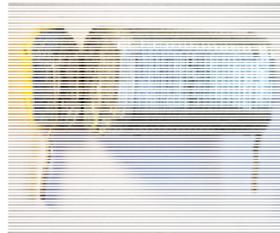
На рис. 4 показані пари з двох конденсаторів  $C_{Y1}$  –  $C_{Y3}$  і  $C_{Y2}$  –  $C_{Y4}$ , розташованих паралельно один відносно одного на певній відстані  $x$  з геометричними розмірами конденсаторів  $a$  і  $b$ . На

Такі дослідження проводилися задля встановлення найбільш правильних відстаней між вивідними конденсаторами (з точки зору електромагнітної сумісності) та задля їх правильного взаємного розташування на друкованій платі з метою збільшення внесеного фільтром згасання.

**Дослідження магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями несиметричних конденсаторів електромережових протизавадних фільтрів.** Практичні дослідження проведені на одній із розповсюджених схем електромережового протизавадного фільтра, зображеного на рис. 1. Таку типову схему часто використовують для зменшення кондуктивних симетричної та несиметричної завади в діапазоні частот від 150 кГц до 30 МГц. Як відомо у сертифікованих протизавадних фільтрах виробники зобов'язані використовувати плівкові МКП конденсатори з класом електробезпеки X1, X2 або конденсатори класу Y1, Y2, що мають підвищену ступінь електробезпеки, пожежобезпеки, а також витримують вплив високовольтних мікросекундних імпульсів з амплітудою від 2,5 кВ до 5 кВ в залежності від класу. Оскільки на теперішній час сертифіковані SMD конденсатори типу X1 або X2 виробляє невелика кількість фірм виробників таких, як компанії Vishay, Murata, Kemet або EPCOS, ці SMD конденсатори мають дуже обмежену лінійку з вибору номіналів конденсаторів, максимальна ємність яких в середньому складає до 30 нФ, що



а.



б.

Рис. 3

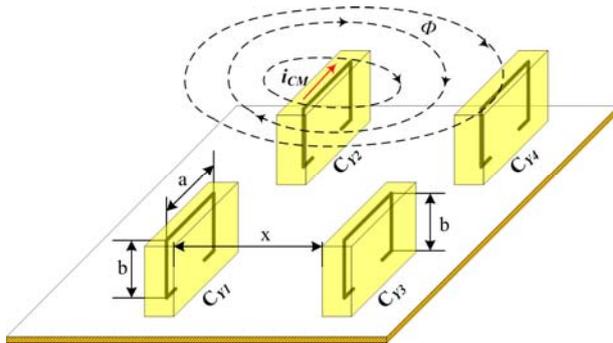


Рис. 4

прикладі конденсатора  $C_{Y2}$  (рис. 4) візуально продемонстрований шлях поширення магнітного потоку  $\Phi$ , який протікає через конденсатор струму несиметричної завади  $i_{CM}$ .

Для розрахунку паразитного магнітного зв'язку застосовано вираз (1), описаний у [26] для випадку магнітного зв'язку між двома паралельно розташованими прямокутними рамками із тонкого провідника циліндричної форми

$$M = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ a \cdot \ln \left( \frac{a+d_1 d_2}{a+D x} \right) + b \cdot \ln \left( \frac{b+d_2 d_1}{b+D x} \right) + 2(D-d_1-d_2+x) \right], (1)$$

де  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  – магнітна проникність вакууму, а  $d_1, d_2, D$  – коефіцієнти, які визначаються виразами:

$$d_1 = \sqrt{a^2 + x^2}; (2)$$

$$d_2 = \sqrt{b^2 + x^2}; (3)$$

$$D = \sqrt{a^2 + b^2 + x^2}. (4)$$

Пари конденсаторів  $C_{Y1} - C_{Y3}$  і  $C_{Y2} - C_{Y4}$  (рис. 4) були спрощено показані у вигляді прямокутних рамок, а також показано геометричну довжину та висоту конденсаторів  $C_{Y1} -$

$C_{Y4}$ , відповідно, де  $a$  і  $b$  сторони прямокутних рамок.

Якщо у (1) підставити типові геометричні розміри вихідних плівкових конденсаторів (22 nF, 310 VAC, клас X2, компанія Vishay,  $a = 13$  мм,  $b = 11$  мм) і задати відстань між ними  $x=30$  мм, то після розрахунків отримуємо, що магнітний зв'язок між ними  $M = 0,067$  нГн. А у випадку розташування конденсаторів впритул один до одного згідно з формулою (1) взаємний магнітний зв'язок між ними збільшиться до 6,8 нГн, тобто майже в 100 разів.

**Практичні дослідження впливу паразитного магнітного зв'язку між несиметричними конденсаторами на рівень внесених завад у протизавадному фільтрі.** Під час проектування протизавадного фільтра завжди потрібно враховувати струм витoku між силовою лінією та корпусом, який безпосередньо буде визначено сумарною ємністю несиметричних конденсаторів  $C_{Y1} - C_{Y2}$ , які відповідають за зниження рівня несиметричної завади. Зазвичай обмеження струму витoku [27] для електроапаратури становить не більше 3,5 мА.



Рис. 5

Тому на підставі цього на практичному етапі досліджень вибрано конденсатори ємністю 22 нФ, (значення такої ємності дає змогу не перевищувати допустимі значення витoku струму 3,5 мА між силовою лінією та корпусом фільтра).

Практичні дослідження магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями несиметричних конденсаторів проведені для плівкових конденсаторів з поліпропіленовою ізоляцією (22 nF, 310VAC, клас X2, 13×11×5 мм, компанії Vishay).

Задля практичної перевірки впливу магнітного зв'язку між дво-

ма конденсаторами був побудований простий макет з двох згаданих вище поліпропіленових конденсаторів типу (22 nF, 310VAC, 13×11×5 мм., клас X2, компанії Vishay) з можливістю віддалення цих конденсаторів під час вимірів вихідної АЧХ такої нескладної схеми рис. 5 праворуч зверху. На графіку рис. 5 показана залежність вихідної напруги від частоти (по вертикальній осі позначено рівень вихідного сигналу що знаходиться в межах від 7 до 107 дБ/мкВ, а по горизонтальній – частота в межах від 150кГц до 30МГц) на рисунку зелена лінія відображає АЧХ для випадку, коли конденсатори розміщені впритул один до одного, фіолетовою – для випадку, коли відстань між ними становить 15 мм., а чорною – для відстані в 30 мм. Виходячи з аналізу цих графіків, можна зробити висновок про сильну залежність магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями конденсаторів від відстані між ними на частотах від 200 кГц до 30 МГц, яка змінюється на відстані від 0 до 30 мм в середньому на 25 дБ – 30 дБ або від 18 до 32 рази.

Задля того щоб переконатися у впливі магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями двох несиметричних конденсаторів на внесене фільтром згасання, побудований макет протизавадного фільтра згідно схеми рис. 1 (рис. 6), на якому проводилися дослідження (рис. 6, а – вид зверху, рис. 6, б – вид знизу). Друкована плата фільтра розташована в металевому корпусі і закривалася металевою кришкою для забезпечення раді-герметичності, припаювалася до металевих стінок корпусу з середини, які мають електричний контакт з парами несиметричних конденсаторів згідно схеми рис. 1.

Вимірювання внесеного фільтром згасання для несиметричної завади проводилися за стандартизованою методикою вимірювання рівнів електромагнітних завад, описаною у міжнародному стандарті [25]. Для вимірювання рівня згасання струму несиметричної завади фільтра використаний аналізатор спектру HAMEG HM 5014-2 із вбудованим трекінг-генератором та додатковим зовнішнім підсилювачем, який має вихідний рівень підсилення 130 дБ/мкВ у діапазоні частот 150 кГц – 30 МГц (рис. 7).

За цією ж методикою проведено дослідження впливу магнітного зв'язку між паразитними

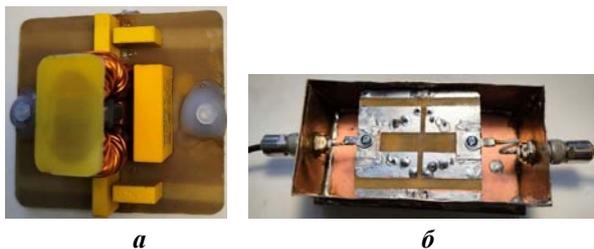


Рис. 6

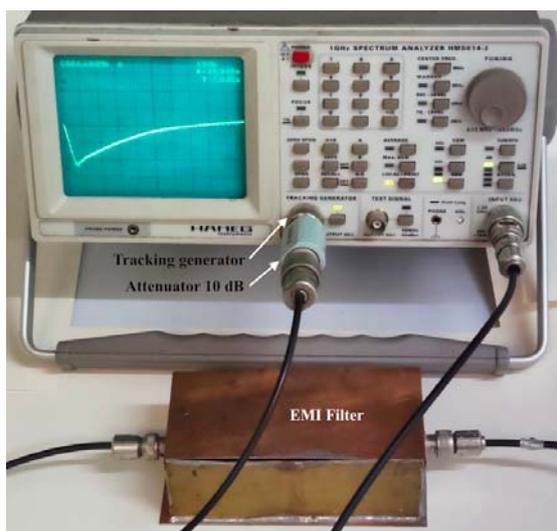


Рис. 7

індуктивностями пар конденсаторів  $C_{Y1} - C_{Y2}$ ,  $C_{Y3} - C_{Y4}$  для шести варіантів взаємного розташування цих пар, а саме: паралельно, взаємно перпендикулярно, під кутом  $180^\circ$  один відносно одного, перевернуті один відносно одного, на різних сторонах друкованої плати вертикально один до одного та горизонтально, як показано на (рис. 8, а – е).

На основі аналізу отриманих результатів у вигляді графіків АЧХ для варіантів а – в рис. 8 зроблено висновок, що зміна положення несиметричних конденсаторів один відносно одного ніяк не впливає на збільшення внесеного згасання протизавадним фільтром (верхні чорний і синій графік наклалися – рис. 9). З шести запропонованих варіантів, найкраще себе показав варіант д, за якого конденсатори розташовувалися на різних сторонах друкованої плати, а доріжки друкованих плат між ними виступали в ролі екрану. Такий варіант розташування двох конденсаторів підвищив рівень внесеного фільтром згасання на 10 дБ (зелений графік рис. 9). Трохи гірше показав себе варіант е, 6 дБ (рожевий графік рис. 9).

Також проведено додатковий експеримент, який полягав у поступовій зміні відстані між парами паралельно розташованих конденсаторів  $C_{Y1} - C_{Y2}$ ,  $C_{Y3} - C_{Y4}$  (відстань їхнього взаємного розташування змінювалася в

межах від 0 мм до 50 мм з кроком 5 мм). Після серії вимірювань та аналізу отриманих результатів зроблено висновок, що збільшення відстані більше ніж на 30 мм між двома паралельно

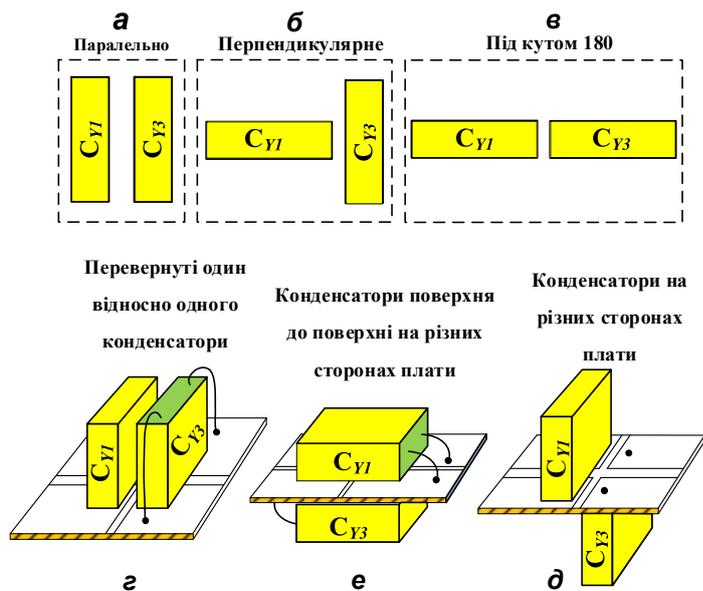


Рис. 8

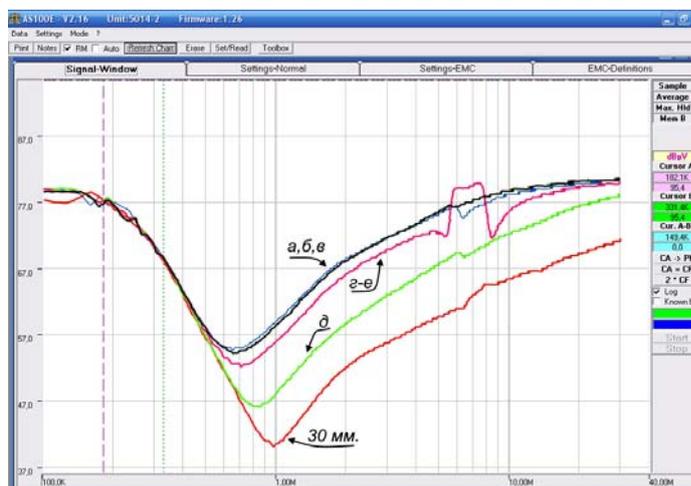


Рис. 9

розташованими несиметричними конденсаторами не призводить до зменшення взаємного магнітного зв'язку між ними і, як наслідок, не спостерігається збільшення внесеного фільтром згасання більш ніж 20 дБ (червоний нижній графік рис. 9).

Подальші дослідження показали, що того самого результату можна досягти у разі розташування конденсаторів на різних сторонах друкованої плати на відстані 15 мм. Це можна пояснити екранувальними властивостями доріжок друкованих плат.

Результати досліджень показали, що збільшення відстані один від одного двох несиметричних конденсаторів на платі від 0 до 30 мм дає змогу зменшити магнітний зв'язок між їхніми паразитними індуктивностями до мінімально можливих значень, за яких цей негативний ефект не міг бути зафіксований спектроаналізатором. В кількісному співвідношенні рознесення конденсаторів на відстань більше 30 мм один від одного дає можливість збільшити згасання, яке вносить фільтр, до 20 дБ в діапазоні частот від 1 МГц до 30 МГц. Також стає очевидно, що конденсатори з меншою паразитною індуктивністю матимуть менші значення взаємної індуктивності, а це означає, що відстань, на якій буде помітний взаємний магнітний зв'язок, буде меншою.

**Висновки.** У ході проведення практичного експерименту встановлено наступне.

1. Магнітний зв'язок між паразитними індуктивностями несиметричних конденсаторів зменшує згасання несиметричної завади, внесеного

протизавадним фільтром в діапазоні частот від 150 кГц до 30 МГц.

2. Простий і ефективний спосіб зменшити паразитний магнітний зв'язок між індуктивностями конденсаторів несиметричних конденсаторів є збільшення відстані між ними до відстані, на якій цей зв'язок не впливає на збільшення згасання, внесеного протизавадним фільтром. Зокрема, для плівкових МКП конденсаторів 22 нФ ~250 В класу X2 компанії Vishay ця відстань становила 30 мм.

3. Якщо на друкованій платі немає можливості рознести конденсатори один відносно одного, то доцільно їх розташувати на різних сторонах друкованої плати та закласти між ними екрануючий шар у вигляді доріжки друкованої плати.

4. Якщо конденсатори знаходяться на одній стороні друкованої плати та на одній відстані між своїми геометричними центрами, то їхнє взаємне положення (паралельне, перпендикулярне або під кутом) не впливає на зміну паразитного магнітного зв'язку між ним і, як наслідок, зміну внесеного згасання протизавадного фільтра.

Роботу виконано за державним проектом 2023.04 «Наука для зміцнення обороноздатності України» за темою 2023.04/0033 «Пристрій для ефективного захисту кіберінфраструктури від кіберрозвідки та кібердії противника», підтриманого Національним фондом досліджень України.

# INFLUENCE OF MAGNETIC COUPLING BETWEEN PARASITIC INDUCTANCES OF CAPACITORS OF DIFFERENT TYPES ON THE DAMPING OF COMMON MODE INTERFERENCE INTRODUCED BY AN RFI FILTER

V.K. Gurin<sup>1</sup>, O.M. Yurchenko<sup>1</sup>, V.V. Pilinsky<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, E-mail: [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua).

<sup>2</sup>National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",  
Beresteyskiy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

*The influence of magnetic coupling between the parasitic inductances of Y capacitors of an RFI filter on the level of the filter insertion loss was studied. It is shown that the magnetic coupling mentioned above significantly worsens the attenuation introduced by the filter at frequencies from 150 kHz to 30 MHz. Mutually perpendicular, parallel, and end-to-end arrangement of capacitors relative to each other was analyzed as one of the methods of reducing the magnetic coupling between parasitic inductances of Y capacitors. It is shown that an increase in the distance between the said capacitors increases the attenuation introduced by the filter into common mode noise in the frequency range of 150 kHz to 30 MHz by 10 to 15 dB. References 27, Figures 9.*

**Keywords:** capacitor, conducted noise, magnetic coupling, power grid, RFI filter.

1. Pavlovskiy V.O., Gurin V.K., Yurchenko O.M. Improving the effectiveness of noise reduction means in power supply systems with high-frequency transistor converters. Monograph. Primedia eLaunch, Boston, USA, 2024. 159 p. URL: <https://isg-konf.com/979-8-89504-795-8/> (Ukr) (accessed at 10.04.2025)
2. Lazebnyi V.S., Pilinsky V.V., Shvaychenko V.B. Electromagnetic compatibility of electronic devices. Textbook. Electronics. NTUU Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute. Kyiv, 2023. 343 p. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/57278> (Ukr) (accessed at 10.04.2025)
3. Okuno A., Kawano H., Sun J., Kurokawa M., Kojina A., and Nakaoka M. Feasible development of soft-switched SIT inverter with load-adaptive frequency-tracking control scheme for induction heating. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1998. Vol. 34. No 4. Pp. 713-718. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.703962>.
4. Herasymenko P. Inexpensive, high-performance STM32-based software PLL for series-resonant inverters. *Przeglad Elektrotechniczny*. 2022. Vol. 98. No 8. Pp. 132–138. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2022.08.25>.
5. Sano K. and Fujita H. Performance of a High-Efficiency Switched-Capacitor-Based Resonant Converter With Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2011. Vol. 26. No 2. Pp. 344-354. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2062537>.
6. Herasymenko P. Combined PS-PDM control method for voltage-source series-resonant inverter. *Przeglad Elektrotechniczny*. 2021. Vol. 97. No 5. Pp. 40-45. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2021.05.07>.
7. Herasymenko P. Study of the suitable value of dead-time between control signals of transistors for a series-resonant inverter with phase-shift control in induction heating systems. *EUREKA: Physics and Engineering*. 2021. No 3. Pp. 60-70. DOI: <https://doi.org/10.21303/2461-4262.2021.001823>.
8. Piao J., Shao C., Zhang Y and Li Q. A Low-Cost Transistor based Active EMI Filter for CM EMI Suppression. *2024 IEEE 7th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, Harbin, China. 2024. Pp. 742-746. DOI: <https://doi.org/10.1109/CIEEC60922.2024.10583825>.
9. Zaichenko O.A., Marunia Yu.V., Ryzhkov O.M., Gavrylyuk S.I., Homicky O.I., Kharchenko O.O. Concept of building a hybrid control system for a microhydroelectrical plant. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 4. Pp. 50-56. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.04.050>. (Ukr)
10. Pilinsky V.V., Shvaichenko V.B. Features of ensuring electromagnetic compatibility of uninterruptible power systems. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024 No 4. Pp. 40-44. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.04.040>.
11. Bakiko V.N., Popovych P. V., Shvaichenko V.B. Determination of the noise immunity of a communication channel under random interference. *Bulletin of the NTU KhPI*. 2018. No 14. URL: <https://repository.kpi.kharkov.ua/server/api/core/bitstreams/d084841d-a057-44d6-907e-fa31087bec0b/content> (accessed at 10.04.2025)
12. Gurin V.K., Pavlovskiy V.O., Yurchenko O.M. Particular features of magnetic coupling between input and output capacitors of RFI filters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 1. Pp. 51-55. <https://techned.org.ua/index.php/techned/article/view/992/868> (Ukr) (accessed at 10.04.2025)
13. Gurin V.K., Pavlovskiy V.O., Yurchenko O.M. Self-parasitic and mutual parasitic parameters in power line filters for switching mode power supplies. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 2. Pp. 119-121. <https://techned.org.ua/index.php/techned/article/view/1305/1190> (Ukr) (accessed at 10.04.2025)

14. Gurin V.K., Pavlovskiy V.O., Yurchenko O.M. Features of measurement and effective reducing of conductive noise caused by transistor converters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 6. Pp. 32-35. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.032>. (Ukr)
15. Bernal J., Freire M. J and Ramiro S. Use of mutual coupling to decrease parasitic inductance of shunt capacitor filters. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2015. Vol. 57. No 6 Pp. 1408-1415. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2015.2478058>.
16. Stojanovic V., Lafon F., Perdriau R. and Ramdani M. Accurate Analytical Prediction of EMI Filter Attenuation by Considering Intercomponent Coupling Phenomena. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2019. Vol. 61. No 4. Pp. 1042-1051. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2018.2850964>.
17. Neugebauer T. C., Phinney J. W. and Perreault D. J. Filters and components with inductance cancellation. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2004. Vol. 40. No 2. Pp. 483-491. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2004.824487>.
18. Takahashi K., Murata Y., Tsubaki Y., Fujiwara T., Maniwa H., and Uehara N. Mechanism of near-field coupling between noise source and EMI filter in power electronic converter and its required shielding. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2019. Vol. 61. No 5. Pp. 1663-1672. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2018.2870082>.
19. González-Vizuete P., Fico F., Fernández-Prieto A., Freire M. J., and Mendez J. B. Calculation of Parasitic Self- and Mutual-Inductances of Thin-Film Capacitors for Power Line Filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2019. Vol. 34. No 1. Pp. 236-246. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2824658>.
20. Chen H., Qian Z., Zeng Z. and Wolf C. Modeling of Parasitic Inductive Couplings in a Pi-Shaped Common Mode EMI Filter. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2008. Vol. 50. No 1. Pp. 71-79. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2007.913214>.
21. McDowell A. Clemson University Dissertations. Design and analysis of electromagnetic interference filters and shields. *Dissertation, date of award 5-2014*. URL: [https://tigerprints.clemson.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=2369&context=all\\_dissertations](https://tigerprints.clemson.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=2369&context=all_dissertations) (accessed at 10.04.2025)
22. Huang H., Lu T. A Cancellation Method of Mutual Inductance Between Capacitors in EMI Filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022. Vol. 37. No 10. Pp. 11974-11984. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3173082>.
23. Wang S., Fred. C. Lee. Common-Mode Noise Reduction for Power Factor Correction Circuit With Parasitic Capacitance Cancellation. *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. 2007. Vol. 49. No 3. Pp. 537-542. DOI: <https://doi.org/10.1109/temc.2007.902191>.
24. Wang S., Chen R., Van Wyk J.D., Lee Fred. C., Odentaal W.G. Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve EMI Filter Performance for Switching Mode Power Supplies. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2005. Vol. 47. No 4. Pp. 921-929. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2005.857367>.
25. DSTU IEC 61000-4-1:2007 Electromagnetic compatibility - Part 4-1: Testing and measurement techniques - Overview of series standards IEC 61000-4 (IEC 61000-4-1:2006, IDT) (Ukr)
26. Kalantarov P.L., Tseitlin L.A. Inductances' calculation. A handbook. Leningrad: Energoatomizdat, 1986. 488 p (Rus)
27. DSTU GOST 12.1.038:2008. System of occupational safety standards. Electrical safety. Maximum permissible values of touch voltages and currents. (Ukr)

Надійшла 28.04.2025  
Остаточний варіант 29.05.2025

**THE INFLUENCE OF BRUSHLESS MAGNETOELECTRIC TACHOGENERATOR SIGNAL PULSATIONS ON THE SERVO SYSTEM TUNING****K.P. Akinin\***, **V.G. Kireyev \*\***, **I.S. Petukhov\*\*\***, **A.A. Filomenko\*\*\*\*****Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,  
e-mail: [kvg2016@ukr.net](mailto:kvg2016@ukr.net).**

*The paper is devoted to the study of operating modes and features of tuning of a servo system containing a brushless magnetolectric tachogenerator in the angular speed control loop of an executive motor. Features of tuning of the internal loop of angular speed for compensation of electromechanical time constant taking into account pulsations of the tachogenerator signal are studied. Dependences of the signal ripple coefficient at the tachogenerator filter output, the values of the signal ripple swing in the angular speed loop and the effective current value on the parameters of the system operation mode are given. The influence of the system tuning parameters on the performance indexes of angular speed control is studied. The approach to tuning of the servo system taking into account the parameters of the angular speed loop while providing a given stability margin in phase is considered. The results of studies of the servo system are given. References 16, figures 15, table 1.*

**Key words:** servo system, brushless magnetolectric tachogenerator, tuning of automatic control system, phase stability margin, signal ripples.

A feature of the development of some electromechanical servo systems is that the actuating motor often drives a mechanism with a relatively large moment of inertia. As a result, to compensate for the relatively large electromechanical time constant of the motor with the control object, it is necessary to tune the inner loop of the servo system with a motor angular speed sensor [1–4]. Such sensors are subject to certain requirements.

Nowadays, in many cases, DC collector tachogenerators are used as angular speed sensors [5–10]. The disadvantages of such tachogenerators are caused by the presence of mechanical commutators, which limits the resource of their operation, causes voltage drop and pulsations on the rotating mechanical contact. To partially eliminate these disadvantages, the plates of mechanical contacts are made of an alloy containing 95% silver. The use of DC tachogenerators makes it possible to obtain an isolated analog voltage signal proportional to the angular speed of the rotating motor.

At the same time, to eliminate mechanical contacts on the rotating rotor, brushless designs of tachogenerators with permanent magnets on the rotor are developed and used, in which a constant analog signal is obtained by means of an electronic circuit of rectification of phase alternating EMFs of the stator winding [11–13]. The problem in the development of such brushless tachogenerators is the presence of pulsations of the output rectified signal due to the peculiar form of the phase alternating stator EMFs. One of the directions of overcoming this problem is the choice of such a form of EMF at which the output ripples are minimized.

The influence of the pulsations of the angular speed sensor signal should be taken into account when tuning the angular speed control closed loop to compensate for the electromechanical time constant of the motor and mechanism, as well as when tuning the entire servo system. Preliminary studies have shown that

---

© Akinin K.P., Kireyev V.G., Petukhov I.S., Filomenko A.A., 2025  
ORCID: \* <https://orcid.org/0000-0002-9407-1074>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-7830-2311>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-1416-1174>; \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-4289-8579>  
© Publisher PH “Akademperiodyka” of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2025



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

the presence of pulsations in the tachogenerator signal due to relatively large values of the angular speed controller gain leads to the appearance of pulsations of the current and torque of the motor. To reduce these pulsations, an additional first-order low frequency filter must be introduced in the speed control loop. And this, in turn, leads to deterioration of the dynamic characteristics of the servo system. Thus, the factors affecting the tuning of the servo system are the values of the pulsations of the tachogenerator signal and other variables, the value of the smoothing filter time constant, as well as the criteria for tuning the angular speed control loop and the external control loop of the rotation angle.

**The purpose of the paper** is to determine the relationships between the values of the time constant of the tachogenerator signal filter and the parameters of the angular speed and motor shaft rotation angle controllers to assess the influence of these parameters on the tuning the servo system and the quality of regulation, taking into account the presence of pulsations in the signal of the brushless magnetoelectric tachogenerator (BMT).

**The main material and research results.** The BMT is generally an m-phase AC electric machine [14, 15]. Fig. 1 shows a three-phase system of stator winding EMFs, which in the simplest case are described by sinusoidal functions

$$e_A = k_{mG} \omega \sin \theta; \quad e_B = k_{mG} \omega \sin(\theta - 2\pi/3); \quad e_C = k_{mG} \omega \sin(\theta - 4\pi/3), \quad (1-3)$$

where  $k_{mG}$ ,  $\omega$  are constant coefficient and angular speed of rotation of the generator rotor;  $\theta$  is electric angle of rotation of the rotor shaft, which is defined as  $\theta = p\omega t$ , where  $p$  is number of pole pairs of the rotor;  $t$  is time.

To form an analog voltage signal proportional to the angular speed of the rotating motor, a three-phase bridge active rectifier based on controlled keys with double-sided conductivity, such as MOSFETs, is used (Fig. 2). The conduction intervals of the controlled keys are marked with the letter  $N$  in Fig. 1. In this case, the output signal of the tachogenerator rectifier at each repeatability interval of 60 electrical degrees is described as a sum of two phase EMFs, e.g. at the interval  $N=61$  two variables are summed –  $e_A$  and  $e_B$ . Six transistors  $S1...S6$  (Fig. 2) are numbered according to the sequence of their turning on. The two-digit number  $N$  indicates the numbers of the pairs of transistors that are in the conduction state.

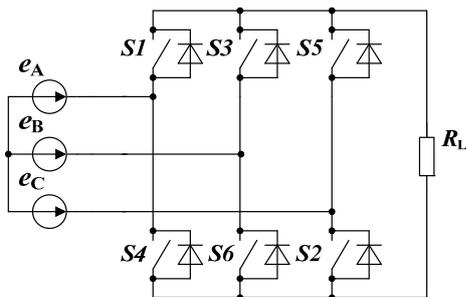


Fig. 2

EMF curve. The table the parameters of two variants of induction distribution curves in the air gap. The first variant corresponds to the sinusoidal form, and the second variant corresponds to the form at the value of the ripple coefficient equal to one.

variant	$b_{30}$	$b_{60}$	$b_{90}$	$k_{p1}, \%$
1	0,5	0,866	1	7, 176
2	0,95	0,9947	1	1

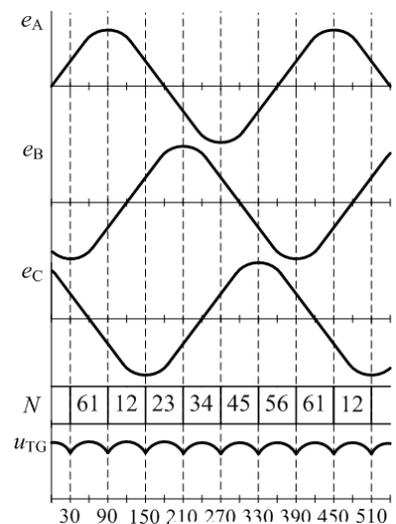


Fig. 1

To evaluate the quality of the tachogenerator signal, the pulsation coefficient can be used, which can be calculated by simple formulas based on the signal parameters  $u_{TG}$  or the induction distribution curve  $b$  in the tachogenerator air gap

$$k_{p1} = 100 \frac{u_{\max} - u_{\min}}{u_{\max} + u_{\min}} = 100 \frac{2b_{60} - (b_{90} + b_{30})}{2b_{60} + (b_{90} + b_{30})}, \quad (4)$$

where  $u_{\max}$ ,  $u_{\min}$ , are maximum and minimum values of the signal  $u_{TG}$ ;  $b_{30}$ ,  $b_{60}$ ,  $b_{90}$  are relative values of the induction  $b$  distribution curve (Fig. 3) in the air gap of the tachogenerator at 30, 60 and 90 electrical degrees at the first quarter of the half-wave of the

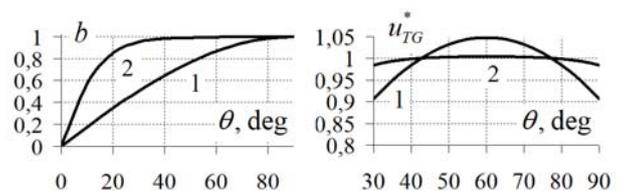


Fig. 3

In this paper, a tachogenerator with the output signal according to the second variant is used in the research of the servo system. To model the tachogenerator, the relative signal  $u_{TG}^*$ , normalized in such a way that its average value is equal to one, is used. The signal variation curves  $u_{TG}^*$  at sixty-degree repeatability interval are shown in Fig. 3. Relative normalized signal  $u_{TG}^*$  is determined by the formula

$$u_{TG}^* = u_{TG} / u_{av}, \quad (5)$$

where  $u_{av}$  is average value of the tachogenerator output signal  $u_{TG}$  (Fig. 1).

The structures of servo systems are known and, as a rule, they contain an inner loop closed by angular speed and an outer loop to regulate the rotor rotation angle. To study the operation modes of the servo system, we will use the mathematical model of the motor, which corresponds to the model of a DC collector motor or, with some assumptions, to the model of the electric drive structure “brushless permanent magnet motor - voltage inverter”

$$L \frac{di}{dt} = -Ri - e + u_{\omega}; \quad e = u_e^* k_m \omega; \quad J \frac{d\omega}{dt} = M - M_L; \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega; \quad (6-9)$$

$$\Delta M = M - M_L; \quad M_L = M_{Ll} \text{sign}(\omega); \quad M = k_m i, \quad (10-12)$$

where  $i$ ,  $e$ ,  $u_{\omega}$  are motor current and EMF, as well as the voltage in the DC link of the voltage inverter or the rotor of the collector motor;  $u_e^*$  is modulating function of EMF with a unit mean value, which takes into account the ripple EMF;  $R$ ,  $L$  are active resistance and inductance of the motor;  $k_m$  is motor torque coefficient;  $J$  is moment of inertia on the shaft of the motor rotor;  $\Delta M$ ,  $M$ ,  $M_L$  are dynamic torque, motor torque and mechanical load torque;  $M_{Ll}$  is mechanical resistance torque;  $\alpha$  is a rotor rotation angle.

On the basis of equations (6-12) we write down the motor transfer functions

$$\frac{i(p)}{u_{\omega}(p) - e(p)} = \frac{1/R}{T_E p + 1}; \quad \frac{\omega(p)}{\Delta M(p)} = \frac{1}{J p}; \quad \frac{\alpha(p)}{u_{\omega}(p)} = \frac{1/k_m}{T_M p + 1}, \quad (13-15)$$

where  $T_M$ ,  $T_E$  are electromechanical and electromagnetic time constants.

Finally, Fig. 4 shows the structural diagram of the servo control system consisting of the executive motor, the BMT and its output signal filter, the angular speed and angular position controllers of the motor rotor. It can be noted that the structure of the system does not have an internal current control loop. It will be shown below that the value of the electromagnetic time constant of the brushless motor with permanent magnets, which is used in the system, is significantly less than the value of the time constant of the tachogenerator filter. Therefore, the electromagnetic time constant of the motor will not affect the main operating mode of the servo system. In this case, there is no need to correct and consider the current loop.

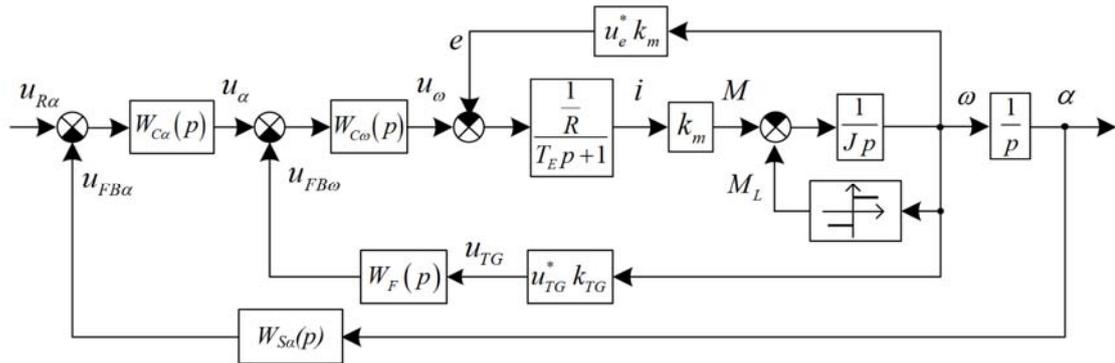


Fig. 4

Let us supplement the description of the closed loop automatic motor angular speed control with formulas for determining the mismatch  $u_{U\omega}(p)$  and tachogenerator signal  $u_{TG}(p)$ , as well as transfer functions of the angular speed controller  $W_{\omega}(p)$  and tachogenerator filter  $W_F(p)$ ,

$$u_{U\omega}(p) = u_{\alpha}(p) - u_{FB\omega}(p); \quad u_{TG}(p) = u_{TG}^* k_{TG} \omega, \quad (16, 17)$$

$$W_{C\omega}(p) = \frac{u_{\omega}(p)}{u_{U\omega}(p)} = \frac{k_{C\omega}(T_{C\omega} p + 1)}{p}; \quad W_F(p) = \frac{u_{BF\omega}(p)}{u_{TG}(p)} = \frac{k_F}{T_F p + 1}; \quad (18, 19)$$

where  $u_\alpha(p)$  is the rotor angular speed reference signal, which is the output signal of the PI-angle controller;  $u_{FB\omega}(p)$  is the feedback signal at the filter output;  $k_{C\omega}$ ,  $T_{C\omega}$  are the gain and time constant of the PI-controller;  $k_F$ ,  $T_F$  are the gain and time constant of the filter at the tachogenerator output;  $k_{TG}$  is the gain of the tachogenerator. Note that the signal at the output of the tachogenerator is determined taking into account the previously obtained relatively normalized modulating signal  $u_{TG}^*$  accordingly to the form of the real tachogenerator signal. Thus, the pulsations of the tachogenerator output signal are taken into account.

The outer loop of the servo system is formed by feedback from the shaft rotation angle sensor  $W_{S\alpha}(p)$  of the actuating element of the mechanism and the rotation angle controller  $W_{C\alpha}(p)$ . In this paper, we will limit ourselves to the consideration of a system with second-order astatism with a PI rotational angle controller. The external loop is described by the equations

$$u_{U\alpha}(p) = u_{R\alpha}(p) - u_{FB\alpha}(p); \quad (20)$$

$$W_{C\alpha}(p) = \frac{u_\alpha(p)}{u_{U\alpha}(p)} = \frac{k_{C\alpha}(T_{C\alpha}p + 1)}{p}; \quad W_{S\alpha}(p) = \frac{u_{BF\alpha}(p)}{\alpha(p)} = \frac{k_{S\alpha}}{T_{S\alpha}p + 1}, \quad (21, 22)$$

where  $u_{R\alpha}(p)$  is the rotation angle reference signal;  $k_{C\omega}$ ,  $T_{C\omega}$  are the gain and time constant of the rotation angle PI-controller;  $k_{S\alpha}$ ,  $T_{S\alpha}$  are the gain and time constant of the rotation angle sensor.

To compensate for the relatively large value of the electromechanical time constant, it is assumed to be equal to the time constant of the angular speed PI controller  $T_{C\omega} = T_M$ , then we write the transfer function of the closed loop angular speed control in the form of

$$\frac{\omega(p)}{u_\alpha(p)} = \frac{k_\omega}{T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1}, \quad (23)$$

where  $k_\omega$ ,  $T_1$ ,  $\xi$  are the gain, time constant and damping coefficient of the second-order link. In this case, the parameters of the transfer function (23) are determined by the following equations

$$k_\omega = \frac{1}{k_{TG} k_F}; \quad T_1 = \sqrt{\frac{k_m T_F}{k_{C\omega} k_{TG} k_F}}. \quad (24, 25)$$

For a stable oscillating link, the condition  $0 \leq \xi \leq 1$  is true. Thus, the tuning of the second-order control system (23) and the value of the transfer coefficient of the angular speed PI controller under the condition  $T_{C\omega} = T_M$  is determined only by the values of the damping coefficient  $\xi$  [16] and the filter time constant  $T_F$  at the tachogenerator output

$$k_{C\omega} = \frac{k_m}{4\xi^2 T_F k_{TG} k_F}. \quad (26)$$

Then the gain of an open loop of angular speed control is defined as the product of all gain of the loop

$$k_{OLS\omega} = k_{C\omega} k_{TG} k_F / k_m. \quad (27)$$

Due to the relatively large value of the moment of inertia on the actuator shaft, the pulsations of the tachogenerator signal will practically have no effect on the character of change of the angular speed and rotor angle. Therefore, in this study we are interested in the parameters of the tachogenerator output signal, the signal at the output of the tachogenerator filter, the signal at the output of the angular speed controller and motor current. That is, at this stage we will study the tunings of the closed loop angular speed, which is internal to the servo system. At the same time, we can vary the values of filter time constant  $T_F$  and damping coefficient  $\xi$ , as a result of which we can determine the value of angular speed controller gain  $k_{C\omega}$ , and the time constant of PI controller is already determined and set in the condition  $T_{C\omega} = T_M$ .

Parameters of signals at the output of the tachogenerator are presented in Table, and for further studies we choose the best of them, i.e. the second variant. To evaluate the quality of signals in the system we use such parameters:

- signal pulsation coefficient at the output of the tachogenerator filter

$$k_{PF} = \frac{100 \Delta u_F}{2 u_{Fav}}, \quad (28)$$

where  $\Delta u_F$ ,  $u_{Fav}$  are pulsation swing of the signal at the tachogenerator filter output and the average value of this signal;

– relative values of signal pulsation swing at the tachogenerator filter output and at the angular speed controller output

$$\Delta u_F^* = \frac{100 \Delta u_F}{U_{F3000}}; \quad \Delta u_\omega^* = \frac{100 \Delta u_\omega}{U_{\omega max}}, \quad (29, 30)$$

where  $\Delta u_\omega$  is the pulsation swing of the signal at the output of the angular speed PI controller;  $U_{F3000}$ ,  $U_{\omega max}$  are values of the tachogenerator signal at the nominal speed, equal to 3000 rpm, and the maximum value of the voltage at the controller output;

– relative value of motor current ripple swing

$$\Delta i^* = 100 \Delta i / I_N, \quad (31)$$

where  $\Delta i$  is current ripple swing;  $I_N$  is nominal current value. To estimate the magnitude of a direct current that has pulsations, the current effective value is used, the magnitude of which in this case will differ from its average value;

– relative value of the motor current effective value

$$I_{ef}^* = 100 I_{ef} / I_N, \quad (32)$$

where  $I_{ef}$  is the current effective value.

First, we study the properties of a single tachogenerator with a first-order filter (19) at the output, which rotates at a given and constant angular speed. Fig. 5 shows the dependences of the pulsation coefficient  $k_{PF}$  of the signal at the filter output, as well as the relative magnitude of the pulsation swing  $\Delta u_F^*$  on the rotation speed at three values of the filter time constant  $T_F - 0.01; 0.02$  and  $0.04$  s. All characteristics in Fig.

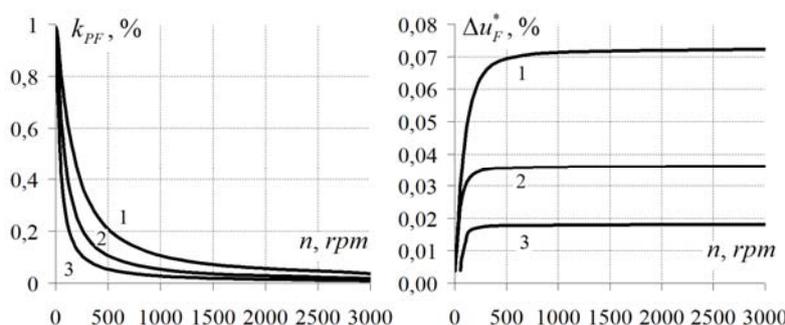


Fig. 5

5 and in the figures below for these three values  $T_F$  of the time constant are designated respectively by numbers from 1 to 3. Fig. 5 shows that the reference value of the pulsation coefficient of 1% is maintained only at the lowest rotational speed, and as it increases, it decreases significantly due to the influence of the low frequency filter. All further studies will be carried out at these three values of time constant  $T_F$ .

Next, let's perform an example of calculation of operation modes of the angular speed loop, the input of which is supplied with a constant speed reference signal at  $\xi = 0,7$  and three values of the filter time constant. For the example calculation we have chosen a motor with the following parameters: rated power – 180 W; maximum rotation speed – 3000 rpm. In addition, the motor model (6-12) and the system is characterized by the parameters:  $k_m = 0,08594$  Vs,  $L = 4,54 \cdot 10^{-5}$  Hn,  $R = 0,1$  Ohm,  $I_N = 12$  A,  $U_{F3000} = 15$  V,  $U_{\omega max} = 27$  V,

$$T_E = 4,54 \cdot 10^{-4} \text{ s}.$$

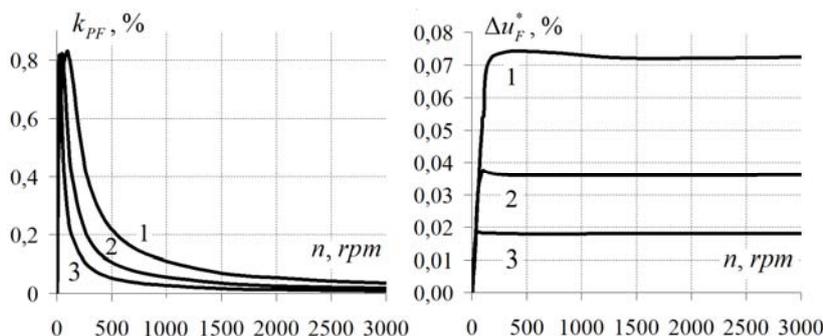


Fig. 6

Fig. 6 shows the dependences of the pulsation coefficient  $k_{PF}$  of the signal at the filter output and the relative values of the ripple swing  $\Delta u_F^*$  on the rotation speed  $n$ , but for a tachogenerator that operates in the complex of the servo system (Fig. 4). In this study, the EMF curve is assumed to be perfectly smooth, i.e.,

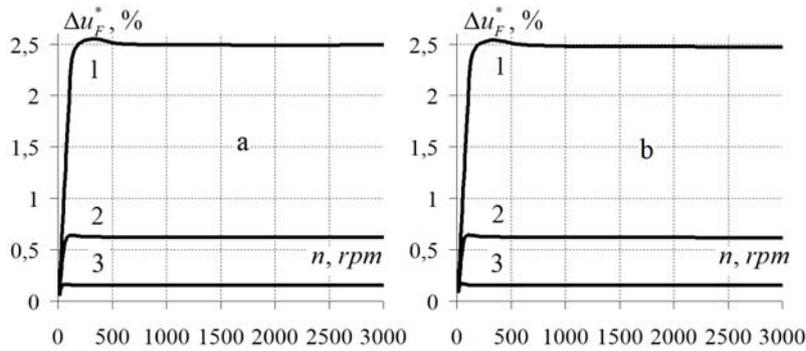


Fig. 7

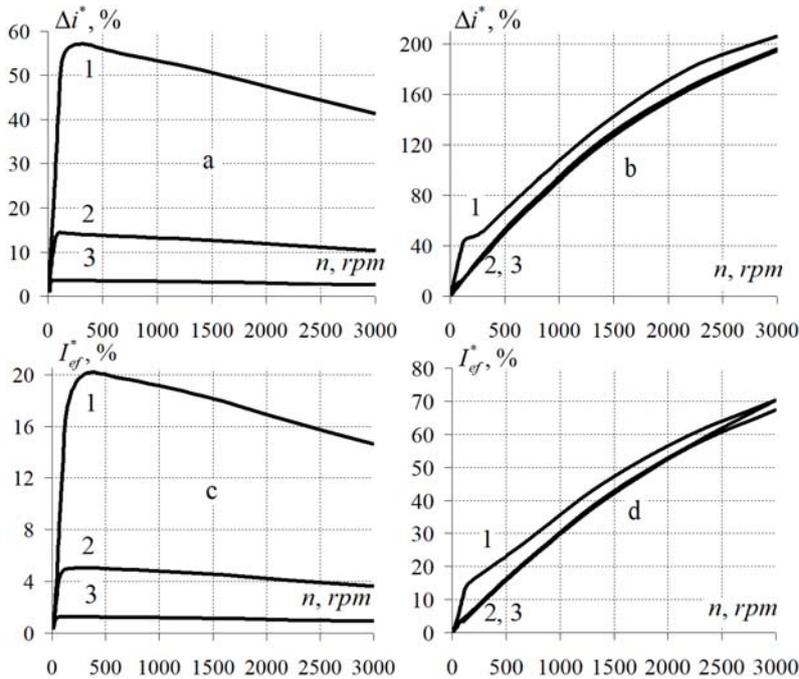


Fig. 8

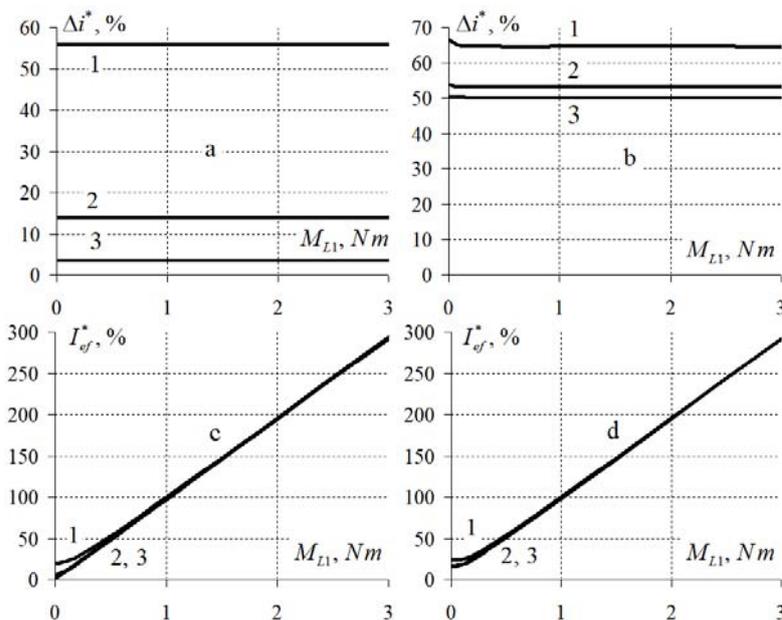


Fig. 9

the instantaneous values of the modulating EMF function  $u_e^*$  are equal to unity. Most noticeable in these figures is the difference of the graphs in the region of small values of rotation speed. This difference arises due to the influence of tachogenerator pulsations on the rotational speed pulsations, since at low frequencies the filtering capabilities of the system are weakened.

Fig. 7, a, b shows the dependences of the relative values of the signal ripple swing  $\Delta u_{\omega}^*$  at the output of the angular speed PI controller on the rotation speed  $n$  for two variants of calculation of the processes in the inner loop of the servo system. These variants differ in the representation of the EMF perfectly smoothed (Fig. 7, a) and taking into account the EMF signal ripples (Fig. 7, b), which are possible in the case of controlling a brushless permanent magnet motor supplied from a voltage inverter with the transistors' states switched on at intervals with an angular extent of 120 electric degrees. The modulating EMF function  $u_e^*$  in the case of sinusoidal form of alternating EMFs of the stator windings of the brushless motor has the form presented in Fig. 3 (variant 1). Comparison of Fig. 7, a, b shows that possible EMF pulsations in the system loop practically do not affect the magnitude of signal pulsations at the output of the motor angular speed controller.

Fig. 8 shows the dependences of the relative magnitude of the current ripple swing  $\Delta i^*$  and the relative effective current value  $I_{ef}^*$  on the rotation speed  $n$  at smooth (a, c) and pulsating (b, d) forms of EMF.

Fig. 9 show the dependences of the relative magnitude of the current ripple swing  $\Delta i^*$  and the relative effective current value  $I_{ef}^*$  on the magnitude of the mechanical load

torque  $M_{L1}$  under the smooth (a, c) and pulsating (b, d) forms of EMF, and under the condition  $n = 500$  rpm.

Fig. 10 shows the dependences of the previously mentioned relative values of the signal ripple swing  $\Delta u_{\omega}^*$  at the output of the tachogenerator filter, the signal ripple swing  $\Delta u_{\omega}^*$  at the output of the angular speed controller, the relative magnitude of the current ripple  $\Delta i^*$ , relative effective current value  $I_{ef}^*$ , as well as response time  $t_R$  and overshooting  $\sigma$  from the damping coefficient value  $\xi$  at perfectly smoothed EMF, rotation speed  $n = 500$  rpm and three given values of filter time constant  $T_F = 0,01; 0,02$  and  $0,04$  s.

Fig. 11 shows the dependences of the gain  $k_{OLS\omega}$  of the open loop of angular speed control and the time constant  $T_1$  of the second-order link (23) on the value of the damping coefficient  $\xi$  at three given values of the filter time constant  $T_F = 0,01; 0,02$  and  $0,04$  s.

Thus, as a result of studies of the angular speed loop, the time constant  $T_1$  of its transfer function (23) can be determined, and the gain  $k_{\omega}$  is known because it is determined by the angular speed feedback parameters. Now we can write the transfer function of the open loop servo system in the form of

$$W_{OLS}(p) = \frac{k_{OLS\alpha}(T_{C\alpha}p + 1)}{(T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1)(T_{S\alpha} p + 1)p^2}, \quad (33)$$

where  $k_{OLS\alpha} = k_{C\alpha}k_{\omega}k_{S\alpha}$  is the gain of the open loop system.

For the transfer function of the open loop system (31), the amplitude and phase frequency characteristics can be obtained

$$A(\omega) = \frac{k_{OLS\alpha} \sqrt{1 + T_{C\alpha}^2 \omega^2}}{\omega^4 \sqrt{1 + 2T_1^2 \omega^2 (2\xi^2 - 1) - T_1^4 \omega^4} \sqrt{1 + T_{S\alpha}^2 \omega^2}}; \quad A_L(\omega) = 20 \log A(\omega); \quad (34, 35)$$

$$\varphi(\omega) = -\pi - \arctg T_{S\alpha} \omega + \arctg T_{C\alpha} \omega - \arctg \frac{2\xi T_1 \omega}{1 - T_1^2 \omega^2}. \quad (36)$$

The condition for tuning a stable control system is to provide a sufficient phase stability margin  $\gamma_S$  at the cutoff frequency  $\omega_C$  [16]. The stability margin  $\gamma_S$  in phase is determined on the basis of the dependence

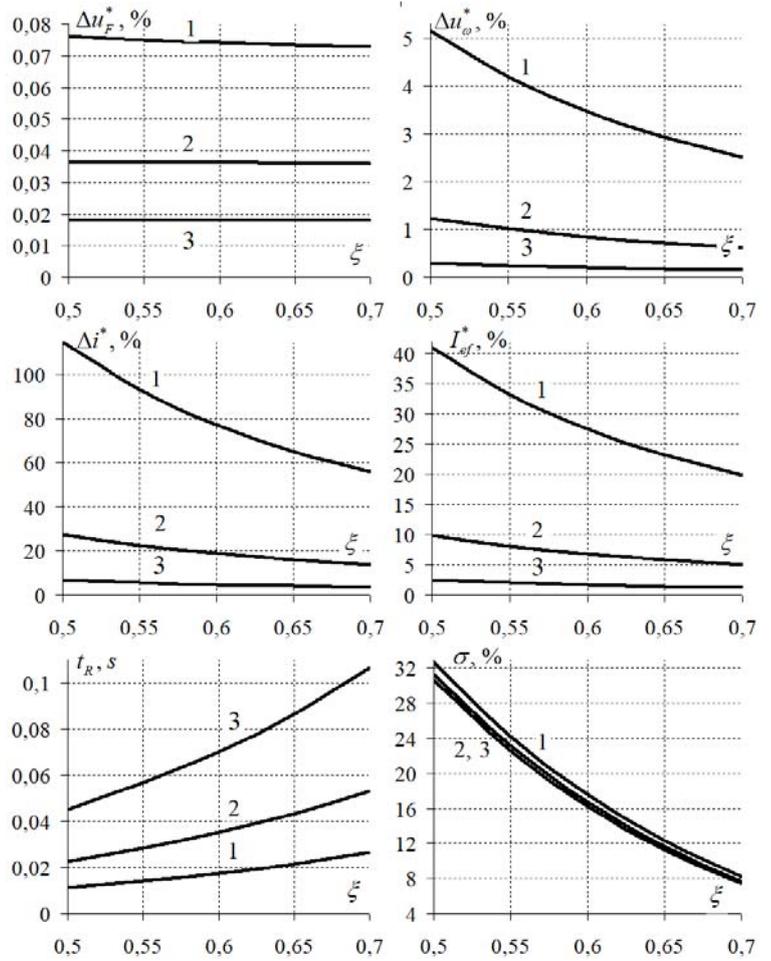


Fig. 10

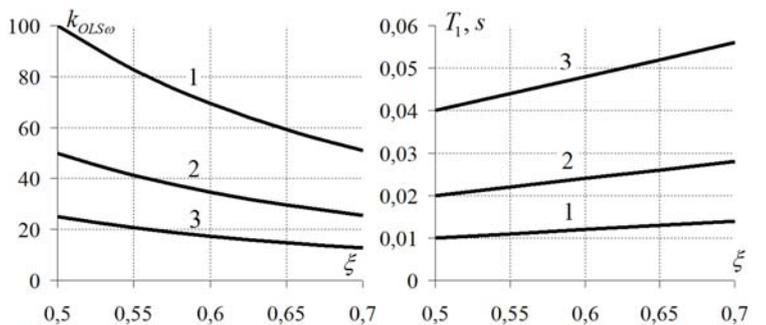


Fig. 11

$$\gamma(\omega) = \pi + \varphi(\omega) = -\arctg T_{S\alpha} \omega + \arctg T_{C\alpha} \omega - \arctg \frac{2\xi T_1 \omega}{1 - T_1^2 \omega^2}. \quad (37)$$

Ensuring sufficient phase stability margin  $\gamma_S$  is possible by selecting a certain ratio of time constants  $T_{C\alpha}$  and  $T_1$  under the condition  $T_{S\alpha} \ll T_1 < T_{C\alpha}$ . In this paper, three values of the filter time constant  $T_F$  – 0.01; 0.02 and 0.04 s – were taken for the speed loop studies, and for further development of the servo system we take the smallest of these values. Then at three values of damping coefficient  $\xi$  – 0,5; 0,6 and 0,7 correspond to the values of oscillating link time constant  $T_1$  – 0,01; 0,012 and 0,014 s, from which we also choose the smallest value – 0,01s. Since the main focus of the paper is on the influence of the tachogenerator signal on the system tuning, we do not take into account the time constant  $T_{S\alpha}$  of the rotation angle sensor here. This is true if this value is more than an order of magnitude smaller than the time constant  $T_1$ .

It is known that for second-order astatic systems the static error of the input signal processing and the error on the first-order derivative are equal to zero, and errors on derivatives of higher orders are inversely proportional to the gain  $k_{OLS\alpha}$  of the open-loop system. Therefore, the criterion for tuning the servo system can be considered as obtaining the largest value of this coefficient under the condition of ensuring an acceptable phase stability margin  $\gamma_S$ . In recommendations on tuning of control systems it is usual to choose the value of phase margin  $\gamma_S$  from the range of values 30...60 degrees.

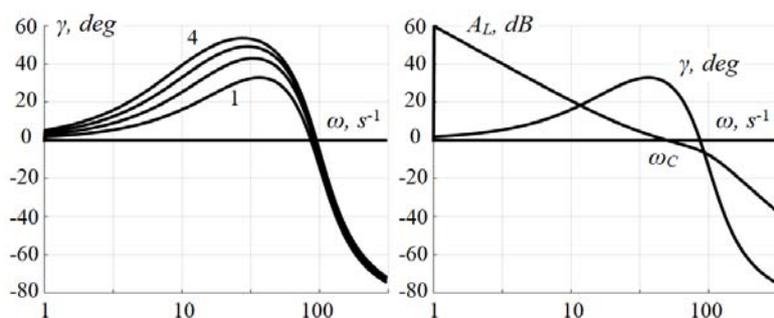


Fig. 12

Fig. 12 shows the family of dependencies  $\gamma(\omega)$  (37) for  $\xi = 0,5$ ,  $T_F = 0,01$  s,  $T_1 = 0,01$  s and four values  $T_{C\alpha} = 0,04$ ; 0,06; 0,08 and 0,1 s, which are designated by numbers from 1 to 4. For each of these dependencies, for a given desired value of the phase margin  $\gamma_S = 30$  grad, it is possible to determine the cutoff frequency  $\omega_C$ , the value of which determines the position of the

amplitude frequency characteristic  $A_L(\omega)$ . Then it is possible to determine the gain  $k_{OLS\alpha}$  of the open-loop servo system at the cutoff frequency using the formula

$$k_{OLS\alpha} = \frac{\omega_C^4 \sqrt{1 + 2T_1^2 \omega_C^2 (2\xi^2 - 1)} - T_1^4 \omega_C^4 \sqrt{1 + T_{S\alpha}^2 \omega_C^2}}{\sqrt{1 + T_{C\alpha}^2 \omega_C^2}}. \quad (38)$$

Fig. 12 shows the amplitude and phase frequency characteristics at  $T_{C\alpha} = 0,04$  s,  $k_{OLS\alpha} = 994,9$  and  $\gamma_S = 30$  deg. Studies have shown that for a family of phase characteristics at a given value of the phase stability margin, it is possible to choose such a ratio of time constants  $T_{C\alpha}$  and  $T_1$ , at which the maximum value of the gain  $k_{OLS\alpha}$  is achieved.

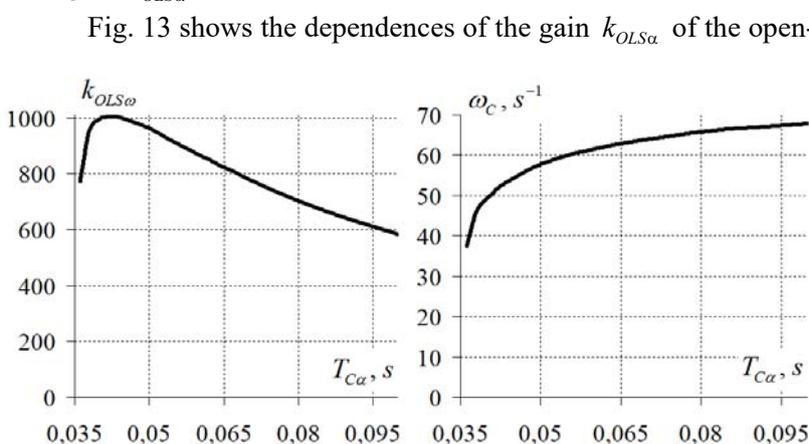


Fig. 13

$\omega_C$  on the value of the time constant  $T_{C\alpha}$  of the PI controller at the time constant  $T_1 = 0,01$  s of the angular speed control loop and a given stability margin in phase  $\gamma_S = 30$  deg, from which it is possible to determine the maximum value of the gain  $k_{OLS\alpha} = 1005,7$  at the cutoff frequency  $\omega_C = 52,36$  s<sup>-1</sup> and time constant  $T_{C\alpha} = 0,0425$  s. And such gain maxima  $k_{OLS\alpha}$  can be deter-

mined for any value of time constant  $T_1$ .

In further studies of the servo system we assume such its parameters:  $T_1 = 0,01$  s,  $k_{OLS\alpha} = 1005,7$ ,  $T_{C\alpha} = 0,0425$  s. Let us study the operation mode when the input reference signal of the system is given as

$$u_{R\alpha}(t) = a_1 \sin(2\pi f_1 t), \quad (39)$$

where  $a_1, f_1$  are amplitude and frequency of signal oscillations.

The error of processing of such a reference signal by the system will also be described by a periodic function

$$\varepsilon_\alpha(t) = u_{R\alpha}(t) - \alpha(t), \quad (40)$$

is similar in form to (39), but its sinusoidal form may be distorted due to the tachogenerator signal pulsations and also due to the effect of dry friction torque when the motor rotation direction is changed. Therefore, the amplitude of the equivalent sinusoidal variable that describes the error of the reference signal (39) can be determined to estimate this error. Then, based on the effective value of the error variable (40), we can determine its equivalent amplitude

$$\varepsilon_{\alpha 1} = \sqrt{2} \varepsilon_{\alpha ef}. \quad (41)$$

To evaluate the characteristics of the operation mode we use such parameters:

– relative amplitude of the equivalent sinusoidal variable of sinusoidal form, which corresponds to the error of the processing of the reference signal  $\varepsilon_\alpha(t)$ ,

$$\varepsilon_{\alpha \max}^* = \frac{100 \varepsilon_{\alpha 1}}{a_1} \quad (42)$$

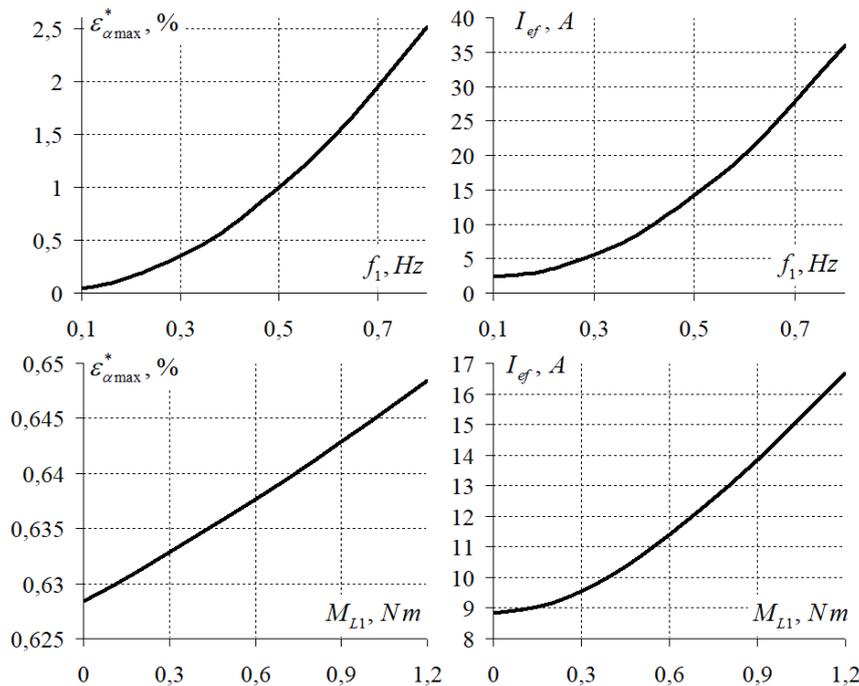


Fig. 14

ple, which is most evident for the stator current and motor torque variables.

**Conclusions.** The parameters for tuning the motor angular speed control loop are the tachogenerator filter time constant and the damping coefficient. Using this time constant allows signals pulsations in the loop to be reduced, and selecting the damping coefficient value allows a stable angular speed loop to be set up. In this case, the electromechanical time constant of the motor and mechanism is compensated, the angular speed controller gain is determined, as well as the gain and time constant of the second-order oscillatory link, which describes the angular speed loop and is an internal link in the servo system.

The condition for tuning stable servo system is the criterion of a sufficient phase stability margin at the cut-off frequency. As a result of tuning the servo system by varying the time constant of the angular posi-

– is the effective current value  $I_{ef}$  at the oscillation period of the reference signal.

Fig. 14 shows the dependences of the relative equivalent amplitude  $\varepsilon_{\alpha \max}^*$  and the effective current value  $I_{ef}$  on the oscillation frequency of the signal  $f_1$  at  $a_1 = 3,33$  rad and  $M_{L1} = 0$ . Fig. 14 shows also the dependences of the same parameters on the value of the mechanical resistance torque  $M_{L1}$  at  $f_1 = 0,4$  Hz.

Fig. 15 shows the plots of instantaneous values of the variables of the servo system (Fig. 4) when operating the input signal (39) at  $M_{L1} = 0,2$  Nm, where we can see the influence of the tachogenerator signal ripples,

tion controller, the maximum value of the open-loop servo system gain was determined, at which the minimum value of the input signal processing error can be obtained.

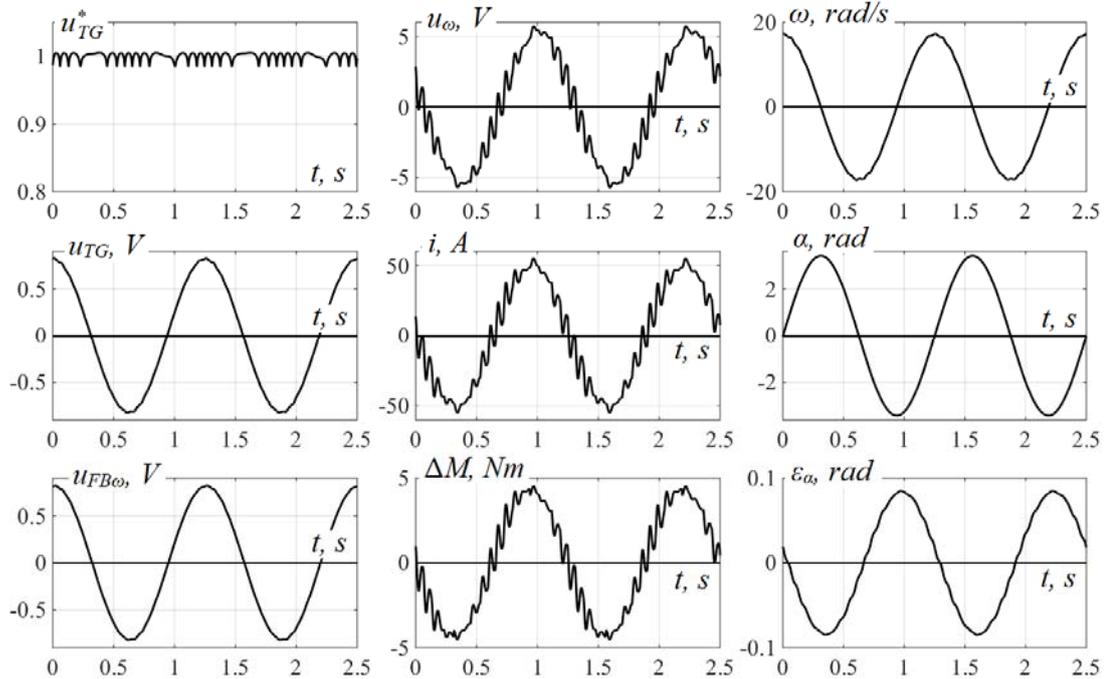


Fig. 15

As a result of the studies, families of dependences of the signal pulsation coefficients, signals pulsation swing relative values and the current effective value, as well as other indicators on the angular speed and torque of the motor were obtained. It was shown that even insignificant pulsations of the tachogenerator signal due to the relatively large value of the gain of the open angular speed control loop lead to the appearance of noticeable pulsations of other signals in the servo system. The influence of the angular speed loop damping coefficient on the system indicators was also studied. The obtained dependencies allow us to evaluate the impact of changes in the parameters of the servo system on its operating mode and make a compromise decision on the choice of values of these parameters to obtain satisfactory control quality.

1. Ashish K., Saraf, Harsh; Kumar, Ravi. Hardware design of closed loop four quadrant dc motor drive with regenerative braking. 2nd International Conference on *Inventive Systems and Control (ICISC)*. Coimbatore, India, 19-20 January, 2018. Pp. 287-292. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICISC.2018.8399080>.
2. Khudyaev A.A., Litvinenko D.G. Comparative assessment of the quality of iterative three-channel servo electric drives with standard settings. *Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta KhPI. Tematicheskii vypusk: Problemy avtomatizirovannogo elektroprivoda. Teoriia i praktika*. 2010. No 28. Pp. 186–191. (Rus)
3. Ye Z., Mohamadian H.P. Comparisons of Two Feedback Servo Systems for Control Engineering Education: A Case Study on Student Performance of Speed Control Systems. ASEE Gulf-Southwest Annual Conference The University of New Mexico: 2008. DOI: <https://doi.org/10.18260/1-2-370-38545>.
4. Top A., Çakmak O., Gökbulut M. Tachogenerator DC motor speed control with PID and fuzzy logic. *Journal of Engineering and Technology*. 2017. Vol. 1(1). Pp. 24-31.
5. Handbook of Electrical Machines. Vol. 2. Ed. I.P. Kopylova, B.K. Klokova. Moskva: Energoatomizdat, 1989. 688 p. (Rus).
6. Sekine H., Ishikawa T., sato S., Suto T. A compensation method of ripple voltage on DC tachogenerator. *Electrical engineering in Japan*. 1992. Vol. 112. Issue 2. Pp. 124-131. DOI: <https://doi.org/10.1002/eej.4391120214>.
7. Citizen. Tachometer Generators. URL: <https://cej.citizen.co.jp/en/product/tachogenerator> (accessed at 28.01.2025).
8. Rexel. URL: <https://www.rexelusa.com/s/tachometer-generators?cat=5qikh97p&attr=0va94cqpyt.3vaoksy705.4ka53st925.5lavtsxz4x.6ma67ipq4l> (accessed at 28.01.2025).
9. ABB. Tachometer Generators. URL: <https://www.baldor.com/brands/baldor-reliance/products/dc-motors/feedback-devices/tachometer-generators> (accessed at 28.01.2025).

10. Robust heavy-duty tacho generator for industrial drives. URL: <https://huebner-giessen.com/en/products/tacho-generator-tdp/> (accessed at 28.01.2025).
11. Corbett A.E. An axial airgap brushless DC tachogenerator. In: IEE Colloquium on Instrumentation of Rotating Electrical Machines. IET, 1991. Pp. 3/1-3/3.
12. Brodovsky V.N., Karzhavov B.N., Rybkin Yu.P. Brushless DC tachogenerators. Moskva: Energoizdat, 1982. (Rus).
13. Lebedev N.I., Gandshu V.M., Belyaeva S.A., Yavdoshak Ya.I. Research of contactless tachogenerators for electric drives of machine tools and robots. Brushless electric motors with semiconductor devices. Leningrad: VNIIElektromash, 1985. Pp. 102–115. (Rus).
14. Akinin K.P., Kireyev V.G., Petukhov I.S., Filomenko A.A. Experimental studies of brushless magnetoelectric tachogenerators. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2024. Issue 68. Pp. 114–121. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2024.68.114> (Ukr)
15. Kireyev V.G., Akinin K.P., Petukhov I.S., Filomenko A.A. Structural optimization of brushless magnetoelectric tachogenerators. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2025. Issue 70. Pp. 93–98. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.093>.
16. Vítěček A., Vítěčková M., Landryová L. Basic principles of automatic control. Ostrava, 2012. 118 p.

УДК 621.313.8

## ВПЛИВ ПУЛЬСАЦІЙ СИГНАЛУ БЕЗКОНТАКТНОГО МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОГО ТАХОГЕНЕРАТОРА НА НАЛАШТУВАННЯ СЛІДКУЮЧОЇ СИСТЕМИ

**К.П. Акинін, В.Г. Кіреєв, І.С.Петухов, А.А. Філоменко**  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [kvg2016@ukr.net](mailto:kvg2016@ukr.net).

*Розглянуто режими роботи та особливості налаштування сліdkуючої системи, що містить безконтактний магнітоелектричний тахогенератор в контурі регулювання кутової швидкості виконавчого двигуна. Досліджено особливості налаштування внутрішнього контуру кутової швидкості задля компенсації електро механічної сталої часу з урахуванням пульсацій сигналу тахогенера. Наведено залежності коефіцієнта пульсацій сигналу на виході фільтра тахогенератора, величин розмаху пульсацій сигналів у контурі кутової швидкості та діючого значення струму від параметрів режиму роботи системи. Досліджено вплив параметрів налаштування системи на показники якості регулювання кутової швидкості. Розглянуто підхід до налаштування сліdkуючої системи з урахуванням параметрів контуру кутової швидкості під час забезпечення заданого запасу стійкості по фазі. Наведено результати досліджень сліdkуючої системи. Бібл. 16, рис. 15, табл. 1*

**Ключові слова:** сліdkуюча система, безконтактний магнітоелектричний тахогенератор, налаштування системи автоматичного керування, запас стійкості по фазі, пульсації сигналу.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробити наукові основи та принципи побудови магнітоелектричних мехатронних модулів для спеціалізованих систем автоматичного керування» (шифр «МЕХАТРОН»), КПКВК 6541030.*

Received 13.02.2025

Accepted 23.06.2025

**ОПТИМІЗАЦІЯ ВИКОРИСТАННЯ ДОСТУПНИХ ЕНЕРГОРЕСУРСІВ МІКРОМЕРЕЖІ  
ЗА УМОВ ПІДТРИМКИ ГОТОВНОСТІ ДО ІЗОЛЬОВАНОГО РЕЖИМУ**

**Є.В. Парус\***, канд. техн. наук, **І.В. Блінов\*\***, член-кореспондент НАН України  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [paruseugene@gmail.com](mailto:paruseugene@gmail.com); [blinovihor@gmail.com](mailto:blinovihor@gmail.com).

У роботі наведено методики та моделі розв'язання задач планування режимів функціонування мікромережі. Основна ціль оптимізації – мінімізація вартості електроенергії, закупленої у електропостачальника. Завдання підтримки стану готовності установки збереження енергії вирішується розв'язанням додаткових задач оптимізації та подається системою обмежень. Наведено цільову функцію задач оптимізації та систему рівнянь балансів електроенергії. Розроблено математичну модель імітації режимів функціонування установки зберігання енергії як основного засобу балансування потоків енергії в мікромережі. Розроблено математичну модель імітації функцій контролю потоків енергії від сонячної станції як основного засобу нерегульованої генерації електроенергії в мікромережі. Розроблено математичну модель розв'язання задачі мінімізації витрат на закупівлю електроенергії задля забезпечення стану готовності мікромережі до ізольованого режиму. Розроблено математичну модель розв'язання задачі мінімізації витрат на закупівлю електроенергії для власного електроспоживання мікромережі. Розроблено методику оцінки обсягів резервування енергії, необхідної для підтримки критичного електроспоживання в ізольованому режимі. Розроблено методику комплексного розв'язання задач планування режимів функціонування енергетичного устаткування мікромережі. Наведено приклад розрахунків на виконання завдань планування режимів функціонування мікромережі. За результатами розрахунків проаналізовано особливості формування балансів електроенергії в мікромережі. Бібл. 25, рис. 5.

**Ключові слова:** мікромережа, планування режимів, локальна енергетична система, розподілені енергоресурси, відновлювані джерела, установка зберігання енергії.

**Вступ.** Сьогодні одним із важливих напрямів розвитку електроенергетики України є розвиток технологій розподіленої генерації та систем управління локальними електроенергетичними системами. Розпорядженням Кабінету Міністрів України (від 18 липня 2024 р. № 713-р) схвалено Стратегію розвитку розподіленої генерації на період до 2035 року і затверджено операційний план заходів з її реалізації у 2024 – 2026 роках [1]. До цілей Стратегії віднесена модернізація мережевої інфраструктури, зокрема створення мікромереж на принципах “розумних мереж”. Необхідність впровадження мікромереж також визначена у Плані заходів з реалізації Концепції впровадження “розумних мереж” в Україні до 2035 року [2]. Важливо, що досвід використання технології Smart grid [3], в першу чергу мікромереж [4], дає можливість сформувати основи устрою та цілей експлуатації мікромереж, викладених у серії стандартів ІЕС TS 62898, наприклад, [5, 6]. Крім того, удосконалюється нормативно-правова база української електроенергетики у напрямку врахування новітніх технологій функціонування локальних електроенергетичних систем, наприклад, [7, 8].

У науковій і технічній літературі присутня велика кількість публікацій, присвячених вирішенню різних проблем проектування та експлуатації мікромереж. У [9] досліджені та класифіковані технології мікромереж за типами технологічних процесів та цілями експлуатації. Технічні проблеми управління режимами мікромереж розглянуті, наприклад, у [10]. Порівняльний аналіз стратегій прийняття рішень та методів їхнього вирішення для систем управління енергією в мікромережі предста-

© © Парус Є.В., Блінов І.В., 2025

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

© Видавець ВД “Академперіодика» НАН України, 2025



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

влено в [11]. Стратегії управління і контролю режимів мікромережі розглянуто в [12]. Управління режимами мікромережі з регульованими джерелами енергії досліджено в [13]. В [14, 15] досліджені перспективи надання мікромережами послуг регулювання режимів у системах розподілу.

Значна увага у наукових публікаціях приділяється математичному апарату для моделювання процесів у мікромережі. Наприклад, в [16] проаналізовані та класифіковані методи моделювання різномірних енергетичних ресурсів мікромережі. В [17] зосереджено увагу на систематизації методів оптимізації, що використовуються для вирішення проблем управління енергією в мікромережі.

Моделі змішаного цілочисельного лінійного програмування для розв'язання задач планування режимів мікромереж за економічними і екологічними критеріями оптимізації розглянуто в [9]. В [18] наведено огляд методів моделювання та управління режимами мікромережі, а у [19] – імітаційні моделі за концепцією «System of systems». В [20] розглянуті стохастичні методи і моделі планування, експлуатації та управління режимами мікромережі.

При цьому у публікаціях недостатньо уваги приділяється формалізації методів і моделей комплексного планування режимів мікромереж для вирішення найбільш актуальних для українських електроенергетичних систем завдань підтримки стану готовності мікромережі до ізолюваних режимів функціонування та оптимального використання наявних енергетичних ресурсів [21].

**Метою статті** є опис розроблених математичних моделей і методик розрахунків для розв'язання задач планування оптимальних за економічними критеріями графіків функціонування енергетичного устаткування мікромережі за умов підтримки стану готовності до ізолюваного режиму та дотримання технологічних обмежень.

**Концептуальні основи моделювання.** Математичні моделі призначені для використання в задачах планування режимів мікромереж, в яких, за класифікацією [5], поєднуються дві основні цілі:

- підвищення надійності та забезпечення енергопостачання для всіх або частини своїх навантажень шляхом ізолюваного режиму роботи (ціль А по [5]);
- зниження вартості електроенергії, спожитої користувачами мікромережі, у режимі підключення до системи розподілу шляхом оптимізації таких активів, як: установки зберігання енергії (УЗЕ), диспетчеризовані навантаження та генератори (ціль С по [5]).

Згідно із визначеннями в [7], здатність забезпечувати живлення власного електроспоживання повністю чи частково в ізолюваному від системи розподілу режимі є обов'язковою властивістю мікромережі. Оскільки в ізолюваному режимі та в режимі підключення до системи розподілу цілі управління принципово різняться, в межах публікації функції мікромережі обмежені двома основними завданнями: підтримка стану готовності до роботи в ізолюваному режимі та раціональне використання доступних енергетичних ресурсів задля зменшення витрат на закупівлю електроенергії. В задачах планування реалізація обох поставлених завдань полягає у розв'язанні відповідних задач: забезпечення мікромережі енергетичними ресурсами в обсягах, мінімально достатніх для роботи в ізолюваному режимі, та оптимізація графіків функціонування енергетичного устаткування мікромережі з метою зменшення вартості закупівлі електроенергії для власного споживання.

Математичні моделі сформовані для типової мінімальної схеми мікромережі, в якій забезпечується виконання обох завдань, а саме: наявність інвертора, до якого підключені нерегульоване джерело електроенергії (наприклад, СЕС), УЗЕ та виокремлена лінія для живлення критичного навантаження в ізолюваному режимі. Такий мінімальний склад енергетичних активів мікромережі дає змогу звести задачу мінімізації вартості спожитої енергії до задачі мінімізації вартості електроенергії, купленої в електропостачальника.

В математичній моделі розраховуються втрати енергії в УЗЕ, оскільки їхні значення помітно впливають на обсяги доступних енергоресурсів у процедурах реалізації задач управління режимами мікромережі. Для розрахунків втрат енергії в іншому устаткуванні мікромережі необхідна детальна інформація щодо схеми електричних з'єднань і заступних схем енергетичного устаткування, а також моделювання електричних режимів, що виходить за межі окресленої у публікації тематики. Тому для математичної моделі використано припущення про наближене врахування втрат енергії у схемі електричних з'єднань їхніми усередненими значеннями в сумарних обсягах електроспоживання.

Наведені у публікації математичні моделі реалізують процедури планування для побудови графіків економічної диспетчеризації на добу наперед (згідно із класифікацією в [6]), що мають реалізовуватися системою енергетичного менеджменту мікромережі. Планові графіки сегментуються по окремим розрахунковим періодам, означеними в [22] як інтервали часу в 60 хвилин. За потреби більш

точного врахування особливостей технологічних процесів у мікромережі застосовуються більш короткі інтервали часу.

**Цільова функція та баланси енергії в мікромережі.** Регулювання режимів енергетичного устаткування мікромережі здійснюється з метою мінімізації витрат на закупівлю електроенергії у постачальника

$$\text{Min}(GF) = \sum_{h=1}^{24} (C_h^{\text{куп}} \cdot V_h^{\text{CP}} + C_h^{\text{куп}} \cdot V_{R,h}^{\text{CEC}}), \quad (1)$$

де  $C_h^{\text{куп}}$  – ціна купівлі електроенергії у електропостачальника в розрахунковий період  $h$ , (€ /кВт·год);  $V_h^{\text{CP}}$  – змінна оптимізації, обсяги отриманої із системи розподілу електроенергії в розрахунковий період  $h$ , (кВт·год);  $V_{R,h}^{\text{CEC}}$  – змінна оптимізації, обсяги обмеження нерегульованої генерації СЕС в розрахунковий період  $h$ , (кВт·год).

Ціна закупівлі електроенергії у електропостачальника розраховується на етапі підготовки до процедури оптимізації з використанням погодинних значень вартості електроенергії у сегменті ринку «на добу наперед»

$$C_h^{\text{куп}} = C_h^{\text{РДН}} + T^{\text{ОСП}} + T^{\text{ОСР}} + M^{\text{П}} : \forall h = [1..24],$$

де  $C_h^{\text{РДН}}$  – ціни у сегменті ринку «на добу наперед» у годину  $h$ , (€ /кВт·год);  $T^{\text{ОСП}}$  – тариф на передачу електроенергії, (€ /кВт·год);  $T^{\text{ОСР}}$  – тариф на розподіл електроенергії, (€ /кВт·год);  $M^{\text{П}}$  – маржа електропостачальника, (€ /кВт·год).

Формула розрахунку ціни закупівлі електроенергії у електропостачальника визначена найбільш розповсюдженим у комерційних угодах щодо електропостачання на роздрібному ринку електроенергії України правилом ціноутворення. За потреби формула розрахунку ціни закупівлі електроенергії змінюється згідно із умовами чинного договору із електропостачальником.

Цільова функція (1) використовує функцію штрафів за некомпенсований профіцит нерегульованої генерації СЕС. Основне призначення штрафної функції в (1) полягає в означенні ненульових економічних втрат внаслідок неповного використання згенерованої від СЕС електроенергії. Обмеження генерації СЕС реалізує система управління мікромережі за сигналом про наявність некомпенсованого профіциту нерегульованої генерації.

Система рівнянь балансів електроенергії в мікромережі

$$V_h^{\text{CP}} + V_{\text{dch},h}^{\text{УЗЕ}} - V_{\text{ch},h}^{\text{УЗЕ}} - V_{R,h}^{\text{CEC}} = V_h^{\text{MM}} - V_h^{\text{CEC}} : \forall h = [1..24], \quad (2)$$

де  $V_h^{\text{CP}}$  – змінна оптимізації, обсяги отриманої із системи розподілу електроенергії в розрахунковий період  $h$ , (кВт·год);  $V_{R,h}^{\text{CEC}}$  – змінна оптимізації, обсяги обмеження нерегульованої генерації СЕС в розрахунковий період  $h$ , (кВт·год);  $V_{\text{ch},h}^{\text{УЗЕ}}$ ,  $V_{\text{dch},h}^{\text{УЗЕ}}$  – обсяги електроенергії відповідно заряджання та розряджання УЗЕ в розрахунковий період  $h$ , (кВт·год);  $V_h^{\text{MM}}$  – обсяг електроспоживання в мікромережі у розрахунковий період  $h$ , (кВт·год);  $V_h^{\text{CEC}}$  – обсяг відпуску електроенергії від СЕС в розрахунковий період  $h$ , (кВт·год).

**Математична модель УЗЕ.** Математична модель УЗЕ призначена для імітації технологічних процесів в такій установці для використання у процедурах пошуку оптимальних графіків функціонування енергетичного устаткування мікромережі. Функціональну структуру математичної моделі УЗЕ наведено на рис. 1.

У математичній моделі мікромережі використовуються значення обсягів заряджання та розряджання УЗЕ у вузлі під'єднання до інвертора. Обсяги заряджання та роз-



Рис. 1. Функціональна структура математичної моделі УЗЕ

рядження УЗЕ подаються у математичній моделі мікромережі двома відповідними змінними оптимізації, які використовуються в рівняннях балансів електроенергії мікромережі, а їхні чисельні значення відповідають значенням енергії заряду та розряду, отримуваним засобами моніторингу та контролю режимів інвертора.

Подання режимів функціонування УЗЕ двома змінними оптимізації дає можливість врахувати різну структуру втрат енергії у режимах очікування, зарядження та розрядження накопичувача енергії. Для сумісності з рівняннями балансів енергії в мікромережі процеси зарядження і розрядження подаються обсягами електроенергії за припущення про рівномірну потужність зарядження/розрядження накопичувача протягом розрахункового періоду часу.

Функціональні характеристики втрат енергії в різних режимах функціонування УЗЕ відображені на рис. 2. Функція втрат енергії в УЗЕ у режимі зарядження формується на основі двох характерних режимів функціонування накопичувача: втрати енергії у режимі очікування (саморозряд УЗЕ) та втрати енергії у режимі з максимальною потужністю зарядження. Аналогічно функція втрат енергії в УЗЕ у режимі розрядження формується на основі двох характерних режимів функціонування накопичувача: втрати енергії у режимі очікування та втрати енергії у режимі з максимальною потужністю розрядження.

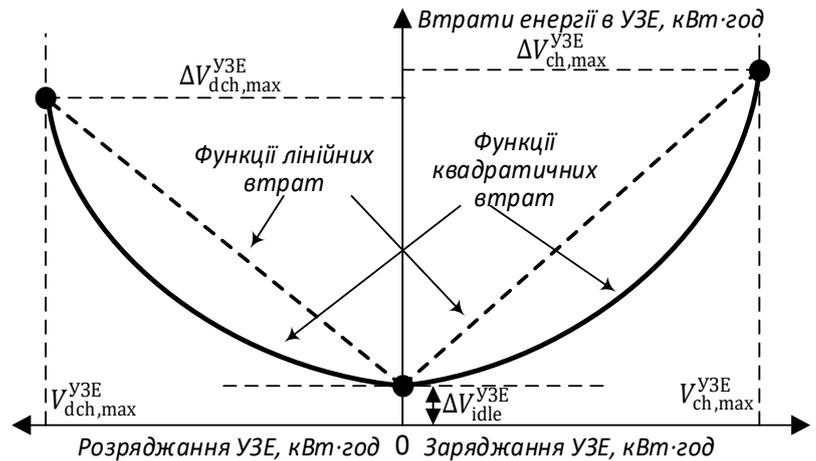


Рис. 2. Функції втрат енергії в УЗЕ

Лінійні характеристики втрат енергії в УЗЕ дають змогу спрощено оцінити об'єм фактично накопиченої енергії в УЗЕ під час розв'язання окремих задач планування режимів мікромережі

$$\begin{cases} \Delta W_{ch,h}^{УЗЕ}(V_{ch,h}^{УЗЕ}) = A_{\Delta Sch(n)}^{УЗЕ} \cdot V_{ch,h}^{УЗЕ} & \left[ A_{\Delta Sch(n)}^{УЗЕ} = \frac{\Delta V_{ch,max}^{УЗЕ}}{V_{ch,max}^{УЗЕ}} \right] \\ \Delta W_{dch,h}^{УЗЕ}(V_{dch,h}^{УЗЕ}) = A_{\Delta Sdch(n)}^{УЗЕ} \cdot V_{dch,h}^{УЗЕ} & \left[ A_{\Delta Sdch(n)}^{УЗЕ} = \frac{\Delta V_{dch,max}^{УЗЕ}}{V_{dch,max}^{УЗЕ}} \right] \end{cases} : \forall h = [1..24], \quad (3)$$

де  $V_{ch,h}^{УЗЕ}$ ,  $V_{dch,h}^{УЗЕ}$  – змінні оптимізації, обсяги відповідно накопичення та відпуску енергії УЗЕ за розрахунковий період  $h$ , (кВт·год);  $V_{ch,max}^{УЗЕ}$  – обсяг накопичення енергії в УЗЕ в умовах максимальної потужності зарядження протягом розрахункового періоду  $h$ , (кВт·год);  $\Delta V_{ch,max}^{УЗЕ}$  – втрати електроенергії в умовах максимальної потужності зарядження протягом розрахункового періоду  $h$ , (кВт·год);  $V_{dch,max}^{УЗЕ}$  – обсяг відпуску енергії з УЗЕ в умовах максимальної потужності розрядження протягом розрахункового періоду  $h$ , (кВт·год);  $\Delta V_{dch,max}^{УЗЕ}$  – втрати електроенергії в умовах максимальної потужності розрядження протягом розрахункового періоду  $h$ , (кВт·год).

Лінійні функції втрат енергії в УЗЕ (3) дають змогу виконати оціночне моделювання режимів мікромережі із застосуванням методів лінійного програмування. Проте, як показали експериментальні розрахунки, більш точне врахування втрат електроенергії в різних режимах функціонування УЗЕ досягається використанням квадратичних функцій втрат

$$\begin{cases} \Delta W_{ch,h}^{УЗЕ}(V_{ch,h}^{УЗЕ})^2 = A_{\Delta Sch(2)}^{УЗЕ} \cdot (V_{ch,h}^{УЗЕ})^2 & \left[ A_{\Delta Sch(2)}^{УЗЕ} = \frac{\Delta V_{ch,max}^{УЗЕ}}{(V_{ch,max}^{УЗЕ})^2} \right] \\ \Delta W_{dch,h}^{УЗЕ}(V_{dch,h}^{УЗЕ})^2 = A_{\Delta Sdch(2)}^{УЗЕ} \cdot (V_{dch,h}^{УЗЕ})^2 & \left[ A_{\Delta Sdch(2)}^{УЗЕ} = \frac{\Delta V_{dch,max}^{УЗЕ}}{(V_{dch,max}^{УЗЕ})^2} \right] \end{cases} : \forall h = [1..24]. \quad (4)$$

Використання квадратичних функцій втрат електроенергії (4) зумовлює потребу у застосуванні методів нелінійної (зокрема квадратичної) оптимізації в задачах моделювання режимів роботи мікромережі. При цьому функції квадратичних втрат енергії, як показано у [23], додатково дають можливість вирішити проблему нескінченної множини розв'язків у задачах оптимального розподілу обмеженої кількості ресурсів з економічними критеріями для періодів з однаковою ринковою ціною.

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

$$W_h^{Y3E} = W_{beg}^{Y3E} + \sum_{k=1}^h \left( V_{ch,k}^{Y3E} - V_{dch,k}^{Y3E} - \Delta W_{ch,k}^{Y3E} \left( V_{ch,k}^{Y3E} \right)^2 - \Delta W_{dch,k}^{Y3E} \left( V_{dch,k}^{Y3E} \right)^2 - \Delta W_{idle}^{Y3E} \right); \forall h = [1..24], \quad (5)$$

де  $W_{beg}^{Y3E}$  – обсяг накопиченої в УЗЕ електроенергії на початок доби, (кВт·год);  $V_{ch,k}^{Y3E}$ ,  $V_{dch,k}^{Y3E}$  – обсяги електроенергії у періоди  $k$  відповідно заряджання та розряджання УЗЕ, (кВт·год);  $\Delta W_{ch,k}^{Y3E} \left( V_{ch,k}^{Y3E} \right)^2$ ,  $\Delta W_{dch,k}^{Y3E} \left( V_{dch,k}^{Y3E} \right)^2$  – функції квадратичних втрат енергії (4) у періоди  $k$  відповідно заряджання та розряджання УЗЕ, (кВт·год);  $\Delta W_{idle}^{Y3E}$  – втрати енергії в УЗЕ у стані очікування протягом розрахункового періоду  $k$ , (кВт·год).

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

$$W_{min,h}^{Y3E} \leq W_h^{Y3E} \leq W_{work}^{Y3E}; \forall h = [1..24], \quad (6)$$

де  $W_{min,h}^{Y3E}$  – мінімальний рівень накопичення електроенергії в УЗЕ наприкінці розрахункового періоду  $h$ , (кВт·год);  $W_{work}^{Y3E}$  – робоча ємність накопичувача енергії в УЗЕ як добуток значень номінальної ємності та номінальної глибини розряду, (кВт·год).

В математичній моделі враховано, що в окремий період часу у вузлі приєднання УЗЕ до інвертора фізично можливий потік енергії лише в одному напрямку – накопичення енергії, відпуск енергії чи очікування (нульове значення потоку)

$$\left( V_{ch,h}^{Y3E} = 0 \wedge V_{dch,h}^{Y3E} = 0 \right) \vee \left( V_{ch,h}^{Y3E} > 0 \wedge V_{dch,h}^{Y3E} = 0 \right) \vee \left( V_{ch,h}^{Y3E} = 0 \wedge V_{dch,h}^{Y3E} > 0 \right); \forall h = [1..24]. \quad (7)$$

В [24] дотримання умови (7) реалізовано використанням штрафів у цільовій функції

$$PF^{Y3E} = R_{pf}^{Y3E} \cdot \sum_{h=1}^{24} \left( V_{ch,h}^{Y3E} - V_{dch,h}^{Y3E} \right)^2,$$

де  $R_{pf}^{Y3E}$  – коефіцієнт штрафів за недотримання умови (7).

Використання запропонованих в [24] штрафних функцій дозволяє мінімізувати розмірність та обчислювальну складність моделі імітації режимів роботи мікромережі. Проте запропонований підхід вимагає виконувати емпіричний підбір коефіцієнтів штрафів для технічних характеристик енергетичного устаткування мікромережі та рівня ринкових цін. При цьому умова (7) може порушуватися для денних годин доби із значними обсягами профіциту сонячної генерації та низькими ринковими цінами. Тому наведена у [24] математична модель розвинута шляхом реалізації додаткових бінарних змінних, якими визначаються режими заряджання і розряджання накопичувача УЗЕ на рівні контролю режимів функціонування УЗЕ (рис. 1)

$$\begin{cases} 0 \leq IsCh_h^{Y3E} + IsDch_h^{Y3E} \leq 1 \\ V_{ch,h}^{Y3E} - IsCh_h^{Y3E} \cdot V_{ch,max}^{Y3E} \leq 0 \\ V_{dch,h}^{Y3E} - IsDch_h^{Y3E} \cdot V_{dch,max}^{Y3E} \leq 0 \end{cases}; \forall h = [1..24], \quad (8)$$

де  $IsCh_h^{Y3E}$ ,  $IsDch_h^{Y3E}$  – змінні оптимізації, бінарні атрибути режимів відповідно заряджання і розряджання накопичувача УЗЕ, (Boolean).

Додатково на рівні контролю режимів функціонування УЗЕ реалізовано систему обмежень для відсікання множини неінтуїтивних розв'язків із нульовими обсягами заряджання/розряджання за ненульових атрибутах відповідних режимів

$$\begin{cases} IsCh_h^{Y3E} \cdot V_{ch,min}^{Y3E} - V_{ch,h}^{Y3E} \leq 0 \\ IsDch_h^{Y3E} \cdot V_{dch,min}^{Y3E} - V_{dch,h}^{Y3E} \leq 0 \end{cases}; \forall h = [1..24], \quad (9)$$

де  $V_{ch,min}^{yZE}$ ,  $V_{dch,min}^{yZE}$  – мінімальні значення обсягів відповідно заряджання і розряджання накопичувача УЗЕ, (кВт·год).

Неінтуїтивні розв'язки із нульовими обсягами заряджання/розряджання за ненульових атрибутів відповідних режимів можуть виникати для тих розрахункових періодів, коли УЗЕ знаходиться у стані очікування без заряджання чи розряджання. При цьому мінімальні розрахункові обсяги відповідно заряджання і розряджання накопичувача УЗЕ в (9) задають методичну похибку математичної моделі, а саме – мінімальні розрахункові значення обсягів заряджання/розряджання накопичувача УЗЕ, які слід вважати ненульовими. При цьому поєднане застосування (8) і (9) гарантує отримання нульових значень обсягів заряджання/розряджання накопичувача УЗЕ за нульових значень відповідних бінарних атрибутів.

З огляду на значні інвестиційні витрати та обмежений ресурс циклів заряду/розряду УЗЕ необхідно додатково контролювати рентабельність експлуатації установки. Обмеження рентабельності експлуатації УЗЕ протягом доби визначається як

$$\sum_{h=1}^{24} (C_h^{куп} - C_{f,dch}^{yZE}) \cdot V_{dch,h}^{yZE} - \sum_{h=1}^{24} C_h^{куп} \cdot V_{ch,h}^{yZE} + \sum_{h=1}^{24} C_h^{куп} \cdot V_{ch,h}^{yZE(CEC)} \geq B_{CT}^{yZE}, \quad (10)$$

де  $C_{f,dch}^{yZE}$  – різниця цін накопиченої і відпущеної електроенергії, якою забезпечується рентабельна експлуатація УЗЕ, (€/кВт·год);  $B_{CT}^{yZE}$  – витрати на підтримку обсягів накопиченої в УЗЕ енергії, достатньої задля забезпечення стану готовності до ізольованого режиму функціонування мікромережі, (€);  $V_{ch,h}^{yZE(CEC)}$  – змінна оптимізації, обсяг заряджання УЗЕ від профіциту генерації СЕС у розрахунковий період  $h$ , (кВт·год).

Деталізований опис принципів розрахунку окремих складових (10) наведений у наступних розділах публікації.

**Різниця цін задля забезпечення рентабельної експлуатації УЗЕ.** Оскільки у моделі імітації функцій УЗЕ виконується оцінка економічної доцільності реалізації функцій заряджання/розряджання для задач регулювання режимів мікромережі, то для (10) здійснюється приведення вартості УЗЕ до нормативного циклу заряд/розряд

$$Cost_{1c}^{yZE} = \frac{Cost_{full}^{yZE}}{N_{norm}^{yZE}},$$

де  $Cost_{full}^{yZE}$  – витрати на закупівлю, встановлення і обслуговування УЗЕ, (€);  $N_{norm}^{yZE}$  – нормована кількість циклів заряд/розряд УЗЕ.

Вигода від використання УЗЕ для регулювання режимів мікромережі формується за рахунок різниці у вартості накопиченої та відпущеної електроенергії. При цьому слід зважати, що в математичній моделі враховуються як завдання мінімізації витрат електроенергії в умовах синхронізації із системою розподілу, так і завдання підтримки стану готовності до ізольованого режиму. Таким чином, якщо УЗЕ не використовується для оптимізації витрат на покриття власного електроспоживання, то система управління мікромережі здійснює лише накопичення електроенергії для підтримки стану готовності до ізольованого режиму. Відповідно мінімальний рівень вигоди, необхідний для компенсації вартості УЗЕ, оцінюється за обсягами відпуску електроенергії від УЗЕ на потреби регулювання режимів мікромережі

$$C_{f,dch}^{yZE} = \frac{Cost_{full}^{yZE}}{W_{nom}^{yZE} \cdot DoD_{norm} \cdot N_{norm}^{yZE}} = \frac{Cost_{1c}^{yZE}}{W_{nom}^{yZE} \cdot DoD_{norm}}, \quad (11)$$

де  $W_{nom}^{yZE}$  – номінальна ємність накопичувача УЗЕ, (кВт·год);  $DoD_{norm}$  – нормована виробником глибина розряду накопичувача УЗЕ.

Слід зауважити різницю у визначенні термінів вигоди для УЗЕ і для мікромережі. Розрахована по (11) різниця цін використовується у (10) для розрахунку мінімального (граничного) значення вигоди, якою компенсується собівартість одного циклу заряд/розряд накопичувача УЗЕ. Економічний ефект від використання УЗЕ у вирішенні завдання мінімізації вартості закупівлі електроенергії оцінюється як різниця розрахованих по (1) значень для двох сценаріїв управління режимами мікромережі без використання УЗЕ та із використанням УЗЕ.

**Модель контролю обсягів відпуску електроенергії від СЕС.** Первинна мета експлуатації СЕС полягає у покритті власного електроспоживання в мікромережі. При цьому вважається, що над-

лишкова генерація не може бути відпущена в мережу, тобто в умовах українського законодавства власник мікромережі не є активним споживачем, а використовує СЕС задля покриття власного споживання. У години профіциту генерації СЕС надлишки електроенергії можливо зберегти в УЗЕ для використання в інші години доби. Не скомпенсований власним електроспоживанням і зарядженням УЗЕ профіцит генерації СЕС необхідно примусово обмежити. Обсяги прогнозованого профіциту генерації СЕС розраховуються на етапі підготовки до процесу оптимізації

$$V_{Pr,h}^{CEC} = \begin{cases} V_h^{CEC} - V_h^{MM} : V_h^{CEC} > V_h^{MM} \\ 0 : V_h^{CEC} \leq V_h^{MM} \end{cases} : \forall h = [1..24].$$

Тоді система обмежень для контролю обсягів відпуску електроенергії від СЕС

$$\begin{cases} V_{ch,h}^{Y3E(CEC)} + V_{R,h}^{CEC} = V_{Pr,h}^{CEC} \\ V_{ch,h}^{Y3E} - V_{ch,h}^{Y3E(CEC)} \geq 0 \end{cases} : \forall h = [1..24]. \quad (12)$$

Система обмежень (12) формалізує фізичну сутність такої змінної оптимізації як обсяг зарядження УЗЕ від профіциту генерації СЕС. Ця змінна є складовою обсягів профіциту генерації СЕС, а також є складовою обсягів зарядження УЗЕ. За умовами функціонування мікромережі відпуск електроенергії у систему розподілу заборонений, і надлишки генерації СЕС вище обсягу власного споживання необхідно фізично обмежувати до нуля. Тому накопичуваний в УЗЕ профіцит генерації СЕС враховується в (10) з нульовою вартістю.

Формалізоване подання функцій управління СЕС (12) призначене лише для моделювання режимів мікромережі з одним інвертором, до якого підключені СЕС та УЗЕ. Якщо в мікромережі експлуатуються кілька джерел генерації електроенергії у різних вузлах заступної схеми, необхідно виконати додаткові заходи з визначення та формалізації поняття зарядження УЗЕ профіцитом генерації СЕС.

**Методика оцінки обсягів енергії, необхідних для забезпечення стану готовності до ізолюваного режиму.** Якщо система енергоменеджменту мікромережі виконує лише завдання підтримки критичного навантаження в ізолюваному режимі, доцільно забезпечувати технічний максимум накопичення енергії в УЗЕ. Така стратегія експлуатації УЗЕ забезпечує максимізацію часу підтримки та можливості збільшення обсягів електроспоживання в ізолюваному режимі. Якщо додатково виконується завдання оптимізації роботи енергетичного устаткування мікромережі з метою мінімізації вартості закупівлі електроенергії, доцільно підтримувати лише деякий мінімальний обсяг накопиченої в УЗЕ енергії задля підтримки критичного навантаження на заданий час ізолюваного режиму. Тоді вивільнена сміність накопичувача УЗЕ використовується задля вирішення завдання мінімізації витрат на закупівлю електроенергії.

Для  $K$  розрахункових періодів ізолюваного режиму електроспоживання критичного навантаження забезпечується накопиченою в УЗЕ енергією та генерацією електроенергії в СЕС. Тоді мінімальний обсяг накопичення енергії в УЗЕ для періоду  $h$  початку ізолюваного режиму тривалістю  $K$  періодів оцінюється за наступною методикою.

1) Покриття критичного навантаження від СЕС в період  $h$  ізолюваного режиму

$$V_h^{SPP2CL} = \begin{cases} V_h^{CEC} : V_h^{CEC} - V_{(кр),h}^{MM} < 0 \\ V_{(кр),h}^{MM} : V_h^{CEC} - V_{(кр),h}^{MM} \geq 0 \end{cases} : \forall h = [1..24],$$

де  $V_h^{CEC}$  – прогнозований обсяг генерації СЕС у період  $h$ , (кВт·год);  $V_{(кр),h}^{MM}$  – прогнозований обсяг електроспоживання критичним навантаженням у період  $h$ , (кВт·год).

2) Обсяг накопиченої в УЗЕ енергії, який виділяється для покриття потреб електроспоживання критичного навантаження у період  $h$  ізолюваного режиму

$$W_{i.p.,h}^{Y3E} = (V_{(кр),h}^{MM} - V_h^{SPP2CL}) \cdot (1 + A_{ASdch(n)}^{Y3E}) + \Delta W_{idle}^{Y3E} : \forall h = [1..24].$$

3) Мінімум накопичення УЗЕ у період  $h$  початку ізолюваного режиму тривалістю  $K$  періодів

$$W_{min,h}^{Y3E(n)} = \sum_{k=h}^{h+K-1} W_{i.p.,k}^{Y3E} : \forall h = [1..24].$$

4) Мінімум накопичення УЗЕ у кінці періоду  $h$

$$W_{min,h}^{Y3E(k)} = W_{min,h}^{Y3E(n)} - \Delta W_{idle}^{Y3E} : \forall h = [1..24].$$

5) Значення обсягу накопиченої в УЗЕ енергії на початку доби

$$W_{\text{beg}}^{\text{УЗЕ}} = \text{Min} \left( \text{Max} \left( W_{\text{min},[1]}^{\text{УЗЕ}(n)} - V_{\text{ch,max}}^{\text{УЗЕ}} \cdot (1 - A_{\Delta\text{Sch}(n)}^{\text{УЗЕ}}); 0 \right); \text{Min} \left( W_{\text{min},[1]}^{\text{УЗЕ}(n)} + V_{\text{dch,max}}^{\text{УЗЕ}} \cdot (1 + A_{\Delta\text{Sch}(n)}^{\text{УЗЕ}}); W_{\text{work}}^{\text{УЗЕ}} \right) \right), \quad (13)$$

де  $W_{\text{min},[1]}^{\text{УЗЕ}(n)}$  – мінімум накопичення УЗЕ для ізольованого режиму на початку доби ( $h=1$ ), (кВт·год).

б) Мінімальний обсяг накопиченої в УЗЕ на період  $h$  для використання в обмеженнях погодинного контролю (6)

$$W_{\text{min},h}^{\text{УЗЕ}} = W_{\text{min},h}^{\text{УЗЕ}(k)} - W_{\text{beg}}^{\text{УЗЕ}} + K \cdot \Delta W_{\text{idle}}^{\text{УЗЕ}} : \forall h = [1..24]. \quad (14)$$

За спільного виконання завдань підтримки критичного навантаження в ізольованому режимі та оптимізації роботи енергетичного устаткування за синхронної роботи мікромережі із системою розподілу значення обсягу накопиченої в УЗЕ енергії на початку доби фіксується за результатами розрахунків по (13). Задля оцінки мінімальних обсягів накопиченої в УЗЕ енергії у  $(K-1)$  кінцевих періодів доби і мінімального обсягу накопиченої в УЗЕ енергії наприкінці поточної доби (який дорівнює мінімальному обсягу накопиченої в УЗЕ енергії на початку наступної доби) використовуються прогнози для відповідної кількості розрахункових періодів наступної доби. В окремих випадках допустимо в розрахунках використовувати прогнозні значення  $(K-1)$  розрахункових періодів поточної доби.

**Витрати на підтримку стану готовності до ізольованого режиму.** Наведена математична модель на основі цільової функції (1) і систем обмежень (2) – (6), (8) – (10) та (12) призначена для побудови оптимальних графіків функціонування енергетичного устаткування мікромережі, тобто розв'язує задачу оптимізації режимів мікромережі за критерієм мінімізації вартості закупівлі електроенергії. Задача підтримки стану готовності до ізольованого режиму функціонування мікромережі розв'язується додатковими розрахунками. Результати таких розрахунків використовуються у процесі оптимізації в системах обмежень (6) та (10). До складових, які розраховуються перед розв'язанням задачі побудови оптимальних графіків функціонування енергетичного устаткування мікромережі, належить розрахунок витрат на підтримку стану готовності до ізольованого режиму. Задля розрахунків здійснюється імітація режимів енергетичного устаткування мікромережі в умовах, коли вирішується лише завдання підтримки стану готовності до ізольованого режиму роботи без оптимізації витрат на закупівлю електроенергії для покриття електроспоживання. В таких умовах здійснюється заряджання УЗЕ задля забезпечення заданих мінімальних значень обсягів накопиченої енергії, але відпуск електроенергії не здійснюється.

Імітація умови виконання завдання підтримки готовності до ізольованого режиму реалізується означеною математичною моделлю із цільовою функцією (1), системами обмежень (2) – (6), (8), (9) і (12) без умови забезпечення рентабельної експлуатації УЗЕ (10) та із додатковими умовами заборони відпуску електроенергії від УЗЕ

$$IsDch_h^{\text{УЗЕ}} = 0 : \forall h = [1..24]. \quad (15)$$

За результатами оптимізації розраховується значення витрат на підтримку стану готовності до ізольованого режиму

$$B_{\text{CT}}^{\text{УЗЕ}} = \sum_{h=1}^{24} \left( V_{\text{ch},h}^{\text{УЗЕ}} - V_{\text{ch},h}^{\text{УЗЕ}(\text{СЕС})} \right) \cdot C_h^{\text{куп}}, \quad (16)$$

яке використовується в умові забезпечення рентабельної експлуатації УЗЕ (10).

**Методика планування режимів функціонування мікромережі.** Наведений математичний апарат використовується під час планування режимів функціонування мікромережі зі спільним виконанням двох завдань: підтримка готовності мікромережі до роботи в ізольованому режимі та оптимізація використання наявних енергетичних ресурсів задля зменшення витрат на закупівлю електроенергії в умовах синхронізації мікромережі із системою розподілу. Послідовність процедур планування задля вирішення поставлених завдань наступна.

1) *Попередня підготовка даних.* Виконується збір та структурування даних, необхідних для виконання розрахунків. До вхідних даних відносяться: технічні характеристики СЕС і УЗЕ, прогнози електроспоживання в мікромережі (у тому числі прогнози значень критичного навантаження), прогноз відпуску електроенергії від СЕС та прогнози ринкових цін. Здійснюються розрахунки аргументів математичної моделі, які використовуються як незмінні коефіцієнти у процесах оптимізації.

2) *Розрахунки обсягів резервів енергії на підтримку стану готовності до ізольованого режиму.* Розрахунки виконуються по наведеній у відповідному розділі публікації методиці. За результатами розрахунків по (13) визначається обсяг накопиченої в УЗЕ енергії на початок доби, а по (14) – мінімальні обсяги накопичення енергії по всім розрахунковим періодам доби.

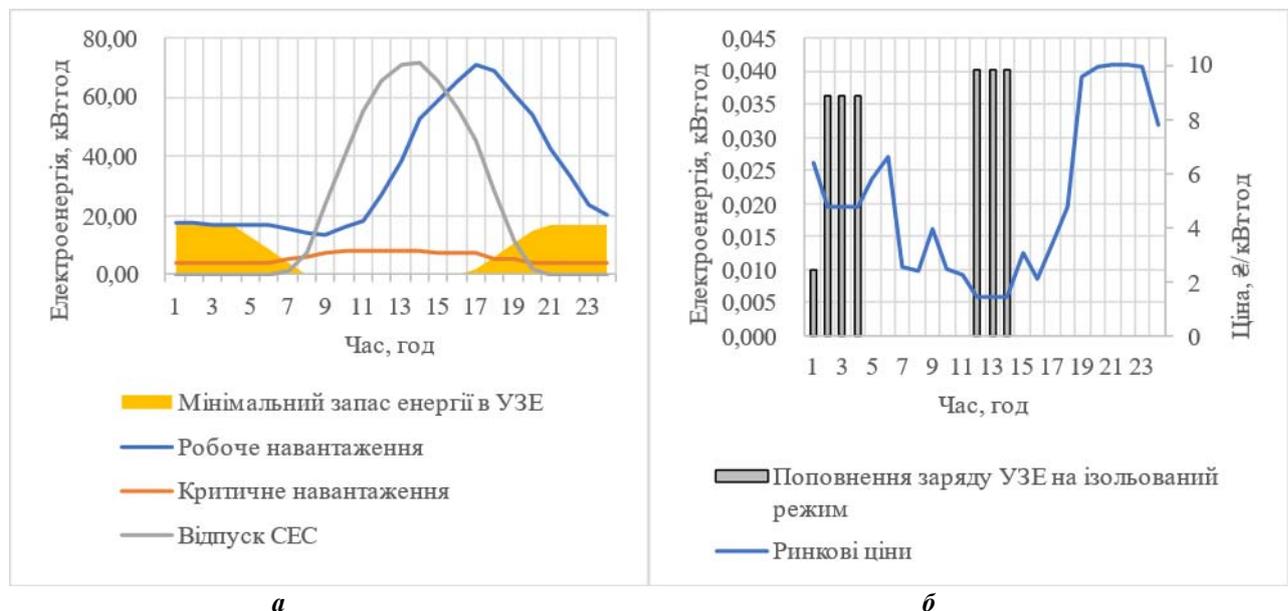
3) *Розрахунки витрат на підтримку стану готовності до ізолюваного режиму.* Імітується функціонування мікромережі із поповненням заряду в УЗЕ та заборонаю відпуску електроенергії від УЗЕ. Виконується процедура оптимізації режимів мікромережі із цільовою функцією (1) та системами обмежень (2) – (6), (8), (9), (12), (15). За результатами оптимізації по (16) розраховується сума витрат на підтримку стану готовності до ізолюваного режиму.

4) *Оптимізація режимів функціонування енергетичного устаткування мікромережі.* Виконується процедура оптимізації режимів мікромережі із цільовою функцією (1) та системами обмежень (2) – (6), (8) – (10), (12). За результатами оптимізації отримуються графіки регулювання режимів УЗЕ та закупівлі електроенергії у електропостачальника.

**Приклад розрахунків.** У прикладі розрахунків використано схему мікромережі із одним інвертором, до якого підключені СЕС потужністю 80 кВт та УЗЕ із літій-іонним накопичувачем ємністю 40 кВт·год та нормованою глибиною розряду 0,9. Критичне навантаження мікромережі живиться від окремої лінії інвертора. Використано ретроспективну інформацію за 27.07.2024, а саме: фактичні графіки власного електроспоживання і генерації СЕС, а також вартість електроенергії у сегменті РДН (отримана на офіційному сайті оператора ринку). Для цього дня характерні значні профіцити генерації СЕС та зниження ринкових цін у денні години. Поєднання таких чинників дає змогу дослідити особливості функціонування мікромережі за різних зовнішніх умов. Задля виконання процедур оптимізації використано програмні засоби Gurobi [25] як надбудову до середовища Microsoft Excel. Графіки електроспоживання та генерації СЕС відображено на рис. 3, а.

На інтервалі з 9:00 до 15:00 спостерігається профіцит генерації СЕС для робочого навантаження з піком профіцитних потужностей з 11-ої по 13-ту години включно. Для потужностей критичного навантаження профіцит генерації СЕС виникає з 8:00 до 20:00. Внаслідок значного профіциту генерації СЕС мінімальний запас накопиченої енергії в УЗЕ для підтримки ізолюваного режиму мікромережі дорівнює нулю на проміжку з 8:00 до 16:00. Добовий графік мінімальних запасів енергії в УЗЕ для підтримки стану готовності до острівного режиму відображений на рис. 3, а.

За результатами оптимізації стану готовності мікромережі сформовано графік поповнення заряду УЗЕ на підтримку запасу ємності до острівного режиму, відображений на рис. 3, б. Процедури поповнення заряду УЗЕ заплановані на години нічного та денного мінімумів ринкових цін. Значення сумарної за добу вартості поповнення заряду УЗЕ для підтримки стану готовності мікромережі до роботи в ізолюваному режимі для обмеження (10) дорівнює 0,75 грн.



**Рис. 3.** Приклад результатів розв'язання задач забезпечення запасу енергії на підтримку острівного режиму мікромережі

Один із важливих результатів розв'язання задач планування режимів мікромережі – графік функціонування УЗЕ, відображений на рис. 4, а.

Система управління енергетичним устаткуванням мікромережі має здійснити поповнення заряду УЗЕ у години нічних мінімумів ринкових цін до повного заповнення робочої ємності накопичу-

вача 36 кВт·год. Накопичення енергії в УЗЕ використовується для часткового покриття електроспоживання у години ранкового піку електроспоживання і ранкового піку ринкових цін. Так протягом періоду з 6:00 до 9:00 реалізується розрядження УЗЕ із зменшенням обсягів накопиченої енергії до мінімального рівня, необхідного для підтримки стану готовності до острівного режиму мікромережі. Перший цикл заряджання/розрядження УЗЕ зумовлюється вигодою, отримуваною від різниці ринкових цін у нічні та ранкові години доби. Графік режимів функціонування УЗЕ у ці години корелюється з графіком ринкових цін і не корелюється з графіком електроспоживання в мікромережі.

У період з 9:00 до 12:00 реалізується заряджання УЗЕ від профіциту генерації СЕС. Накопичені у цей період обсяги електроенергії використовуються на потреби електроспоживання мікромережі у години вечірнього максимуму ринкових цін. Другий цикл заряджання/розрядження УЗЕ зумовлюється вигодою, отримуваною від різниці між ринковими цінами у вечірні години доби та профіцитом генерації з нульовою ціною у денні години доби. Графік режимів функціонування УЗЕ у ці години корелюється з графіками ціни накопичуваної енергії і не корелюється з графіком електроспоживання в мікромережі.

Нарешті, на рис. 4, б наведено плановий графік постачання електроенергії від електропостачальника. За відсутності СЕС і УЗЕ у споживача графік постачання електроенергії співпадатиме із графіком електроспоживання. У мікромережі із СЕС та УЗЕ графік постачання електроенергії змінюється, передусім, під впливом компенсації обсягів електроспоживання генерацією СЕС. Експлуатація СЕС надала можливість зменшити витрати на закупівлю електроенергії на 24,9%, а УЗЕ – на 5,7%. Відносно невеликий вплив УЗЕ на графік електропостачання мікромережі пояснюється порівняно незначною ємністю накопичувача УЗЕ, виділеною для оптимізації графіків закупівлі електроенергії та обмеженнями рентабельної експлуатації УЗЕ.

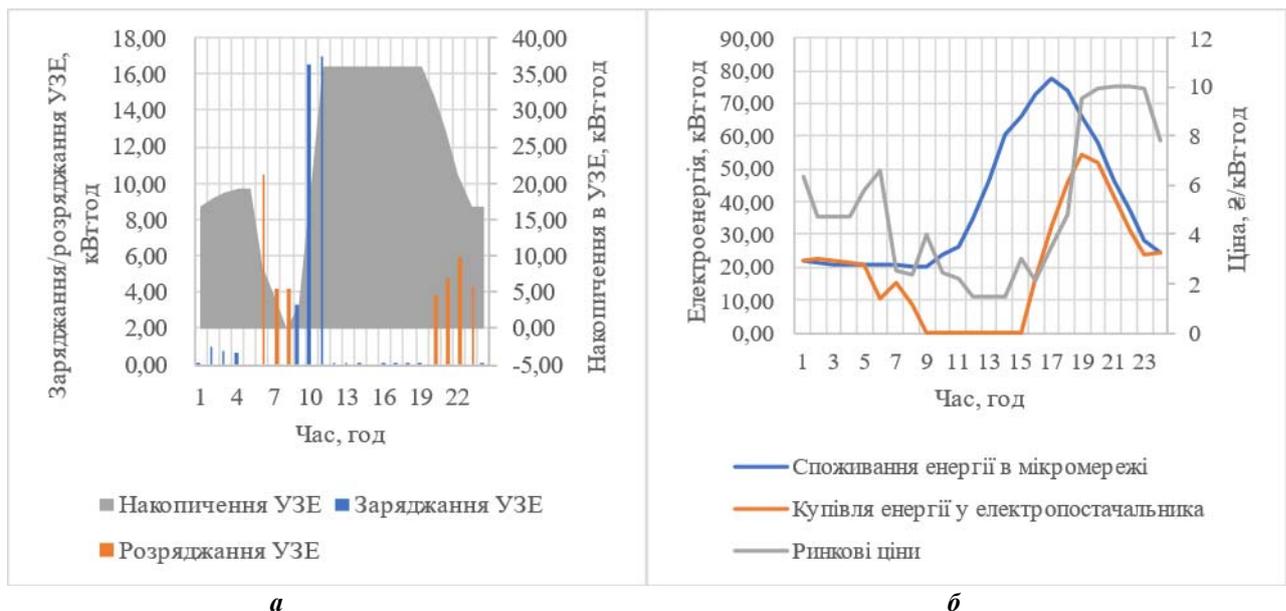


Рис. 4. Приклад результатів розв'язання задач мінімізації вартості закупівлі електроенергії

На рис. 3 і 4 відображено результати розв'язання задач планування функцій мікромережі у літній період, який характеризується значними обсягами профіциту генерації СЕС. Для порівняння розглянемо результати розв'язання задач планування функцій мікромережі у зимовий період з відсутністю профіциту генерації СЕС. Оптимальні графіки функціонування мікромережі, сформовані на основі ретроспективної інформації за 26.02.2025, наведено на рис. 5.

Незначні обсяги генерації СЕС дають змогу компенсувати лише невелику частку обсягів споживання електроенергії. Тому графік закупівлі енергії у електропостачальника загалом відповідає графіку електроспоживання в мікромережі і незначно зменшується в окремі години доби (рис. 5, а).

Графіки функціонування УЗЕ (рис. 5, б) мають два цикли заряджання/розрядження протягом доби, проте доступна ємність накопичувача використана не у повній мірі. Заряджання УЗЕ у нічні години доби із незначними обсягами (0.01 кВт·год у перші три години доби) фактично реалізують компенсацію енергії саморозряду УЗЕ, а заряджання УЗЕ обсягом 4 кВт·год у четверту годину доби –

реалізує дотримання вимог резервування більш високих значень запасу енергії для стану готовності до ізолюваного режиму. Аналогічно розрядження енергії, накопиченої в УЗЕ, з 8:00 до 10:00 зумовлене зменшенням значень обов'язкового мінімуму накопичення енергії для підтримки стану готовності до роботи мікромережі в ізолюваному режимі. Наявність режимів розрядження накопичувача УЗЕ у ранкові години доби свідчить про деякий рівень прибутковості циклу заряд/розряд. Проте у першому за добу циклі заряд/розряд УЗЕ не використана вся ємність накопичувача (наприкінці 6-тої години доби накопичено максимум 20,69 кВт·год робочої ємності УЗЕ 36 кВт·год), оскільки вартість втрат енергії в режимах зарядження/розрядження УЗЕ нівелює вигоду від використання наявних ресурсів зберігання енергії.

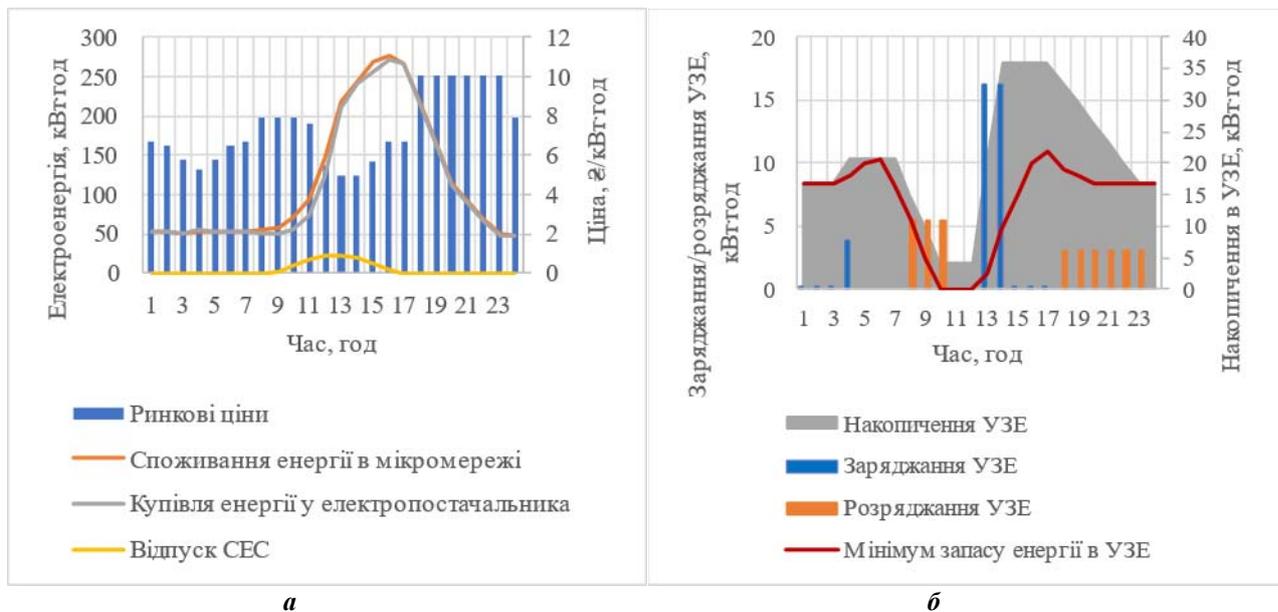


Рис. 5. Приклад оптимальних графіків функціонування мікромережі у зимовий період

Другий цикл зарядження/розрядження УЗЕ характеризується значною різницею ринкових цін у денні та вечірні години доби. При цьому використовується вся доступна ємність накопичувача УЗЕ, що свідчить про достатньо високу рентабельність циклу.

Загалом за добу експлуатація СЕС в мікромережі дала можливість зменшити вартість закупівлі електроенергії у електропостачальника на 3,35%. Експлуатація УЗЕ додатково знизила вартість закупівлі електроенергії на 0,68%. Як і для літнього сезону року, взимку значення ефекту від експлуатації УЗЕ на порядок нижчий за ефект від експлуатації УЗЕ. Причому для зимового сезону ефект від використання УЗЕ в задачі зниження вартості електроенергії, спожитої користувачами мікромережі, виявляється низьким. Тому в задачі планування графіків функціонування енергетичного устаткування мікромережі з метою зменшення вартості закупівлі електроенергії для власного споживання доцільно запровадити додаткову ціль, а саме: збільшення терміну експлуатації УЗЕ шляхом обмеження на її використання не нижче заданого мінімального значення впливу на вартість спожитої електроенергії.

Публікація висвітлює методику і моделі розв'язання задачі економічної диспетчеризації на добу наперед. Слід зазначити, що в стандарті [6] також визначаються задача внутрішньодобової економічної диспетчеризації та задача коригування планів в режимі реального часу. Проте аналіз особливостей розв'язання таких задач виходить за межі тематики публікації.

**Висновки.** У роботі розвинуто теоретичні основи вирішення проблеми планування графіків роботи складових мікромережі. Запропоновані методики та моделі поєднують завдання підтримки стану готовності до ізолюваного режиму мікромережі на основі використання УЗЕ та завдання раціонального використання доступних енергоресурсів для оптимізації за економічними критеріями графіків закупівлі електроенергії.

Розроблено математичні моделі із канонічною формою подання формалізмів для імітації режимів функціонування установки зберігання енергії та імітації функцій контролю потоків енергії від сонячної станції. Канонічна форма подання дає змогу використовувати моделі у різних задачах оптимізації графіків функціонування енергетичного устаткування мікромережі. Розроблено математичну

модель розв'язання задачі планування резервів енергії, використання якої мінімізує витрати на закупівлю електроенергії задля забезпечення стану готовності мікромережі до ізольованого режиму. Розроблено математичну модель планування режимів функціонування енергетичного устаткування мікромережі, використання якої дає можливість мінімізувати витрати на закупівлю електроенергії для власного електроспоживання мікромережі.

Розроблено методику оцінки обсягів резервування енергії, необхідної для підтримки критичного електроспоживання в ізольованому режимі. Методика враховує технічні характеристики установки зберігання енергії та прогнозовані обсяги відпуску електроенергії від сонячної станції, що зменшує обсяги резервування енергії для підтримки критичної частини електроспоживання в ізольованому режимі та збільшити значення ємності накопичувача енергії, доступної для балансування режимів мікромережі в умовах синхронної роботи із системою розподілу. Розроблено методику комплексного розв'язання задач планування режимів функціонування енергетичного устаткування мікромережі, використання якої забезпечує виконання завдань підтримки стану готовності до ізольованого режиму та мінімізації витрат на закупівлю електроенергії для власного електроспоживання мікромережі.

Теоретично обгрунтовано, що за спільного виконання завдань підтримки стану готовності до ізольованого режиму та оптимізації електроспоживання обсяги накопиченої в УЗЕ електроенергії на початку і у кінці доби розраховуються процедурами планування і не можуть задаватися як вхідні дані. За результатами тестових розрахунків відзначено, що оптимальні графіки функціонування УЗЕ значною мірою корелюються із ринковими цінами та графіком профіциту генерації СЕС. Кореляція графіків функціонування УЗЕ із графіком електроспоживання в мікромережі не спостерігається.

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

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

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

3. Bayindir R., Colak I., Fulli G., Demirtas K. Smart grid technologies and applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2016. Vol. 66. Pp. 499-516. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.08.002>.

4. Yeliz Yoldaş, Ahmet Önen, Mueen S.M., Athanasios V. Vasilakos, İrfan Alan. Enhancing smart grid with microgrids: Challenges and opportunities. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2017. Vol. 72. Pp. 205-214. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.01.064>.

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

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

7. Про ринок електричної енергії: Закон України від 13.04.2017 р. № 2019-VIII. URL: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19> (дата звернення 20.06.2025).

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

9. Zhang D., Evangelisti S., Lettieri P., Papageorgiou L.G. Economic and environmental scheduling of smart homes with microgrid: DER operation and electrical tasks. *Energy conversion and management*. 2016. Vol. 110. Pp. 113-124. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2015.11.056>.

10. Salam A.A., Azah M., Hannan M.A. Technical challenges on microgrids. *ARPN Journal of engineering and applied sciences*. 2008. Vol. 3(6). Pp. 64-69.

11. Muhammad Fahad Zia, Elhoussin Elbouchikhi, Mohamed Benbouzid. Microgrids energy management systems: A critical review on methods, solutions, and prospects. *Applied Energy*. 2018. Vol. 222. Pp. 1033-1055. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.04.103>.

12. Ahmad S., Shafiullah M., Ahmed C.B., Alowaiifeer M. A Review of Microgrid Energy Management and Control Strategies. *IEEE Access*. 2023. Vol. 11. Pp. 21729-21757. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3248511>.

13. Shayeghi H., Shahryari E., Moradzadeh M., Siano P. A Survey on Microgrid Energy Management Considering Flexible Energy Sources. *Energies*. 2019. Vol. 12(11). Article no: 2156. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12112156>.

14. Кириленко О.В., Блінов І.В., Парус Є.В., Трач І.В. Оцінка ефективності використання систем накопичення електроенергії в електричних мережах. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 4. С. 44-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.044>.
15. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchansky V., Shkarupylo V. Evaluation of The Efficiency of The Use of Electricity Storage Systems in The Balancing Group and The Small Distribution System. IEEE 2nd KhPI Week on *Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 13-17 September 2021. Pp. 262-265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>.
16. Sachidananda Sen, Vishal Kumar. Microgrid modelling: A comprehensive survey. *Annual Reviews in Control*. 2018. Vol. 46. Pp. 216-250. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2018.10.010>.
17. Gokul Sidarth Thirunavukkarasu, Mehdi Seyedmahmoudian, Elmira Jamei, Ben Horan, Saad Mekhilef, Alex Stojcevski. Role of optimization techniques in microgrid energy management systems – A review. *Energy Strategy Reviews*. 2022. Vol. 43. Article no: 100899. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.esr.2022.100899>.
18. Mahmoud M.S., S. Azher Hussain, Abido M.A. Modeling and control of microgrid: An overview. *Journal of the Franklin Institute*. 2014. Vol. 351. Issue 5. Pp. 2822-2859. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2014.01.016>.
19. Ahmad Alzahrani, Mehdi Ferdowsi, Pourya Shamsi, Cihan H. Dagli. Modeling and Simulation of Microgrid. *Procedia Computer Science*. 2017. Vol. 114. Pp. 392-400. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2017.09.053>.
20. Liang H., Zhuang W. Stochastic Modeling and Optimization in a Microgrid: A Survey. *Energies*. 2014. Vol. 7(4). Pp. 2027-2050. DOI: <https://doi.org/10.3390/en7042027>.
21. Блінов І.В., Палачов С.О., Парус Є.В., Клименко О.Г. Сценарії використання мікромереж згідно з міжнародними стандартами. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2025. Вип. 70. С. 14-25. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.014>.
22. Про затвердження Правил ринку: Постанова НКРЕКП № 307 від 14.03.2018. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18#Text> (дата звернення 20.06.2025).
23. Олефір Д.О., Парус Є.В., Рибіна О.Б., Мірошник В.О. Оптимізація добового графіку роботи гідроелектростанції з урахуванням нелінійної функції витрат на власні потреби. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2024. Вип. 69. С. 36 -45. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2024.69.036>.
24. Блінов І.В., Парус Є.В., Шиманюк П.В., Ворущило А.О. Модель оптимізації функціонування мікромережі з СЕС та установкою зберігання енергії. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 5. С. 69-78. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.069>.
25. Gurobi Optimization LLC. Gurobi Optimizer Reference Manual. 2025. URL: <https://docs.gurobi.com/projects/optimizer/en/current/index.html> (дата звернення 20.06.2025).

## OPTIMIZATION OF THE USE OF AVAILABLE ENERGY RESOURCES OF THE MICROGRID UNDER THE CONDITION OF SUPPORTING READINESS FOR ISOLATED MODE

Ye.V. Parus, I.V. Blinov

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

E-mail: [paruseugene@gmail.com](mailto:paruseugene@gmail.com); [blinovichor@gmail.com](mailto:blinovichor@gmail.com).

*The paper presents methods and models for solving problems of planning the operating modes of a microgrid. The main goal of optimization is to minimize the cost of electricity purchased from the electricity supplier. The task of maintaining the readiness state of energy storage systems is solved by solving additional optimization problems and is given by a system of constraints. The objective function of optimization problems and a system of equations of electricity balances are presented. A mathematical model for simulating the operating modes of an energy storage unit as the main means of balancing energy flows in a microgrid has been developed. A mathematical model for simulating the functions of controlling energy flows from a solar station as the main means of unregulated electricity generation in a microgrid has been developed. A mathematical model for solving the problem of minimizing the costs of purchasing electricity to ensure the readiness of the microgrid for the isolated mode has been developed. A mathematical model for solving the problem of minimizing the costs of purchasing electricity for the microgrid's own electricity consumption has been developed. A methodology for estimating the amount of energy reserve required to support critical electricity consumption in the isolated mode has been developed. A methodology for comprehensively solving the tasks of planning the operating modes of power equipment in a microgrid has been developed. An example of calculations for performing the tasks of planning the operating modes of a microgrid has been given. Based on the results of the calculations, the peculiarities of the formation of electricity balances in a microgrid have been analyzed. References 25, figures 5.*

**Keywords:** microgrid, mode planning, local energy system, distributed energy resources, renewable sources, energy storage system.

1. On the Approval of the Strategy for the Development of Distributed Generation for the Period until 2035 and the Endorsement of the Operational Action Plan for Its Implementation in 2024–2026. Order of the Cabinet of Ministers of

- Ukraine 1807.2024 No 713-p. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/713-2024-%D1%80#Text> (accessed at 20.06.2025). (Ukr)
2. Concept of implementation of “smart grids” in Ukraine by 2035. Order of the Cabinet of Ministers of Ukraine 14.10.2022 No 908-p. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/908-2022-%D1%80#Text> (accessed at 20.06.2025) (Ukr)
  3. Bayindir R., Colak I., Fulli G., Demirtas K. Smart grid technologies and applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2016. Vol. 66. Pp. 499-516. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.08.002>.
  4. Yeliz Yoldaş, Ahmet Önen, Muyeen S.M., Athanasios V. Vasilakos, İrfan Alan. Enhancing smart grid with microgrids: Challenges and opportunities. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2017. Vol. 72. Pp. 205-214. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.01.064>.
  5. IEC TS 62898-1: 2017+AMD 1: 2023 Microgrids – Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification. 2023. 78 p.
  6. IEC TS 62898-2: 2018+AMD 1: 2023 Microgrids – Part 2: Guidelines for operation. 2018. 38 p.
  7. On Electricity Market: The Law of Ukraine 13.04.2017 No 2019-VIII. URL: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19> (accessed at 20.06.2025) (Ukr)
  8. Code of distribution systems. NERC Resolution 14.03.2018 No 310. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/en/v0310874-18?lang=uk#Text> (accessed at 20.06.2025) (Ukr)
  9. Zhang D., Evangelisti S., Lettieri P., Papageorgiou L.G. Economic and environmental scheduling of smart homes with microgrid: DER operation and electrical tasks. *Energy conversion and management*. 2016. Vol. 110. Pp. 113-124. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2015.11.056>.
  10. Salam A.A., Azah M., Hannan M.A. Technical challenges on microgrids. *ARPN Journal of engineering and applied sciences*. 2008. Vol. 3(6). Pp. 64-69.
  11. Muhammad Fahad Zia, Elhoussin Elbouchikhi, Mohamed Benbouzid. Microgrids energy management systems: A critical review on methods, solutions, and prospects. *Applied Energy*. 2018. Vol. 222. Pp. 1033-1055. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.04.103>.
  12. Ahmad S., Shafiullah M., Ahmed C.B., Alowaifeer M. A Review of Microgrid Energy Management and Control Strategies. *IEEE Access*. 2023. Vol. 11. Pp. 21729-21757. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3248511>.
  13. Shayeghi H., Shahryari E., Moradzadeh M., Siano P. A Survey on Microgrid Energy Management Considering Flexible Energy Sources. *Energies*. 2019. Vol. 12(11). Article no: 2156. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12112156>.
  14. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus Ye.V., Trach I.V. Evaluation of efficiency of use of energy storage system in electric networks. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 4. Pp. 44-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.044>. (Ukr)
  15. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchanskyy V., Shkarupylo V. Evaluation of The Efficiency of The Use of Electricity Storage Systems in The Balancing Group and The Small Distribution System. *IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 13-17 September 2021. Pp. 262-265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>.
  16. Sachidananda Sen, Vishal Kumar. Microgrid modelling: A comprehensive survey. *Annual Reviews in Control*. 2018. Vol. 46. Pp. 216-250. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2018.10.010>.
  17. Gokul Sidarth Thirunavukkarasu, Mehdi Seyedmahmoudian, Elmira Jamei, Ben Horan, Saad Mekhilef, Alex Stojcevski. Role of optimization techniques in microgrid energy management systems – A review. *Energy Strategy Reviews*. 2022. Vol. 43. Article no: 100899. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.esr.2022.100899>.
  18. Mahmoud M.S., S. Azher Hussain, Abido M.A. Modeling and control of microgrid: An overview. *Journal of the Franklin Institute*. 2014. Vol. 351. Issue 5. Pp. 2822-2859. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2014.01.016>.
  19. Ahmad Alzahrani, Mehdi Ferdowsi, Pourya Shamsi, Cihan H. Dagli. Modeling and Simulation of Microgrid. *Procedia Computer Science*. 2017. Vol. 114. Pp. 392-400. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2017.09.053>.
  20. Liang H., Zhuang W. Stochastic Modeling and Optimization in a Microgrid: A Survey. *Energies*. 2014. Vol. 7(4). Pp. 2027-2050. DOI: <https://doi.org/10.3390/en7042027>.
  21. Blinov I.V., Palachov S.O., Parus Ye.V., Klymenko O.H. Use cases of microgrids according to international standards. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2025. Vyp. 70. Pp. 14-25. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.014>. (Ukr)
  22. About the status of Rules of the market. Resolution of National energy and regulatory commission, Ukraine 14.03.2018 No 307. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18#Text> (accessed at 20.06.2025) (Ukr)
  23. Olefir D., Parus E., Rybyna O., Mirosnyk V. Daily optimization of the working schedule of the hydroelectric plant taking into account the nonlinear function of the costs of own needs. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2024. Vyp. 69. Pp. 36-45. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2024.69.036>. (Ukr)
  24. Blinov I.V., Parus Ye.V., Shymaniuk P.V., Vorushylo A.O. Optimization model of microgrid functioning with solar power plant and energy storage system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 69-78. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.069>. (Ukr)
  25. Gurobi Optimization LLC. Gurobi Optimizer Reference Manual. 2025. URL: <https://docs.gurobi.com/projects/optimizer/en/current/index.html> (accessed at 20.06.2025).

Надійшла 30.06.2025  
Остаточний варіант 25.07.2025

## МЕТРОЛОГІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ФАЗОВИХ ВИМІРЮВАНЬ В ЛАЗЕРНІЙ ДАЛЕКОМЕТРІЇ

**І.О. Брагинець\***, канд. техн. наук, **Ю.О. Масюренко\*\***, канд. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [masjuriv@ied.org.ua](mailto:masjuriv@ied.org.ua).

*Підтверджено актуальність розробки прецизійних двоканальних калібраторів фазових зсувів сигналів (КФЗС) в широкому діапазоні частот для експериментальної оцінки апаратних похибок фазовимірювальних пристроїв лазерних далекомірів. Розглянуто можливість побудови КФЗС на базі широко розповсюджених синтезаторів частоти прямого цифрового синтезу. Показано, що в діапазоні високих і дуже високих частот, що характерно для сигналів в фазових лазерних далекомірах, вказані КФЗС через паразитні зв'язки між колами каналів не забезпечують необхідної точності відтворення фазового зсуву між двома синусоїдальними напругами. Задля підвищення точності запропоновано перенести формування сигналів в КФЗС в оптичний діапазон електромагнітних хвиль. Описано принцип побудови відповідного КФЗС та розроблено схему для його практичної реалізації. Проведено розрахунок можливої похибки запропонованого КФЗС, результат якого підтверджує доцільність його застосування для дослідження та перевірки фазовимірювальних пристроїв високочастотних лазерних далекомірів. Бібл. 10, рис. 1.*

**Ключові слова:** калібрівка, фазовий зсув, оптичний діапазон, лазерний далекомір, фазовимірювальний пристрій.

Однією із важливих задач в сучасному приладобудуванні є створення засобів, які забезпечують відтворення прецизійних пристроїв різниці фаз між двома синхронними гармонічними напругами в широкому діапазоні частот. Вказані засоби, які отримали назву калібратори фази, застосовуються для перевірки вимірювачів різниці фаз, а також для налагодження та дослідження радіоелектронних пристроїв, в яких різні фізичні величини для їхнього визначення перетворюються у фазові характеристики сигналів. Серед таких радіоелектронних пристроїв досить широке розповсюдження для безконтактного вимірювання відстані до контрольованого об'єкту отримали фазові лазерні далекоміри з високочастотною синусоїдальною модуляцією інтенсивності лазерного випромінювання [1]. В фазових далекомірах відстань  $L_x$  до контрольованого об'єкту визначається шляхом вимірювання зсуву фаз  $\varphi_x$  модульованих випромінюваного та відбитого від об'єкту світлових потоків за формулою

$$L_x = c\varphi_x / 4\pi f_m, \quad (1)$$

де  $c$  – швидкість світла,  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с;  $f_m$  – частота модуляції, яка може складати десятки мегагерц.

Вимірювання фазового зсуву в лазерному далекомірі відбувається з похибкою  $\Delta\varphi_x$ , яка згідно (1) після перерахування в одиниці довжини не повинна перевищувати заданої похибки визначення відстані  $\Delta L_x$

$$\Delta\varphi_x = 4\pi f_m \Delta L_x / c. \quad (2)$$

Так, наприклад, у разі використання фазового лазерного далекоміра в складі безконтактної оптоелектронної вимірювальної системи задля визначення лінійних параметрів об'єктів різного призначення похибка  $\Delta L_x$  не повинна перевищувати 0,5 мм у разі вимірювання відстані в декілька десятків метрів [2].

© Брагинець І.О., Масюренко Ю.О., 2025

ORCID: \* <https://orcid.org/0000-0002-9528-5808>; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-4209-1126>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



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

Апаратурні похибки фазовимірювальних пристроїв лазерних далекомірів, крім проведення попередніх розрахунків, повинні остаточно визначатися експериментальним шляхом в процесі їхнього розроблення, дослідження та перевірки під час експлуатації. З цією метою і використовуються вказані вище калібратори фази (КФ). Серед відомих КФ у вигляді окремих розробок та серійних зразків значного поширення набули двоканальні двофазні генератори, в кожному із каналів котрих використовуються синтезатори частоти (СЧ) прямого цифрового синтезу. Частота і фаза сигналів на виході таких СЧ точно відомі та можуть регулюватися програмно з високою роздільною здатністю. В [3, 4] описано особливості архітектури й принцип роботи, наведено характеристики та функціональні можливості СЧ прямого цифрового синтезу, які випускаються фірмою Analog Devices у вигляді мікросхем. Частота вихідного сигналу СЧ розраховується за формулою

$$f_{\text{вих}} = M_{\text{вх}} f_{\text{т}} / 2^N,$$

де  $f_{\text{вих}}$  – частота вихідного сигналу;  $f_{\text{т}}$  – тактова частота;  $M_{\text{вх}}$  – цифровий код частоти;  $N$  – розрядність слова управління в бітах. В роботі [5] розглянуто можливість регулювання фази вихідного сигналу під час цифрового синтезу частот та зроблено відповідні аналітичні розрахунки. Для цього в структуру СЧ вводиться спеціальний регістр фази і додатковий цифровий суматор кодів. Фаза вихідного синтезованого сигналу в даному випадку може бути розрахована за формулою

$$\varphi_{\text{вих}} = \frac{2\pi}{N_{\text{рф}}} \cdot N_{\text{ф}},$$

де  $N_{\text{рф}}$  – розрядність спеціального регістру фази;  $N_{\text{ф}}$  – код фази, який програмно встановлюється в спеціальному регістрі фази.

Принцип цифрового формування синтезованих сигналів з каліброваним значенням фазового зсуву між ними використано, наприклад, в схемі двоканального калібратора фази, докладно описаного в [6]. Точність під час формування заданих фазових зсувів в КФ за допомогою синтезованих сигналів потенційно може бути досить високою. Однак завдяки паразитним зв'язкам між колами каналів виникає похибка внаслідок часткового проходження сигналів з одного каналу в інший, яка має випадковий характер. Цей ефект особливо підсилюється на високих частотах (більше 1 МГц). В [6] розглядається механізм виникнення похибки від взаємозв'язку каналів та проводиться аналіз можливого її значення. В цьому випадку наявний паразитний зв'язок між каналами враховується уявними колами з комплексними коефіцієнтами передачі між каналами. Якщо вважати канали паразитного зв'язку симетричними, тобто з однаковими коефіцієнтами передачі  $K$ , максимальна фазова похибка від зв'язку між каналами наближено оцінюється в радіанах подвійним значенням модуля коефіцієнта передачі між каналами. Так, якщо  $K = 10^{-3}$ , що характерно для високих частот, то фазова похибка дорівнює приблизно 0,002 рад або  $0,11^{\circ}$ . Тому, наприклад, для найбільш точного серійного калібратора фази Н6-2, робота якого заснована на принципі прямого цифрового синтезу частоти [7], похибка відтворення фазових зсувів на низьких частотах (до 100 кГц) складає  $\pm 0,01^{\circ}$ , а вже на високих і дуже високих частотах (десятки і сотні мегагерц) основна похибка дорівнює  $\pm(0,1^{\circ} \dots 0,5^{\circ})$ .

Під час перевірки фазовимірювального пристрою лазерного далекоміра за допомогою КФ відтворюване значення фазового зсуву сигналів приймається за дійсне, і похибка фазовимірювального пристрою визначається однозначно як різниця його показань та показань калібратора. При цьому похибка останнього повинна мати значення, яким можна знехтувати порівняно з похибкою пристрою, що вимірює фазовий зсув. В нашому випадку згідно (2) вимірювання фазового зсуву в лазерному далекомірі в разі його використання в наведеному вище прикладі за  $f_{\text{м}} = 50$  МГц повинно відбуватися з похибкою, яка не перевищує значення  $\Delta\varphi_{\text{x}} = 4 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} / 3 \cdot 10^8 \approx 10^{-3}$  рад або приблизно  $0,06^{\circ}$ . Тобто фазова похибка ( $0,1^{\circ} \dots 0,5^{\circ}$ ) калібратора фази Н6-2 на високих частотах перевищує похибку фазовимірювального пристрою далекоміра. Таким чином, можна зробити висновок, що розглянуті вище КФ через недостатню точність на високих частотах не можуть використовуватися для експериментальної оцінки апаратурних похибок фазовимірювальних пристроїв лазерних далекомірів.

**Метою цієї роботи** є розробка принципу побудови калібратора фазових зсувів сигналів із заданими метрологічними характеристиками для роботи в широкому діапазоні частот та схеми задля його практичної реалізації.

Враховуючи розвиток сучасних оптичних технологій та створення відповідних компонентів, задля підвищення точності відтворення фазових зсувів в широкому діапазоні частот автори пропонують перенести формування сигналів в оптичний діапазон електромагнітних хвиль. В цьому випадку світловий потік, що випромінюється лазером, модулюється по інтенсивності високою частотою  $f_0$ , яка може складати від ста до тисячі мегагерц. Далі промінь світла, що модулюється, розподіляється по двом напрямкам, причому по одному із напрямків промінь світла розповсюджується через введenu оптичну лінію з часовою затримкою  $\tau$ . Шлях, що проходить промінь світла всередині лінії затримки, можна змінювати з високою точністю за рахунок регулювання положення її оптичних елементів.

Сформовані таким чином промені світла додатково модулюються по інтенсивності високочастотною напругою гетеродина з частотою  $f_r$ . В результаті отримуємо світлові промені, що промодульовані частотами  $f_0$  і  $f_r$ . Далі промені світла фотоприймачами перетворюються в електричні сигнали, із спектра яких з різними комбінаційними частотами за допомогою фільтрації виділяються вихідні напруги  $u_1(t)$  і  $u_2(t)$  з частотою  $f_k = f_0 - f_r$  [8]. Фаза кожної із напруг  $u_1(t)$  і  $u_2(t)$  визначається ходом світлових променів до фотоприймачів, а також довжиною хвилі модулюючої напруги частотою  $f_0$ , яка може бути задана з високою точністю. Отже, змінюючи довжину шляху проходження променю через оптичну лінію затримки, можна досить точно задавати приріст фазового кута в одному із сигналів і таким чином встановлювати необхідний фазовий зсув між напругами  $u_1(t)$  і  $u_2(t)$ . В даному випадку приріст фазового кута дорівнює

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot \Delta l / \lambda, \quad (3)$$

де  $\Delta l$  – приріст оптичного шляху,  $\Delta l = c \cdot \tau$ ;  $\lambda$  – довжина хвилі,  $\lambda = c / f_0$ . Змінюючи значення  $\tau$  таким чином, щоб  $\Delta l = \lambda$ , можна отримувати між напругами  $u_1(t)$  і  $u_2(t)$  регульований фазовий зсув в межах  $0^\circ \dots 360^\circ$ . При цьому перетворення частоти не змінює різницю фаз між каналами.

Таким чином, перетворення сигналів в оптичному діапазоні та використання високочастотної лінії затримки із змінною довжиною оптичного шляху дають можливість за рахунок досягнення електричної розв'язки каналів підвищити точність відтворення приростів різниці фаз між двома синхронними гармонічними напругами в широкому діапазоні частот.

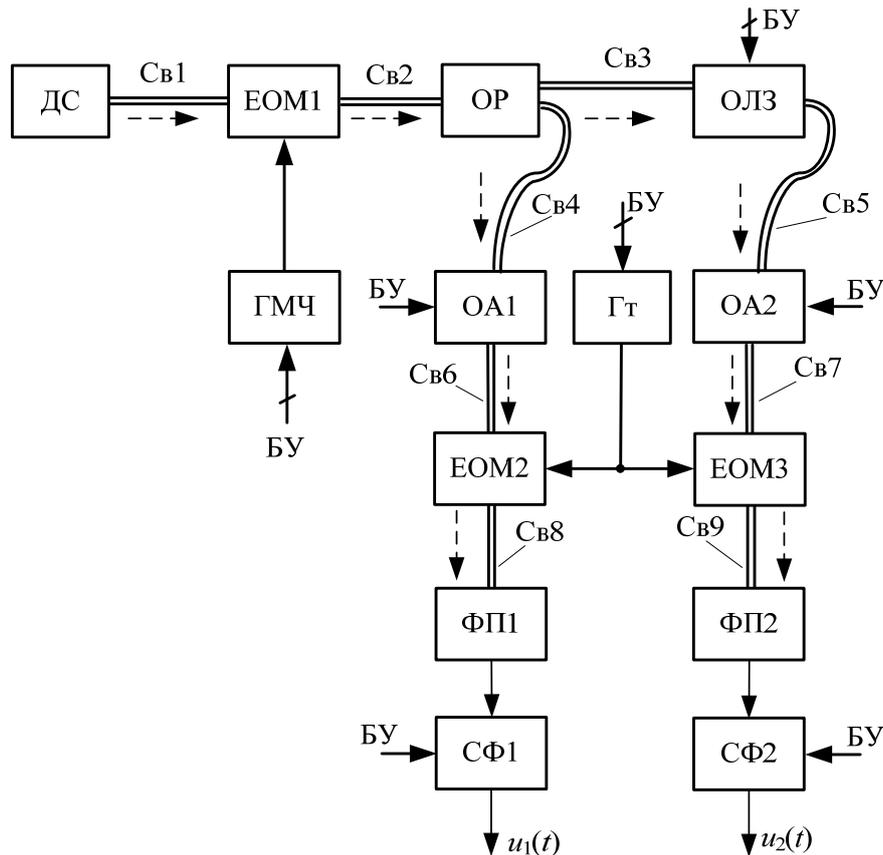
Задля практичної реалізації описаного принципу побудови калібратора фази розроблено структурну схему, яку наведено на рисунку. На схемі прийнято такі умовні позначення: ДС – джерело світла (лазер); ЕОМ1...ЕОМ3 – електрооптичні модулятори; ГМЧ – генератор модуляційної частоти; ОР – оптичний розгалужувач; ОЛЗ – оптична лінія затримки, що перебудовується; ОА1, ОА2 – оптичні атенюатори; Гт – гетеродин, що перебудовується; ФП1, ФП2 – фотоприймачі; СФ1, СФ2 – смугові фільтри, що перебудовуються; Св1...Св9 – оптоволоконні світловоди; БУ – блок управління;  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$  – вихідні напруги калібратора.

Робота калібратора здійснюється наступним чином.

Промінь світла від ДС по світловоду Св1 направляється на вхід електрооптичного модулятора ЕОМ1, за допомогою якого він модулюється по інтенсивності напругою від генератора ГМЧ з частотою  $f_0$ . Далі промінь світла, що промодульований, через світловод Св2 попадає на вхід оптичного розгалужувача ОР, в якому розподіляється по двом напрямкам: одна частина світла по світловоду Св4 направляється на вхід оптичного атенюатора ОА1, а друга – через світловод Св3 попадає на оптичну лінію затримки ОЛЗ, довжина оптичного шляху якої може змінюватися під електричним управлінням БУ з високою точністю.

Світло, що вийшло із ОЛЗ, по світловоду Св5 попадає на вхід оптичного атенюатора ОА2. Проміні світла, які пройшли через ОА1 і ОА2, направляються по світловодам відповідно Св6 і Св7 на додаткові електрооптичні модулятори ЕОМ2 і ЕОМ3. Останні зв'язані з виходом загального гетеродина Гт, який за командою БУ може перебудовуватися по частоті. Тому на виходах ЕОМ2 і ЕОМ3 отримуємо світло, яке промодульовано частотою ГМЧ ( $f_0$ ) і частотою гетеродина Гт ( $f_r$ ). Далі промені світла поступають на фотоприймачі ФП1 і ФП2, за допомогою яких перетворюються в електричні сигнали. Останні подаються на смугові фільтри СФ1 і СФ2, які за командами БУ синхронно перебудовуються по частоті разом зі зміною частоти гетеродина Гт. Смугові фільтри виділяють із сигналів фотоприймачів ФП1 і ФП2 необхідні складові  $u_1(t)$  і  $u_2(t)$  з частотою  $(f_0 - f_r)$ . Як показано вище, змінюючи за відповідними командами значення часу затримки світлового променю в ОЛЗ, можна отримувати між напругами  $u_1(t)$  і  $u_2(t)$  фазовий зсув, регульований в межах  $0^\circ \dots 360^\circ$ . Задля спрощення на схемі не показано мікроконтролерний блок управління роботою калібратора та відліковий пристрій.

Задля встановлення абсолютних значень фазових зсувів між напругами  $u_1(t)$  і  $u_2(t)$  необхідно компенсувати початковий фазовий зсув, обумовлений різними за значеннями сумарними довжинами оптичних шляхів в каналах калібратора, створеними оптоволоконними світловодами. Для компенсації цієї адитивної похибки можна використати сам фазовимірювальний пристрій, що перевіряється. За допомогою останнього вимірюється початковий фазовий зсув калібратора  $\varphi_n$ , який перераховується в значення часової затримки за формулою  $\tau_i = \varphi_i \cdot \lambda / 2\pi \cdot \tilde{n}$ . Останню приймають як ту, що відповідає нульовому фазовому зсуву між вихідними сигналами калібратора. Знайдене значення  $\tau_n$  повинно відніматися від часової затримки, яка вводиться в оптичній лінії затримки у разі встановлення заданих кутів фазових зсувів.



Оцінимо точність відтворення фазових зсувів в розробленому калібраторі фази.

В даному випадку сумарна похибка відтворення фазових зсувів  $\delta\varphi$  згідно (3) залежить від точності та стабільності частоти  $f_0$  і точності заданої часової затримки  $\tau$ . Задля визначення  $\delta\varphi$  зупинимося на виборі генератора модуляційної частоти ГМЧ та оптичної лінії затримки ОЛЗ, які присутні в структурі запропонованого калібратора фази. Серед сучасних часових ліній затримки відомі електрокеровані високочотні оптоволоконні лінії затримки різної конструкції і призначення, які описано в [9]. Серед них, наприклад, лінія затримки VDL-SG-1500-1064, яка забезпечує максимальну затримку  $\tau = 1500$  пс, роздільну здатність по затримці 6,5 фс, похибку визначення затримки  $\Delta\tau = 33,5$  фс. При цьому задля забезпечення регулювання фазового зсуву в межах  $0^\circ \dots 360^\circ$  значення тактової частоти  $f_0$  вибирається за умови  $\lambda = \Delta l = c \cdot \tau = 3 \cdot 10^8 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} = 0,45$  м. Тоді  $f_0 = c/\lambda \approx 667$  МГц.

Використовуючи (3), знаходимо значення похибки відтворення фазових зсувів в залежності від точності  $\tau$  за формулою

$$\delta\varphi' = \frac{360^\circ}{\lambda} \cdot c \cdot \Delta\tau, \quad (4)$$

де  $\Delta\tau$  – похибка визначення часової затримки.

Після підстановки в (4) відповідних чисельних даних маємо

$$\delta\varphi' = \frac{360^\circ}{0,45} \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 33,5 \cdot 10^{-15} \approx 0,008^\circ.$$

Похибка відтворення фазових зсувів в залежності від точності і стабільності частоти  $f_0$  на основі (3) дорівнює

$$\delta\varphi' = 360^0 \cdot \tau \cdot f_0 \cdot \delta f_0, \quad (5)$$

де  $\delta f_0$  – відносне значення відхилення частоти  $f_0$ .

В даному разі за ГМЧ можна вибрати цифровий синтезатор частоти, побудований на основі мікросхеми із переліку, наданому в [3]. Як відомо, цифровий синтезатор прив'язаний за частотою та фазою до сигналу опорного генератора і, відповідно, має таку ж точність та стабільність. Якщо як опорний генератор для цифрового синтезатора застосувати кварцовий генератор M15T5 40 МГц [10], то в інтервалі робочих температур  $-40^0\text{C} \dots +85^0\text{C}$  відносне відхилення опорної частоти синтезатора складає 2,5 ppm. Тоді похибка  $\delta\varphi''$  після підстановки в (5) чисельних даних дорівнює

$$\delta\varphi' = 360^0 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \cdot 667 \cdot 10^6 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6} \approx 0,001^0.$$

Враховуючи обчислені значення похибок  $\delta\varphi'$  та  $\delta\varphi''$ , знайдемо сумарну похибку відтворення фазових зсувів в розробленому калібраторі фази

$$\delta\varphi = \delta\varphi' + \delta\varphi'' = 0,009^0.$$

Таким чином, обчислена похибка  $\delta\varphi$  суттєво менше похибки вимірювання фазового зсуву в лазерному далекомірі ( $0,06^0$ ), що дає змогу використовувати калібратор в процесі розробки, дослідження та перевірки фазових лазерних далекомірів.

**Висновки.** Розроблено принцип побудови калібратора фази, під час реалізації якого за рахунок перетворення сигналів в оптичному діапазоні та використання регульованої високоточної оптичної лінії затримки можна забезпечити задану точність відтворення приростів різниці фаз між двома синхронними гармонічними напругами в широкому діапазоні частот. Це пояснюється тією обставиною, що підвищуючи частоту генератора ГМЧ до сотень МГц і використовуючи високоточні оптоволоконні лінії затримки як оптичні фазообертувачі, вдається отримувати досить високі точності відтворення фазових кутів. Застосування електрооптичних модуляторів як змішувачів дає змогу домогтися електричної розв'язки між каналами, що досить складно реалізувати в звичайних калібраторах фази. При цьому гетеродин Гт, який можна перебудовувати в широкому діапазоні частот, дає можливість отримувати калібровані із заданою точністю значення фазових зсувів сигналів на різних частотах. Ще однією перевагою розглянутого калібратора фази є застосування оптичних атенуаторів, які дають змогу змінювати рівні вихідних сигналів, не змінюючи при цьому їхньої фази. Це особливо важливо під час зняття амплітудно-фазових характеристик фазовимірювальних пристроїв. Треба відмітити, що в відомих калібраторах розробка безреактивних атенуаторів на широкий діапазон частот викликає значні труднощі. Перераховані обставини дають можливість використовувати запропонований прилад для метрологічного забезпечення фазових вимірювань в лазерній далекометрії.

*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 теми 0122U000136, КПКВК 6541030.*

1. Михеечев В.С. Геодезические светодальномеры. М.: Недра, 1979. 222 с.
2. Брагинець І.О., Масюренко Ю.О. Лазерні вимірювальні системи з волоконно-оптичними сенсорами для контролю лінійних параметрів механічних об'єктів. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 5. С. 76-82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.076>.
3. Макаренко В.В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза. *Электронные компоненты и системы*. 2004. № 1. С. 3-7.
4. DDS: прямой цифровой синтез частоты-Leoniv. URL: <http://www.Leoniv.diod.club/articles/pdf/dds.pdf> (дата доступу 31.03.2025).
5. Червинский Е.Н. Регулировка фазы при цифровом синтезе частот. *Радиоэлектроника*. 2007. Вып. 2. С. 30-36.
6. Куц Ю.В., Щербак Л.М. Статистична фазометрія. Тернопіль: Видавництво Тернопільського державного технічного університету імені Івана Пулюя, 2009. 383 с.
7. Electronpribor KZ. H6-2 – калібратор фази. URL: <https://lep.kz/catalog/metrologiya/kalibratory-megaommetrov-i-testerov/n6-2/#product-2> (дата доступу 31.03.2025).

8. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1977. 608 с.
9. OPEAK<sup>®</sup>. URL: <http://www.opeak.com.cn/qbcp/guangxianzujian/guangxianyanchixian/8/> (дата доступу 31.03.2025). (CN)
10. Філур Електрик. Генератор кварцовий O-40,000-2.5ppm-TXO MEC. URL: <https://filur.net/ua/generator-o-40-000-2-5ppm-txo>. (дата доступу 31.03.2025).

## METROLOGICAL SUPPORT OF PHASE MEASUREMENTS IN LASER RANGE-METRY

**I.O. Brahynets, Yu.O. Masjurenko**

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

**E-mail: [masjuriv@ied.org.ua](mailto:masjuriv@ied.org.ua).**

*The relevance of developing precision two-channel signal phase shift calibrators (SFCs) in a wide frequency range for experimental assessment of hardware errors of phase measuring devices of laser rangefinders is confirmed. The possibility of constructing a SFC based on widespread direct digital synthesis frequency synthesizers is considered. It is shown that in the range of high and very high frequencies, which is typical for signals in phase laser rangefinders, the specified SFCs, due to parasitic couplings between the channel circuits, do not provide the required accuracy of reproducing the phase shift between two sinusoidal voltages. To increase the accuracy, it is proposed to transfer the formation of signals in the SFCs to the optical range of electromagnetic waves. The principle of constructing the corresponding SFCs is described and a scheme for its practical implementation is developed. The calculation of the possible error of the proposed SFCs is carried out, the result of which confirms the feasibility of its use for research and testing of phase measuring devices of high-precision laser rangefinders. References 10, figures 1.*

**Keywords:** calibration, phase shift, optical range, laser rangefinder, phase measuring device.

1. Mikheev V.S. Geodetic rangefinders. Moskva: Nedra, 1979. 222 p. (Rus)
2. Brahynets I.O., Masjurenko Yu.O. Laser measuring system s with fiber-optical sensors for control of linear parameters of mechanical objects. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 5. Pp. 76-82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.076>. (Ukr)
3. Makarenko V.V. Frequency synthesizers of direct digital synthesis. *Elektronnye komponenty i sistemy*. 2004. No 1. Pp. 3-7. (Rus)
4. DDS: Direct Digital Synthesis. URL: <http://www.leoniv.diod.club/articles/pdf/dds.pdf> (accessed at 31.03.2025). (Rus)
5. Chervinskyi Ye.N. Phase control in digital frequency synthesis. *Radioelektronika*. 2007. Vyp. 2. Pp. 30-36. (Rus)
6. Kuts Yu.V., Shcherbak L.M. Statistical phase measurement. Ternopil: Vydavnytstvo Ternopilskoho derzhavnoho tekhnichnoho universytetu imeni Ivana Puliuiia, 2009. 383 p. (Ukr)
7. Electronpribor KZ. H6-2 – phase calibrator. URL: <https://lep.kz/catalog/metrologiya/kalibratory-megaommetrov-i-testerov/n6-2/#product-2> (accessed at 31.03.2025). (Rus)
8. Gonorovskii I.S. Radio engineering circuits and signals. Moskva: Sov. radio, 1977. 608 p. (Rus)
9. OPEAK<sup>®</sup>. URL: <http://www.opeak.com.cn/qbcp/guangxianzujian/guangxianyanchixian/8/> (accessed at 31.03.2025) (CN)
10. Filur Elektrik. Quartz generator O-40,000-2.5ppm-TXO MEC. URL: <https://filur.net/ua/generator-o-40-000-2-5ppm-txo> (accessed at 31.03.2025). (Ukr)

Надійшла 09.04.2025  
Остаточний варіант 15.05.2025

**ROBUST PARAMETER DESIGN OF SURFACE EDDY CURRENT PROBES.  
THE CASE OF MEASURING GEOMETRIC ANOMALIES  
IN A STATIONARY TEST OBJECT**

**V.Ya. Halchenko<sup>\*</sup>, R.V. Trembovetska<sup>\*\*</sup>, V.V. Tychkov<sup>\*\*\*</sup>**  
Cherkasy State Technological University,  
460, Shevchenko Blvd., Cherkasy, 18006, Ukraine.  
E-mail: [v.tychkov@chdtu.edu.ua](mailto:v.tychkov@chdtu.edu.ua).

*The aim of the paper is to develop a method for increasing the signal-to-noise ratio of eddy current measurement of geometric anomalies in static planar objects without actually eliminating the inherent effects of noise factors. This is achieved by means of Taguchi's robust parameter design of rectangular frame surface probes, which allows determining the optimal configuration of their constructions. On a specific example, a robust configuration construction of the eddy current probe design is found, i.e., its technical variant that ensures a reduction of the output signal variance near its average value, i.e., resistance to noise disturbances, due only to the appropriate determination of the values of the controllable design and operating parameters of the probe without eliminating uncontrollable interference inherent in the test objects. For the robust design of a number of eddy current meters with different functionalities, a universal magnetodynamic model of the probe was used, which, together with the application of orthogonal arrays, allows the creation and implementation of Taguchi-design of experiments. The software that implements this model has been verified, including by comparing it with the results of calculations on test's examples performed using the finite element method. The accuracy achieved in this case allows us to assert the adequacy of the created computer program. The data obtained as part of the Taguchi-design of experiment were used to evaluate design options using the "larger is better" quality loss function and the signal-to-noise ratios calculated on its basis, which made it possible to select the optimal combination of design and operating parameters of the eddy current probe. The reliability of the found optimal configuration of the eddy current probe design was proved by confirmatory calculations. The research results were also experimentally verified on a prototype. References 21, figures 6, tables 9.*

**Keywords:** robust parameter design, measuring geometric anomalies, rectangle surface eddy current probe, noise suppression, universal magnetodynamic model of the probe, Taguchi's experimental design, quality loss function, signal-to-noise ratio.

**Introduction.** The latest conceptual capabilities of modern methods of designing measuring probes often make it possible to completely change their conventional consumer properties. This trend is also characteristic of eddy current probes (ECP), which is confirmed by the creation of uniform ECPs [1, 2, 3], Smart ECPs, in particular, multi-element probes with flexible parameterization by electronic switching [4], etc. It is developing rapidly and is being widely implemented in engineering activities.

Among the known ones, ECPs are distinguished by a significant information content of the selected signal. This is a consequence of the dependence of the output signals of the ECP on a significant number of factors at the same time, which can be considered both their significant advantage and a significant disadvantage. This information capability of the ECP allows for the separate measurement of a number of parameters in the test object (TO), but other influencing factors are already becoming interferences to establishing the actual values of the measured factor. The research and study of techniques for separate control of the effects of a factor or their joint aggregates on the process of forming ECP signals during eddy current measurements of specific parameters is of considerable practical interest.

The main factors affecting the ECP signal include the presence of continuity violations, changes lift-off, local changes in the magnetic permeability of the TO material and its electrical conductivity, certain features of the TO geometry, in particular, surface curvature, its roughness, etc. Thus, it is important to keep

---

© Halchenko V.Ya., Trembovetska R.V., Tychkov V.V., 2025

ORCID: <sup>\*</sup> <https://orcid.org/0000-0003-0304-372X>; <sup>\*\*</sup> <https://orcid.org/0000-0002-2308-6690>;

<sup>\*\*\*</sup> <https://orcid.org/0000-0001-9997-307X>

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



This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

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

the impeding factors at a constant level in ECP measurements, which is almost always practically impossible. When more than one factor simultaneously affects the output signal of a probe, it becomes quite difficult to separate the influence of the measured factor from the influence of interfering factors. Moreover, the ECP is characterized by influences that are inherent in the TO and cannot be controlled.

For these reasons, there is a need to find effective ways to separate the effects of factors, which are usually focused on certain approaches to processing information selected from the ECP. There are phase, multi-frequency, amplitude-phase, projection, and other methods. These methods are mostly based on the analysis of hodographs of signal changes on a complex plane under certain measurement conditions related to the choice of the frequency of the electromagnetic sensing field.

When conducting eddy current measurements, it is advisable to use the concept of signal-to-noise ratio (SNR), where noise is considered any possible signal that has no relationship with the measured parameter. At the same time, depending on the functionality of the measuring instrument being designed, each signal can be considered both measurable, i.e. useful, and noise that needs to be suppressed. Noise always masks the definition of the measured parameter, so it is important to increase the signal-to-noise ratio. This aim can be achieved by various methods, among which the most common are the choice of an effective sensing frequency, parameter combination of signals of several different frequencies during testing, and the choice of probe design.

In this study, we will focus on the implementation of the latter as the most promising in terms of ease of implementation using the technique of robust parameter design based on the Taguchi's method when searching for an optimal configuration of the probes design. Moreover, it is also possible to further apply other methods of separating the information influences of the factors mentioned earlier to probes with their improved configuration. In the following, we will understand the robustification of the ECP to mean, in accordance with Taguchi's concept, the search for such an optimal technical option in terms of the design configuration that allows to ensure the stability of the output signal to noise interferences, namely, the reduction of variations of the output signal around its average, due only to the appropriate determination of the values of the controllable design and operating parameters of the probes without eliminating uncontrollable interference inherent in the TO. Moreover, it is recommended to consider and calculate the signal-to-noise ratio as a certain performance statistic to measure the effect of noise factors on the output signal for each ECP design configuration to be analyzed and to find the option that corresponds to the maximum value.

The Taguchi method has been widely used in industry to optimize the performance of various technical products and processes and has become even more popular in modern conditions than at the beginning of its appearance. This is evidenced by the analysis of the latest research by scientists, for example, publication [5] and review [6], some of which are devoted to its application in non-destructive testing methods [7, 8, 9]. However, the authors' attempts to find information on the use of robust design to improve the characteristics of the ECP were unsuccessful, except for publications by the authors themselves [10, 11]. It conducted a study on increasing the signal-to-noise ratio of an eddy current thickness gauge of metal plates based on a surface encircle probe, where encouraging positive results were achieved. Thus, it makes sense to scale the gained research experience to other types of measurements of TO parameters with surface ECP.

Therefore, **the aim of the article** is to create a method for increasing the signal-to-noise ratio of eddy current geometric anomaly measurement with frame surface probes by means of Taguchi's robust parameter design, which allows determining the optimal configurations of their structures for testing static planar objects without actually eliminating the effects of their inherent noise factors.

**Problem statement.** Let us formulate the research problem: at the stage of designing an eddy current measurement with a frame surface transformer probe, i.e., a means of measuring geometric anomalies of a static planar TO in the form of violations of material continuity, curvature of its surface, its roughness, etc., it is necessary to find, using the Taguchi's robust parameter design method, such a configuration of the probe design, namely, its operating and design parameters, which ensures low variability, and thus stability, of the ECP output signal without actually eliminating the effects of uncontrollable noise factors and realizes the maximum signal-to-noise ratio.

The general methodology for implementing Taguchi's robust parameter design is described in detail in numerous thorough monographs, for example, in [12], and recent publications [13, 14], which discuss modern approaches to its application. The methodology adapted to the design of eddy current probes was discussed in detail by the authors in their studies [10, 11]. For the above reasons, this article provides only brief information necessary for further understanding of the material on the use of such methodology, with an accent on the existing specific differences.

Thus, the main stages of the Taguchi's method necessary for the design of the ECP, i.e., the research objectives, are as follows: to distinguish the TO characteristic measured by the probe, which is recorded by its output signal; to identify the controllable parameters of the ECP, as well as possible levels of their gradation when varying; to determine the noise factors and their gradation levels; to assign intervals of changes in the controllable and noise factors; to select orthogonal arrays that are appropriate to the characteristics of both groups of factors; to create a design of experiments and conduct them, using computer modeling to calculate the output signal of the ECP according to the proposed universal magnetodynamic model; on the basis of ANOVA analysis (Analysis of Variance) of the influence of factors on the induced EMF of the probe and the values of the signal-to-noise ratio calculated for each test based on the Taguchi's quality loss function, select the optimal configuration of the ECP design according to the appropriate combination of gradation levels of controllable factors that maximizes the SNR; to conduct confirmatory numerical experiments to verify the found optimal parameters of the ECP design configuration.

In the following, we will illustrate all these stages of robust ECP design in detail with the above examples.

**Universal magnetodynamic model of the ECP.** Robust parameter design by the Taguchi's method in the classical sense refers to experimental methods for determining the desired combination of controllable factors of ECPs that identify the configuration of their design. However, we accept that in this study, the output signal of the probe is determined as a result of calculations using a certain mathematical expression, i.e., computer numerical modeling. Therefore, for this purpose, we chose an analytical mathematical model of the surface ECP [15] with correction according to [16], which can be considered universal for almost all practical measurement applications. It was created under the following assumptions: the TO medium is linear, isotropic, and homogeneous. However, there are certain limitations to its use: possible boundary effects, deviations of the ECP axis from the perpendicular position to the surface of the TO were not taken into account, although their influence on measurements exists in reality.

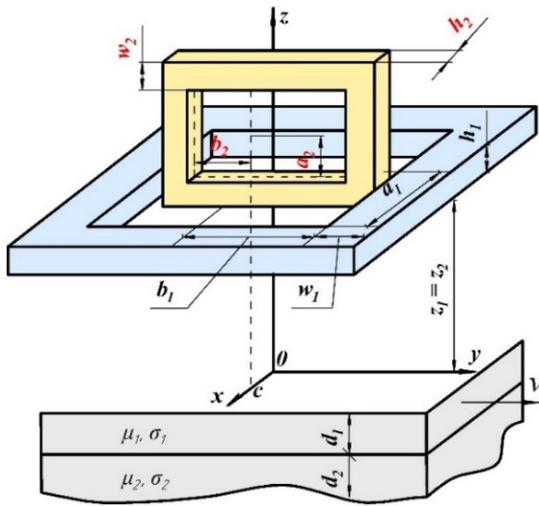


Fig. 1

The TO is assumed to be a two-layer of infinite width and length with thickness  $d_i$  and electrophysical properties of materials  $\sigma_i$  and  $\mu_i$  ( $i = 1, 2$ ), where  $\sigma$  and  $\mu$  are the electrical conductivity and relative magnetic permeability, respectively. The TO moves with velocity  $v$ . The current of a rectangular multi-turn excitation coil with the number of turns  $N_1$  varies according to a harmonic law  $Ie^{j\omega t}$  with an angular frequency  $\omega$ . The pick-up coil of the ECP has  $N_2$  turns. The geometric model of the ECP above the TO is shown in Fig. 1.

When solving the problem in [15], the entire space was divided into three regions: Region 0 ( $z > 0$ ), Region 1 ( $-d_1 < z < 0$ ) and Region 2 ( $z < -d_1$ ). Provided that the depth of penetration of the electromagnetic field is less than the thickness of the TO ( $d_1 + d_2$ ), the mathematical model of the ECP was created assuming that the TO is considered as a half-space, i.e.,  $d_2 = \infty$ .

Induced by the secondary electromagnetic field generated by eddy currents in the TO, the EMF of the surface probe over a moving object is calculated according to expression (1). It relates the design and operating parameters of the probe, the electrophysical and geometric characteristics of the TO, and also takes into account the location of the pick-up coil in Region 0, which is shown in Fig. 1, i.e., when the EMF is induced by the x-component of the magnetic induction of the secondary field:

$$E = \frac{2\omega\mu_0 I N_1 N_2}{\pi^2 w_1 h_1 w_2 h_2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\kappa k_1 k_2}{\eta^2 \xi \zeta^2} \sin\left(\frac{h_2 \xi}{2}\right) e^{-j\xi c} \cdot \left[ e^{-(2z_1 + w_2 + a_2)\zeta} - e^{-(2z_1 + w_2 + a_2 + h_1)\zeta} \right] d\xi d\eta, \quad (1)$$

$$\text{where } \kappa = \frac{\left(\frac{\gamma_1 - \mu_1}{\varsigma} \cdot \left(\frac{\gamma_2 + \mu_2}{\gamma_1 + \mu_1}\right) + \left(\frac{\gamma_1 + \mu_1}{\varsigma} \cdot \left(\frac{\gamma_2 - \mu_2}{\gamma_1 - \mu_1}\right)\right) \cdot e^{-2\gamma_1 d_1}}{\left(\frac{\gamma_1 + \mu_1}{\varsigma} \cdot \left(\frac{\gamma_2 + \mu_2}{\gamma_1 + \mu_1}\right) + \left(\frac{\gamma_1 - \mu_1}{\varsigma} \cdot \left(\frac{\gamma_2 - \mu_2}{\gamma_1 - \mu_1}\right)\right) \cdot e^{-2\gamma_1 d_1}}}, \gamma_1 = \sqrt{\xi^2 + \eta^2 - j\sigma_1 \mu_1 v \eta + j\omega \sigma_1 \mu_1},$$

$\gamma_2 = \sqrt{\xi^2 + \eta^2 - j\sigma_2 \mu_2 v \eta + j\omega \sigma_2 \mu_2}$ ,  $\varsigma = \sqrt{\xi^2 + \eta^2}$ ,  $\xi$  and  $\eta$  are the integration variables of the Fourier transform,  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  H/m is the magnetic constant in vacuum,

$$k_1 = \frac{\sin[a_1 \xi - b_1 \eta + (\xi - \eta) w_1] - \sin(a_1 \xi - b_1 \eta)}{2(\xi - \eta)} + \frac{\sin(a_1 \xi + b_1 \eta) - \sin[a_1 \xi + b_1 \eta + (\xi + \eta) w_1]}{2(\xi + \eta)},$$

$$k_2 = \frac{\varsigma \sin \eta (b_2 + w_2) [e^{\varsigma(w_2 + a_2)} + e^{-\varsigma(w_2 + a_2)}] - \eta \cos \eta (b_2 + w_2) [e^{\varsigma(w_2 + a_2)} + e^{-\varsigma(w_2 + a_2)}]}{\eta^2 + \varsigma^2} + \frac{\eta \cos(\eta b_2) [e^{\varsigma a_2} - e^{-\varsigma a_2}] - \varsigma \sin(\eta b_2) [e^{\varsigma a_2} + e^{-\varsigma a_2}]}{\eta^2 + \varsigma^2}.$$

Thus, we have a mathematical model of the ECP, which is in fact universal, since it can be used in a number of cases of eddy current measurements, namely test of planar static electrically conductive products of considerable thickness ( $\delta \ll (d_1 + d_2)$ ,  $v = 0$ ,  $\mu_1 = \mu_2$ ,  $\sigma_1 = \sigma_2$ , where  $\delta$  is the depth of penetration of the electromagnetic field,  $\delta = \sqrt{2/(\omega \mu \mu_0 \sigma)}$ ); inspection of planar moving electrically conductive products of

considerable thickness ( $\delta \ll (d_1 + d_2)$ ,  $v \neq 0$ ,  $\mu_1 = \mu_2$ ,  $\sigma_1 = \sigma_2$ ); inspection of planar static two-layer electrically conductive products ( $v = 0$ ,  $\mu_1 \neq \mu_2$ ,  $\sigma_1 \neq \sigma_2$ ); inspection of planar moving two-layer electrically conductive products ( $v \neq 0$ ,  $\mu_1 \neq \mu_2$ ,  $\sigma_1 \neq \sigma_2$ ); inspection of dielectric coatings on a static electrically conductive basis ( $v = 0$ ,  $\mu_1 = 1$ ,  $\sigma_1 = 0$ ,  $z_1 = 0$ ); inspection of electrically conductive coatings on a static electrically conductive basis ( $v = 0$ ,  $\mu_1 \neq \mu_2$ ,  $\sigma_1 \neq \sigma_2$ ). Therefore, within the framework of using a single magnetodynamic model of the ECP, it is possible to consider a number of similar studies.

To calculate the EMF of the probes, we created software, the adequacy of which was confirmed by verification on numerical calculations with the following design parameters of the excitation coil  $a_1 = 12$  mm,  $b_1 = 12$  mm,  $z_1 = 1$  mm,  $w_1 = 2$  mm,  $h_1 = 8$  mm,  $N_1 = 500$  and the pick-up coil  $a_2 = 3$  mm,  $b_2 = 5$  mm,  $z_2 = 1$  mm,  $w_2 = 5$  mm,  $h_2 = 2$  mm,  $c = 6$  mm,  $N_2 = 300$ . The electrophysical parameters of the TO were set as follows:  $\sigma_1 = 3.8 \cdot 10^7$  S/m,  $\mu_1 = 1$ ,  $\sigma_2 = 5.8 \cdot 10^7$  S/m,  $\mu_2 = 1$ . Fig. 3 shows the values of the x-component of the magnetic induction vector obtained by formula (2) from [15] in the space between the excitation coil and the conductive plate at  $x = -16, \dots, 16$  mm,  $y = 0$  mm,  $z = 5$  mm,  $d_1 = 200$   $\mu\text{m}$ ,  $f = 2$  kHz:

$$B_{rx} = \frac{j\mu_0 I N_1}{2\pi^2 w_1 h_1} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\kappa \cdot k_1}{\eta \varsigma} \cdot [e^{-\varsigma(z+z_1)} - e^{-\varsigma(z+z_1+h_1)}] \cdot e^{-j(x\xi+y\eta)} d\xi d\eta. \quad (2)$$

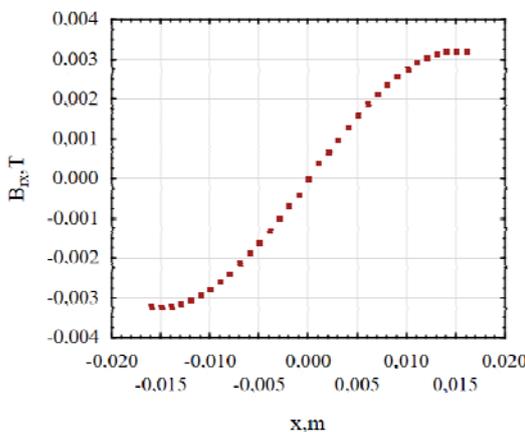


Fig. 2

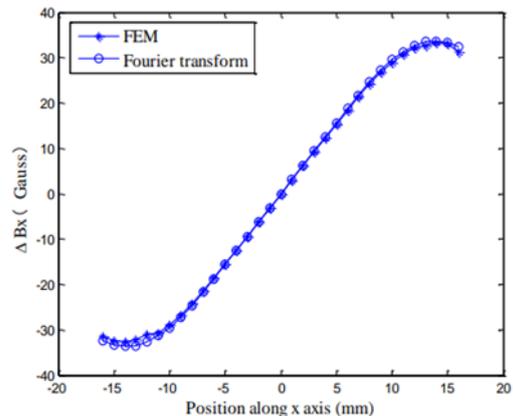


Fig. 3 [14]

The results of verification of the values of the x-component of the magnetic induction vector of the secondary field are shown in Fig. 2 and Fig. 3, where Fig. 3 contains the results of calculations by the finite element method (FEM) [15], and Fig. 2 – by the created software. The induction values are consistent both in terms of the type of functional dependence and numerical values. Similar results with acceptable accuracy were obtained when comparing the output signals of the ECP calculated by the FEM and by formula (1).

**The selection of orthogonal arrays for the controllable and noisy group’s factors.** To create a design of experiment based on the Taguchi’s method, it is first necessary to identify all influencing factors and classify them as either controllable or noise. For an eddy current measurement, the controllable constructive parameters are all geometric dimensions of the excitation and pick-up coils and the center distance between them, while the operational parameters are the excitation’s frequency and current. In this case, the noise factors are the electrophysical properties of the TO material and the lift-off between the probe and the TO.

To determine the range of variation of each influencing parameter, additional studies of the sensitivity of the ECP to them were performed. In other words, numerical experiments were conducted to determine the dependence the EMF of probe on all the influencing parameters. In this case, the parameter under analysis was varied within certain specified limits, and all other parameters were unchanged. The basic initial data for analyzing the sensitivity of the ECP to the influencing factors are as follows:

Factors	Variation range
Excitation coil width $a_1$ , mm	8-16
Length of the excitation coil $b_1$ , mm	12-16
Excitation coil cross-sectional height $h_1$ , mm	6-10
Cross-sectional width of the excitation coil $w_1$ , mm	1-5
Width of the pick-up coil $a_2$ , mm	1-6
Length of the pick-up coil $b_2$ , mm	2-8
Cross-sectional height of the pick-up coil $h_2$ , mm	1-6
Cross-sectional width of the pick-up coil $w_2$ , mm	1-4
Center distance between the pick-up and excitation coils $c$ , mm	0-6
Excitation frequency $f$ , kHz	0.5-5
Excitation current $I$ , A	0.1-1
Magnetic permeability $\mu$	1-3
Electrical conductivity $\sigma$ , $\cdot 10^7$ , S/m	0.1-0.14
Lift-off $z_1$ , mm	0.5-3.0

$a_1 = 12$  mm,  $b_1 = 14$  mm,  $h_1 = 8$  mm,  $w_1 = 3$  mm,  $a_2 = 3.5$  mm,  $b_2 = 5$  mm,  $h_2 = 3.5$  mm,  $w_2 = 2.5$  mm,  $c = 3$  mm,  $d_1 = 4.4$  mm,  $f = 2.75$  kHz,  $I = 1$  A,  $\sigma = \sigma_1 = \sigma_2 = 0.12 \cdot 10^7$  S/m,  $\mu = \mu_1 = \mu_2 = 2$ . Finally, Table 1 summarizes the parameters affecting the output signal of the eddy current measurement and the limits of their change. Fig. 4 shows graphs of the change in the electromagnetic field induction modulus depending on the electrophysical parameters of the TO,

namely magnetic permeability (Fig. 4, a) and electrical conductivity (Fig. 4, b), at different excitation frequencies.

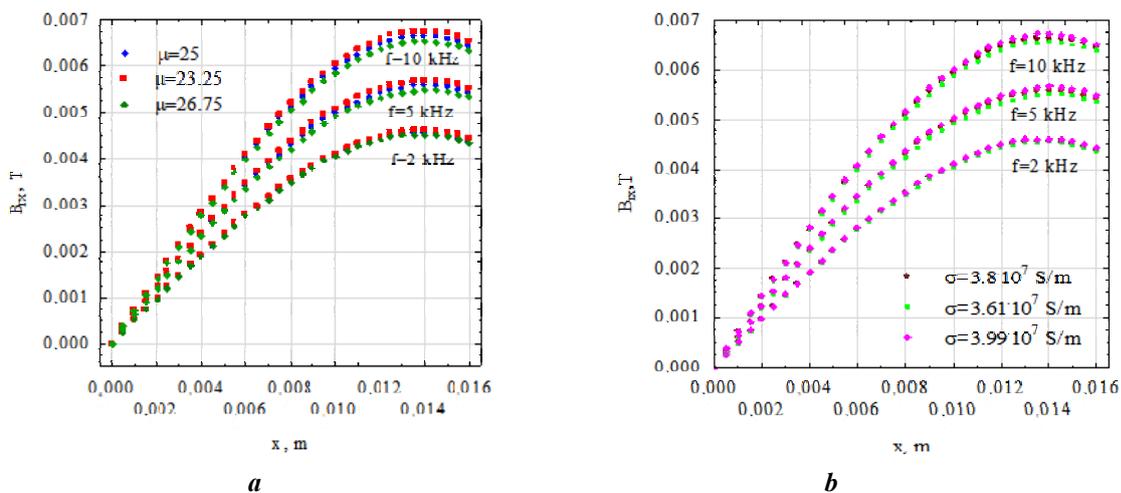


Fig. 4

To create the design of experiment, we chose the orthogonal array  $L_{27}(3^{13})$  for the controllable and  $L_9(3^4)$  for the interfering parameters with three levels of gradation for both types [17, 18]. For this study, modified arrays were obtained from them for the required number of influencing factors, in particular, two

redundant factors were removed from  $L_{27}(3^{13})$ , i.e.,  $L_{27}(3^{11})$  is obtained, and one redundant factor was removed from  $L_9(3^4)$ , that is,  $L_9(3^3)$ , which is allowed by the properties of orthogonal arrays.

**Taguchi's quality loss function and SNR calculation.** The Taguchi's robust design method involves the use of a certain quality loss function *Fitness*.

It represents the standard deviation of the studied quality characteristic, i.e. the output signal of the ECP, from its desired target value, which is calculated from the responses to the data set contained in the table

of the design of experiment  $Fitness = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{1}{E_i^2}$ , where  $E_i$  is the output signal of the probe;  $n$  is the sample size.

Then, the signal-to-noise ratio, taking into account the "larger is better" property introduced by Taguchi, is calculated using a formula that mixes the average and variance together and assumes that the variance is proportional to the average  $SNR = -10 \cdot \lg(Fitness)$ . The larger the value of this indicator, the smaller the deviation of the ECP output signal from the target value.

**Taguchi's design of experiment.** The elements of the orthogonal arrays with three levels of gradation of factors, namely low, medium, and high, are recalculated into units of real physical quantities, i.e., a design of experiment for the interfering parameters (Table 2) and controllable parameters (Table 3) is obtained.

In the further course, according to the constructed plan, the next stage of research is carried out, namely, for each experiment with the specified design parameters (Table 3), the EMF of the probe  $E$ , ( $\cdot 10^{-4}$  V) is determined at the specified settings for all noise factors (Table 2) and the SNR values are calculated, which are listed in Table 4.

**Table 2**

№	$\mu$	$\sigma, \cdot 10^7$ S/m	$z_1, m$
1	1	0.1	0.0005
2	1	0.12	0.00175
3	1	0.14	0.003
4	2	0.1	0.00175
5	2	0.12	0.003
6	2	0.14	0.0005
7	3	0.1	0.003
8	3	0.12	0.0005
9	3	0.14	0.00175

**Table 3**

№	$a_1, m$	$b_1, m$	$h_1, m$	$w_1, m$	$a_2, m$	$b_2, m$	$h_2, m$	$w_2, m$	$c, m$	$f, Hz$	$I, A$
1	0.008	0.012	0.006	0.001	0.001	0.002	0.001	0.001	0	500	0.1
2	0.008	0.012	0.006	0.001	0.0035	0.005	0.0035	0.0025	0.003	2750	0.55
3	0.008	0.012	0.006	0.001	0.006	0.008	0.006	0.004	0.006	5000	1
4	0.008	0.014	0.008	0.003	0.001	0.002	0.001	0.0025	0.003	2750	1
5	0.008	0.014	0.008	0.003	0.0035	0.005	0.0035	0.004	0.006	5000	0.1
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
11	0.012	0.012	0.008	0.005	0.0035	0.008	0.001	0.0025	0.006	500	0.55
12	0.012	0.012	0.008	0.005	0.006	0.002	0.0035	0.004	0	2750	1
13	0.012	0.014	0.01	0.001	0.001	0.005	0.006	0.0025	0.006	500	1
14	0.012	0.014	0.01	0.001	0.0035	0.008	0.001	0.004	0	2750	0.1
15	0.012	0.014	0.01	0.001	0.006	0.002	0.0035	0.001	0.003	5000	0.55
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
23	0.016	0.014	0.006	0.005	0.0035	0.002	0.006	0.004	0.003	500	0.1
24	0.016	0.014	0.006	0.005	0.006	0.005	0.001	0.001	0.006	2750	0.55
25	0.016	0.016	0.008	0.001	0.001	0.008	0.0035	0.004	0.003	500	0.55
26	0.016	0.016	0.008	0.001	0.0035	0.002	0.006	0.001	0.006	2750	1
27	0.016	0.016	0.008	0.001	0.006	0.005	0.001	0.0025	0	5000	0.1

**Table 4**

№	Noise factors									SNR
	$\mu_1, \sigma_1, z_{1,1}$	$\mu_2, \sigma_2, z_{1,2}$	$\mu_3, \sigma_3, z_{1,3}$	$\mu_4, \sigma_4, z_{1,4}$	$\mu_5, \sigma_5, z_{1,5}$	$\mu_6, \sigma_6, z_{1,6}$	$\mu_7, \sigma_7, z_{1,7}$	$\mu_8, \sigma_8, z_{1,8}$	$\mu_9, \sigma_9, z_{1,9}$	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
1	7.35	6.52	5.74	43.27	29.77	62.28	44.24	92.53	63.84	-59.218
2	5200	4510	3880	5340	3830	8440	4480	10400	6180	-5.959
3	39760	34250	29320	22610	20800	30380	16530	26650	19860	7.610
4	3610	3120	2680	3950	2750	6630	3220	8230	4660	-8.879
5	2810	2440	2100	1710	1540	2300	1240	1860	1510	-15.018
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
11	359.7	357.4	344.1	1159	1007	1269	1458	1778	1683	-24.850
12	10910	10170	9230	11010	9500	14510	9620	14600	11720	0.695
13	224	220.7	210.6	731.8	628.6	733.2	931.4	1064	1050	-29.040
14	1815	1640	1458	1853	1508	2532	1606	2900	2008	-14.909
15	8487	7322	6245	6581	5388	9406	4840	9070	6404	-3.601
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
23	42.77	43.62	42.82	121.2	11.4	131.9	159.7	171.8	178.74	-43.3
24	10760	10150	9294	12010	10400	15470	10640	15630	13206	1.158
25	308.8	310.1	301.3	948.1	845.5	1040	1205	1468	1381.52	-26.141
26	5547	5257	4820	5849	5137	7760	5148	7452	6353.21	-4.866
27	4789	4356	3849	4124	3539	5271	3157	4712	3919.82	-7.852

where we used the coding  $\mu_i, \sigma_i, z_{1,i}, i = 1, \dots, 9; j = 1, \dots, 27$  to set combinations of factors

**Determination of optimal Taguchi's parameters.** The calculated values of signal-to-noise ratios for all experiments are used to further determine the optimal controllable parameters of the ECP, taking into account the “larger is better” property [9]. A number of statistical indicators for each controllable parameter at all levels of its gradation, namely, mean values  $(\overline{SNR})^{cont}$ ; absolute error of the mean value  $\Delta = (\overline{SNR}) - (\overline{SNR})^{cont}$ , where  $(\overline{SNR})$  is the mean value of the signal-to-noise ratio of all controllable parameters, which is - 14.671 dB; standard deviation St.Dev (Table 5), allows us to find the Taguchi's parameters of the probe that provide the maximum SNR, i.e., their optimal values (Table 6).

**Table 5**

Factor	$a_1$			$b_1$			$h_1$		
Level	0.008	0.012	0.016	0.012	0.014	0.016	0.006	0.008	0.01
$(\overline{SNR})^{cont}$	-16.864	-14.322	-12.828	-16.231	-14.271	-13.512	-14.11	-14.631	-15.273
$\Delta$	-2.193	0.349	1.844	-1.56	0.4	1.16	0.561	0.041	-0.602
St.Dev	18.712	17.399	16.415	19.862	16.278	16.364	27.246	9.846	9.573

**Continuation of Table 5**

Factor	$w_1$			$a_2$			$b_2$		
Level	0.001	0.003	0.005	0.001	0.0035	0.006	0.002	0.005	0.008
$(\overline{SNR})^{cont}$	-15.998	-14.382	-13.635	-18.6	-13.756	-11.659	-19.22	-13.856	-10.939
$\Delta$	-1.326	0.29	1.036	-3.927	0.915	3.012	-4.549	0.816	3.733
St.Dev	19.825	16.211	16.510	19.634	15.97	16.205	23.016	10.282	16.0165

**Continuation of Table 5**

Factor	$h_2$			$w_2$			$c$		
Level	0.001	0.0035	0.006	0.001	0.0025	0.004	0	0.003	0.006
$(\overline{SNR})^{cont}$	-14.372	-14.731	-14.91	-16.335	-14.211	-13.468	-14.043	-14.456	-15.516
$\Delta$	0.299	-0.06	-0.239	-1.664	0.461	1.203	0.628	0.216	-0.844
St.Dev	19.971	16.706	15.924	20.654	16.314	15.296	20.411	15.527	16.514

**Continuation of Table 5**

Factor	$f$			$I$		
	500	2750	5000	0.1	0.55	1
$(SNR)^{cont}$	-32.879	-8.158	-2.977	-26.928	-10.730	-6.356
$\Delta$	-18.208	6.514	11.694	-12.257	3.941	8.316
St.Dev	13.184	7.875	11.015	17.7	11.078	15.211

**Table 6**

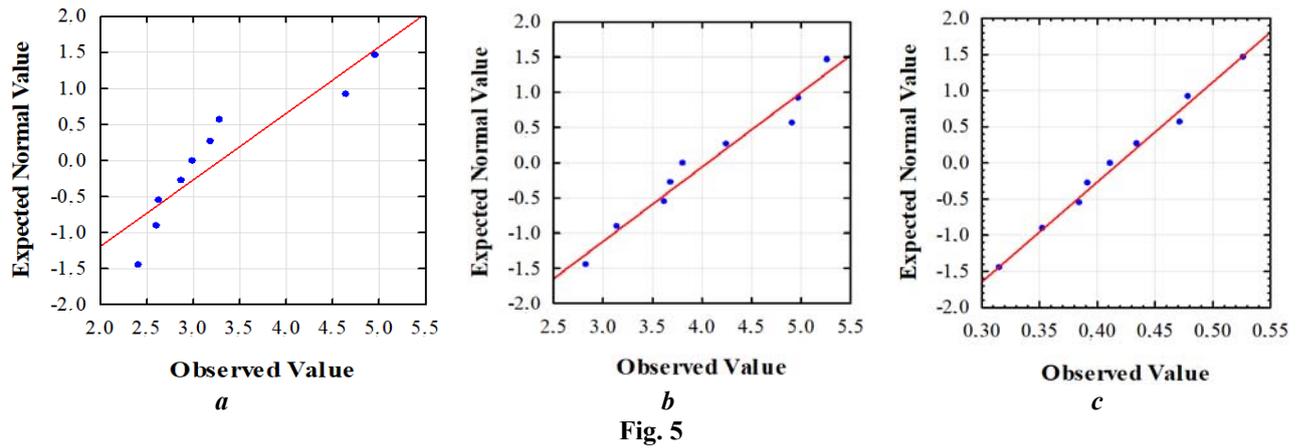
Taguchi-parameters	$a_1=16$ mm	$b_1=16$ mm	$h_1=6$ mm	$w_1=5$ mm	$a_2=6$ mm	$b_2=8$ mm	$h_2=1$ mm	$w_2=4$ mm	$c=0$ mm	$f=5$ kHz	$I=1$ A
$(SNR)^{cont}$ , dB	1.843	1.159	0.561	1.036	3.012	3.732	0.299	1.203	0.628	11.69	8.315

The statistical significance of the influence of design parameters, i.e. factors, on the performance sign in the form of the ECP signal was assessed by multifactorial analysis of variance ANOVA [19, 20]. The method is based on the division of the total variance of the studied factor into separate parts, each of which characterizes the influence of a particular parameter on the performance sign. A precondition for the use of ANOVA is the fulfillment of a number of conditions: the observations are independent of each other; have a normal distribution and homogeneous variance. Therefore, the initial data for each of the 27 experiments, i.e., the values of the output signal, were subjected to the procedure of checking their compliance with the normal distribution law. In this study, each experiment has a sample of 9 elements. For this purpose, we used the Shapiro-Wilk criterion, which is the most effective method for solving this problem for small samples, and the d'Agostino-Pearson test, which is an integration of tests for analyzing skewness and kurtosis.

Table 7 shows the results of checking the initial data for their compliance with the normal distribution law according to these two criteria. Also, for some experiments, in particular, № 22, 17, 27, normal probability plots are shown in Fig. 5 a, b, c, respectively, which provide an additional opportunity to visually verify the assumptions about the normality of the data distribution.

**Table 7**

№	Shapiro-Wilk Test				d'Agostino-Pearson Test			
	W-stat	p-value	alpha	normal	DA-stat	p-value	alpha	normal
1	0.917	0.373	0.05	yes	0.467	0.791	0.05	yes
2	0.833	0.0493	0.05	no	4.556	0.103	0.05	yes
3	0.969	0.887	0.05	yes	0.446	0.799	0.05	yes
4	0.823	0.037	0.05	no	4.549	0.102	0.05	yes
5	0.972	0.911	0.05	yes	0.465	0.792	0.05	yes
6	0.915	0.352	0.05	yes	0.508	0.775	0.05	yes
7	0.954	0.742	0.05	yes	0.672	0.714	0.05	yes
8	0.914	0.351	0.05	yes	0.647	0.723	0.05	yes
9	0.837	0.054	0.05	yes	3.315	0.19	0.05	yes
10	0.959	0.794	0.05	yes	0.357	0.836	0.05	yes
11	0.88	0.157	0.05	yes	2.137	0.343	0.05	yes
12	0.84	0.057	0.05	yes	2.0	0.366	0.05	yes
13	0.863	0.104	0.05	yes	2.304	0.315	0.05	yes
14	0.855	0.085	0.05	yes	3.566	0.168	0.05	yes
15	0.941	0.596	0.05	yes	1.04	0.594	0.05	yes
16	0.85	0.075	0.05	yes	3.881	0.143	0.05	yes
17	0.94	0.591	0.05	yes	1.079	0.582	0.05	yes
18	0.86	0.0977	0.05	yes	2.383	0.303	0.05	yes
19	0.885	0.181	0.05	yes	1.415	0.492	0.05	yes
20	0.986	0.99	0.05	yes	0.187	0.91	0.05	yes
21	0.882	0.165	0.05	yes	2.08	0.353	0.05	yes
22	0.82	0.034	0.05	no	3.221	0.199	0.05	yes
23	0.857	0.09	0.05	yes	2.47	0.29	0.05	yes
24	0.87	0.123	0.05	yes	1.568	0.456	0.05	yes
24	0.88	0.16	0.05	yes	2.059	0.357	0.05	yes
26	0.863	0.105	0.05	yes	1.918	0.383	0.05	yes
27	0.987	0.991	0.05	yes	0.0807	0.96	0.05	yes



Thus, according to the Shapiro-Wilk criterion, only three experiments fail to confirm the hypothesis that the experimental data are distributed according to the normal law, while the d'Agostino-Pearson criterion confirms it in all cases. Nevertheless, even in cases where the data does not follow the normal distribution law, there are minor deviations from it. However, it should be noted that Fisher's criterion, used in analysis of variance to determine the significance of factors, is characterized by resistance to deviations from normality and homogeneity of variances [21], so there is every reason to use it. The statistical significance of the influence of each factor on the signal-to-noise ratio of ECP is assessed by this criterion by comparing the corresponding sample variance  $MS$  and the variance of reproducibility  $MS_{residual}$ , which, in turn, is due to random factors. If  $(MS/MS_{residual}) > F_{\alpha, m_1, m_2}$ , where  $\alpha$  is the accepted level of significance equal to 0.05,  $m_1$  is the number of degrees of freedom of the relevant factor,  $m_2$  is the number of degrees of freedom of all random factors, then the influence of the evaluated factor on the performance sign is insignificant. In the case  $(MS/MS_{residual}) > F_{\alpha, m_1, m_2}$ , the difference between the variances of  $MS$  and  $MS_{residual}$  is significant and, accordingly, a significant influence of the evaluated factor is observed. Also, the conclusion about the significance of the factors can be made by comparing the accepted significance level  $\alpha$  with the indicator  $p$  obtained for each factor, where  $p$  is the probability that the influence of the factor on the resultant sign is random. If  $p < 0.05$ , then the hypothesis of no influence of the factor is rejected and a conclusion is made about its statistical significance. The critical value of Fisher's criterion for this research is  $F_{0.05, 2, 4} = 6.94$ . Further, comparing the actually obtained values of the variance ratios for each factor, the insignificance of the parameters  $h_1$  and  $h_2$  was revealed

Parameters	SS	MS	F	p	Q, %
$a_1$	74.964	37.482	51.664	0.001389	1
$b_1$	35.448	17.724	24.430	0.005726	0.47
$h_1$	6.109	3.055	4.210	0.103712	0.08
$w_1$	26.254	13.127	18.093	0.009907	0.35
$a_2$	228.014	114.007	157.141	0.000158	3.06
$b_2$	317.624	158.812	218.898	0.000082	4.26
$h_2$	1.353	0.676	0.932	0.465233	0.018
$w_2$	39.850	19.925	27.463	0.004608	0.53
$c$	10.388	5.194	7.159	0.047678	0.14
$f$	4596.362	2298.181	3167.694	0.000001	61.63
$I$	2114.187	1057.094	1457.043	0.000002	28.36
<i>residual</i>	2.902	0.726			

(Table 8). Table 8 uses the following notation: SS is the sum of squares of the variance component, F is the variance ratio at the degree of freedom  $m_1 = 2$ , Q is the percentage contribution of each factor.

A visual assessment of the best settings for each controllable parameter based on the average SNR values with an indication of the twofold limits of the standard error  $St.error$  around its mean is shown in Fig. 6. The ratio  $(SNR)^{cont}$  by levels of the controllable parameters for the excitation coil is shown in Fig. 6, *a*; for the pickup coil – in Fig. 6, *b*; for the axial

relative position of the coils relative to each other – in Fig. 6, *c*; for the operating parameters – in Fig. 6, *d*.

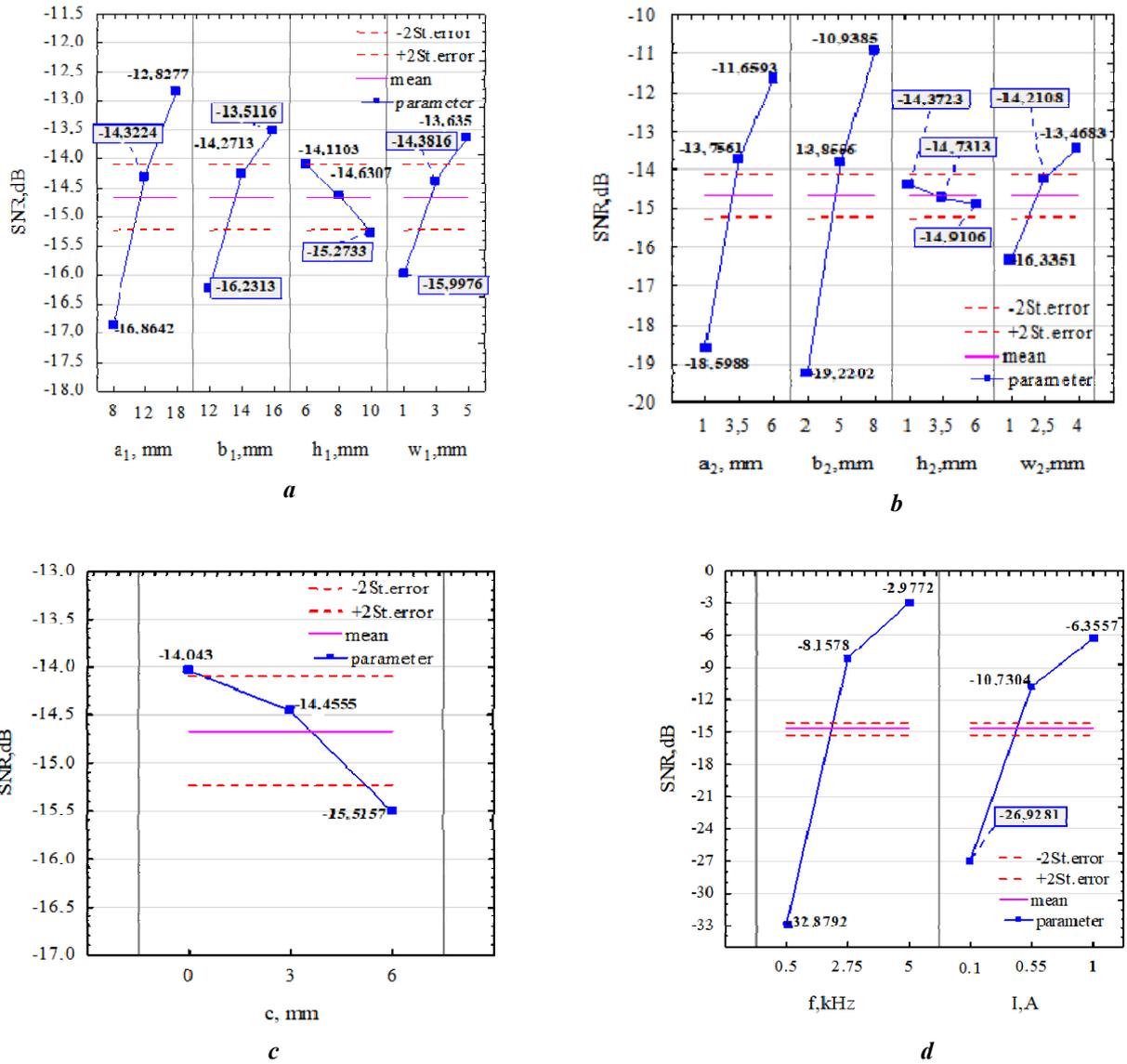


Fig. 6

**Confirmation of the reliability of the optimal configuration of the ECP design.** The reliability of the found optimal configuration of the ECP design was proved by confirmatory calculations. Thus, with the determined optimal parameters of the ECP (Table 6), we have the best value SNR = 18.815 dB, which is greater than any value obtained in Table 4 of the design of experiments. At the same time, the deviation of the ECP output signal from the target value is minimal and does not exceed 0.107. Thus, the correctness of the found controllable parameters of the designed ECP is confirmed.

Table 9

Parameters	$z_1, m$					
	0.0005	0.001	0.0015	0.002	0.0025	0.003
$E_{calc}, V$	10.346	9.514	8.791	8.147	7.563	7.027
$E_{meas}, V$	10.412	9.461	8.75	8.214	7.532	6.981
Relative error, %	0.63	0.557	0.466	0.822	0.41	0.655

In addition, the results of theoretical studies were experimentally verified on a prototype. For the experiment, we used a TO making of 12X18H10T material with a diameter of  $D = 105$  mm and a thickness that is twice the depth of penetration of the electromagnetic field, such as  $h = 10$  mm. The excitation of the tested ECP, which has geometric dimensions (Table 6), was carried out by an OWON XDG3082 arbitrary waveform generator. It provides the generation of sinusoidal signals in the frequency range of  $1 \mu\text{Hz} - 80$  MHz with an accuracy of  $\pm 1$  ppm and an amplitude of  $1 \text{ mV} - 5 \text{ V}$  with an accuracy of  $\pm 1\%$  with an amplified signal out-

put of up to 2 A. The output signal of the pick-up coil was recorded by an ANENG AN888S PRO voltmeter with an accuracy of  $\pm 0.3\%$ . In this experiment, of the three noise factors, only the change in the lift-off  $z_1$  can be performed with a certain step, and the variation of the electrophysical characteristics of the TO cannot be ensured. Therefore, the TO is characterized by constant electrophysical properties  $\mu = 1.5$ ,  $\sigma = 0.135 \cdot 10^7$  S/m, and the lift-off between the TO and the eddy current probe was set in the range of 0.5 – 3 mm with a step of 0.5 mm and measured with a digital micrometer MCD – 50 - 0.001 with an error of  $\pm 0.002$  mm. The average EMF value based on the results of three measurements under the specified experimental conditions is shown in Table 9. In addition, the EMF values obtained by calculations using the mathematical model (1) and the corresponding relative measurement errors are also given there for comparison.

Thus, the maximum signal measurement error does not exceed 1 %.

**Conclusions.** Thus, in the study, on the example of an eddy current geometric anomaly measurement, we carried out its computer robust design using a comprehensive integrated approach combining numerical modeling and the Taguchi's method. The physical process of measurement is analyzed and, as a result, influential controllable and uncontrollable factors are identified.

Software for the implementation of robust design of an eddy current measurement was created. Based on test calculations using the finite element method, the software was verified by comparing the results of calculating the x-component of magnetic induction. Graphs of the change in the magnetic induction modulus of the secondary electromagnetic field depending on uncontrolled parameters of the TO, in particular, magnetic permeability and electrical conductivity, at different excitation frequencies were obtained and the lower and upper limits of the change in all influencing factors were determined for further research. Taking into account the number of factors, two types of orthogonal arrays, namely  $L_{27}(3^{13})$  and  $L_9(3^4)$  with three levels of their gradation, were chosen to build a design of experiments. As a result of the numerical experiments, the design and operating optimal parameters of the eddy current measurement were determined, which ensure signal immunity to interference with SNR = 18.815 dB. The reliability of the found optimal configuration of the ECP design was proved by confirmatory calculations. In addition, the experimental verification of the research results was carried out on the prototype, which showed the reliability of measurements by the designed ECP with a maximum relative error of no more than 1 %.

The scientific novelty of the research is the creation of a method of computer robust parameter design of frame ECPs for measuring geometric anomalies of static planar objects using an integrated approach combining numerical modeling and the Taguchi's method, which ensures signal stability to changes in air lift-off and variations in TO parameters.

Within the framework of the proposed design method and using the universal magnetodynamic model of the ECP, similar studies are promising for the measurement testing of planar moving electrically conductive products of considerable thickness; planar static and moving two-layer electrically conductive products; dielectric and electrically conductive coatings on a static conductive basis.

1. Repelianto S.A., Kasai N. The improvement of flaw detection by the configuration of uniform eddy current probes. *Sensors*. 2019. Vol. 19(2). Article no 397. DOI: <https://doi.org/10.3390/s19020397>.
2. Halchenko V.Ya., Trembovetska R., Tychkov V. Surrogate synthesis of frame eddy current probes with uniform sensitivity in the testing zone. *Metrology and measurement systems*. 2021. Vol. 28. No 3. Pp. 551-564. DOI: <https://doi.org/10.24425/mms.2021.137128>.
3. Halchenko V.Y., Trembovetska R.V., Tychkov V.V. Synthesis of eddy current probes with volumetric structure of the excitation system, implementing homogeneous sensitivity in the testing zone. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 10-18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.010>. (Ukr)
4. Naidjate M., Helifa B., Feliachi M., Lefkaier I.K., Heuer H., Schulze M. A smart eddy current sensor dedicated to the nondestructive evaluation of carbon fibers reinforced polymers. *Sensors*. 2017. Vol. 17(9). Article no 1996. DOI: <https://doi.org/10.3390/s17091996>.
5. Wu F.C. Simultaneous Optimization of Robust Design with Quantitative and Ordinal Data. *International Journal of Industrial Engineering: Theory, Applications and Practice*. 2022. Vol. 15(2). Pp. 231–238. DOI: <https://doi.org/10.23055/ijietap.2008.15.2.124>.
6. Coşkun H. Taguchi method as a robust design tool. From the Edited Volume: Quality control – Intelligent Manufacturing, Robust Design and Charts. 2020. DOI: <https://doi.org/10.5772/intechopen.94908>.
7. Xie J., Qiao Y., Qi Y., Xu Q., Shemtov-Yona, K., Chen, P., Rittel, D. Application of the Taguchi method to areal roughness-based surface topography control by waterjet treatments. *Applied Surface Science Advances*. 2024. Vol. 19. Article no 100548. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apsadv.2023.100548>.

8. Puška A., Stojanović I. Application of Taguchi Method in Optimization of the Extraction Procedure of Sheet Metal. *Advanced Engineering Letters*. 2024. Vol. 3(1). Pp. 13-20. DOI: <https://doi.org/10.46793/adeletters.2024.3.1.2>.
9. Orosz T., Rassölkin A., Kallaste A., Arsénio P., Pánek D., Kaska J., Karban P. Robust design optimization and emerging technologies for electrical machines: Challenges and open problems. *Applied Sciences*. 2020. Vol. 10(19). Article no 6653. DOI: <https://doi.org/10.3390/app10196653>.
10. Halchenko V.Ya., Trembovetska R.V., Tychkov V.V. Application of Taguchi Method in Design of Surface Eddy Current Probes for Diagnostics of Power Equipment. *Problemele energeticii regionale*. 2024. Vol. 4(64). Pp. 10-20. DOI: <https://doi.org/10.52254/1857-0070.2024.4-64.02>.
11. Halchenko V., Trembovetska R., Tychkov V. Computer robust parameter design of surface eddy current probes. Developing software design of numerical experiments creating. In: Proceedings ITTAP'2024: 4th International Workshop on *Information Technologies: Theoretical and Applied Problems*, Ternopil, Ukraine; Opole, Poland October 23–25, 2024. Pp. 448-461. DOI: <https://doi.org/10.5281/zenodo.14422408>.
12. Krishnaiah K., Shahabudeen P. Applied design of experiments and Taguchi methods. New-Delhi-110001: PHI Learning Pvt. Ltd, 2012. 83 p.
13. Wu J., Song H., Wan L., Abbass K., Hassan T. Robust Design for Multiple Quality Characteristics of Precision Product Using Taguchi-based Hybrid Method. In: 2020 IEEE 7th International Conference on *Industrial Engineering and Applications (ICIEA)*, Bangkok, Thailand, 16-21 April 2020. Pp. 340-344. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIEA49774.2020.9102028>.
14. Almansoori N., Aldulaijan S., Althani S., Hassan N.M., Ndiaye M., Awad M. Manual spray painting process optimization using Taguchi robust design. *International Journal of Quality & Reliability Management*. 2021. Vol. 38(1). Pp. 46-67. DOI: <https://doi.org/10.1108/IJORM-07-2019-0248>.
15. Zhang S., Ida N. Calculation model for the induced voltage in rectangular coils above conductive plates. *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*. 2016. Vol. 30(1). Pp. 27-38. DOI: <https://doi.org/10.2298/FUEE1701027Z>.
16. Tanaka A., Takehira N., Toda K. Analysis of a rectangular coil facing to moving sheet conductor. *The transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan*. 1981. Vol. 101(8). Pp. 405-412. DOI: <https://doi.org/10.1541/ieejfms1972.101.405>.
17. Minitab Support. Catalogue of Taguchi designs. URL: <https://support.minitab.com/en-us/minitab/help-and-how-to/statistical-modeling/doc/supporting-topics/taguchi-designs/catalogue-of-taguchi-designs/> (accessed 12.11.2024).
18. Real Statistics Using Excel. Taguchi 3-level Designs. 3-level design overview. URL: <https://real-statistics.com/design-of-experiments/taguchi-design-of-experiments/taguchi-3-level-designs/> (accessed 12.11.2024).
19. Montgomery D.C. Design and analysis of experiments. John Wiley & sons, 2017.
20. Aslett L.J., Coolen F., De Bock J. *Uncertainty in Engineering: Introduction to Methods and Applications*. Springer Nature, 2022.
21. Berk K.N., Carey P. Data Analysis with Microsoft Excel. Belmont, CA: Thomson Learning, 2004.

УДК 681.5.015.23+620.179.147

## РОБАСТНЕ ПАРАМЕТРИЧНЕ ПРОЄКТУВАННЯ НАКЛАДНИХ ВИХРОСТРУМОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ. ВИПАДОК ВИМІРЮВАННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ АНОМАЛІЙ У НЕРУХОМОМУ ОБ'ЄКТІ КОНТРОЛЮ

**В.Я. Гальченко**, докт. техн. наук, **Р.В. Трємбовецька**, докт. техн. наук, **В.В. Тичков**, канд. техн. наук  
**Черкаський державний технологічний університет**,  
 бул. Шевченка, 460, Черкаси, 18006, Україна.  
 E-mail: [v.tychkov@chdtu.edu.ua](mailto:v.tychkov@chdtu.edu.ua).

**Вступ.** Зменшення впливу перешкоджаючих факторів на формування сигналу вихрострумів перетворювача ще на етапі проєктування є важливою задачею під час конструювання вимірювачів геометричних аномалій. Реалізація цього можлива низкою методів, серед яких виділяється доволі проста техніка робастного параметричного проєктування на основі методу Тагучі у процесі пошуку оптимальної конфігурації конструкції перетворювачів. **Метою** роботи є розробка методу підвищення відношення сигнал/шум вихрострумів вимірювачів геометричних аномалій у статичних плоских об'єктах без фактичного усунення притаманних їм впливів шумових факторів, які в більшій мірі властиві об'єктам контролю. **Методологія** досліджень передбачає наступні основні етапи, які необхідні задля виконання проєктування вихрострумів перетворювачів за методом Тагучі:

- виокремлення вимірюваної перетворювачем характеристики об'єкту контролю, яка фіксується його вихідним сигналом;
- ідентифікація контрольованих параметрів вихрострумів перетворювачів та можливих рівнів їх градації у разі варіювання;
- визначення шумових факторів та їх рівнів градації;
- призначення інтервалів змін контрольованих та шумових факторів;
- обрання ортогональних масивів;
- створення плану експериментів та проведення їх за універсальною магнітодинамічною моделлю задля обчислення вихідного сигналу вихрострумів перетворювачів із використанням комп'ютерного моделювання;
- на основі ANOVA-аналізу впливу факторів на індуковану електрорушійну силу перетворювача та розрахованих для кожного іспиту значень відношення сигнал/шум на базі функції втрати якості Тагучі виконання обрання оптимального варіанту конфігурації конструкції вихрострумів перетворювачів за відповідною комбінацією рівнів градації контрольованих факторів, що максимізує показник SNR;
- проведення підтверджуючих чисельних експериментів щодо перевірки знайдених оптимальних параметрів конфігурації конструкції перетворювачів.

**Оригінальність** проведених досліджень полягає у використанні методу Тагучі з поєднанням чисельного моделювання задля розробки методу комп'ютерного робастного параметричного проєктування рамкових вихрострумів перетворювачів для вимірювання геометричних аномалій статичних плоских об'єктів, котрий забезпечує під час вимірювань стійкість сигналу до змін повітряного зазору та варіації шумових параметрів об'єктів контролю, тобто підвищення значень відношення сигнал/шум. **Результати.** На прикладі знайдена робастна конфігурація конструкції вихрострумів перетворювача, тобто такий її технічний варіант, який забезпечує зменшення дисперсії вихідного сигналу навколо його середнього значення, тобто стійкість до шумових збурень, завдячуючи тільки відповідному визначенню значень контрольованих конструктивних та режимних параметрів перетворювачів без усунення неконтрольованих завод, притаманних об'єктам контролю. Задля робастного проєктування низки вихрострумів вимірювачів різного функціоналу запропонована універсальна магнітодинамічна модель накладного рамкового перетворювача, яка разом із використанням ортогональних масивів дає змогу розробити та реалізувати плани експериментів Тагучі. Програмне забезпечення, що реалізує цю модель, пройшло верифікацію, в тому числі співставленням із результатами розрахунків на тестових прикладах, виконаних методом скінченних елементів. Досягнута при цьому точність дає можливість стверджувати про адекватність створеної комп'ютерної програми. Отримані в рамках виконання плану Тагучі дані використано для оцінки варіантів конструкцій за допомогою функції втрат якості типу «larger is better» та обчислених на її основі значень відношень сигнал/шум, що дало змогу обрати оптимальну комбінацію конструктивних та режимних параметрів вихрострумів перетворювача. Достовірність відшуканої оптимальної конфігурації конструкції вихрострумів перетворювача доведена підтверджуючими розрахунками. Також на дослідному зразку проведена експериментальна перевірка результатів досліджень. Бібл. 21, рис. 6, табл. 9.

**Ключові слова:** робастне параметричне проєктування, вимірювання геометричних аномалій, прямокутний накладний вихрострумів перетворювач, подавлення шумів, універсальна магнітодинамічна модель перетворювача, план експериментів Тагучі, функція втрат якості, відношення сигнал/шум.

Received 02.12.2024

Accepted 03.03.2025

## ENGINEERING SOLUTIONS FOR THE INTEGRATION OF INTERNET OF THINGS DEVICES AND SENSORS

G.S. Kerimzade\*, S.V. Rzayeva\*\*

Azerbaijan State Oil and Industry University,  
Azadlig Avenue, 34, Baku, Az1010, Azerbaijan.

E-mail: [sona.rzayeva@asoiu.edu.az](mailto:sona.rzayeva@asoiu.edu.az).

*The integration of devices and sensors within the Internet of Things (IoT) expands not only the scope for monitoring and controlling environments but also fundamentally redefines the management of data, with promising implications across various sectors. This paper explores a novel approach to IoT data processing that leverages edge-based neural networks within sensor networks, enabling on-site data analysis and decision-making. Our study focuses on sectors with high latency sensitivity—such as remote healthcare, predictive maintenance in industrial settings, and real-time environmental monitoring. By embedding advanced data analytics closer to the source, this approach enhances data privacy, reduces communication loads, and paves the way for more resilient and scalable IoT ecosystems. We address both the technological benefits and implementation challenges, offering insights into how these advancements can transform industries through increased data autonomy and efficiency. References 21, tables 2, figures 5.*

**Keywords:** IoT, Edge AI, Sensor Networks, Data Processing, Neural Networks, Real-Time Analytics.

**1. Introduction.** The Internet of Things (IoT) is transforming modern technology by enabling real-time interaction between physical devices and systems across various industries. This shift creates a foundation for smart environments that operate with minimal human intervention, using sensors, devices, and communication networks to gather, process, and transmit data. IoT's integration across fields like manufacturing, healthcare, and environmental monitoring is reshaping operational efficiencies and presenting new opportunities for automation, data analysis, and intelligent decision-making.

With the exponential growth of IoT devices, new demands emerge around the speed and accuracy of data processing, particularly as we approach the era of Edge AI – a powerful approach that brings data analytics closer to the source of data collection. This technology allows devices within IoT ecosystems to conduct real-time analyses, adapt to environmental changes, and make intelligent decisions independently. Edge-based processing, or Edge AI, addresses the challenges posed by traditional, centralized cloud computing, such as latency, data privacy, and bandwidth limitations, making it especially relevant for time-sensitive applications like remote healthcare monitoring and industrial maintenance.

A significant portion of IoT's functionality relies on advanced sensor networks that measure environmental conditions, monitor device status, and transmit crucial information. These sensors not only provide basic data but also support complex applications through continuous data collection and transfer. However, with the surge in data volumes, conventional centralized data processing is no longer sustainable for some IoT use cases. Real-time demands in sectors like healthcare and autonomous vehicles necessitate local data processing that minimizes latency and maximizes response times [1–3].

This paper explores a unique integration of IoT that combines edge-based neural networks and real-time analytics within sensor networks. By shifting data processing closer to the sensor level, IoT ecosystems can achieve unprecedented levels of autonomy, efficiency, and security. This approach has the potential to revolutionize sectors where real-time decision-making is critical, enabling new IoT applications that were previously limited by network constraints. Through our exploration, we aim to identify both the opportunities and challenges of this integration, offering insights into how industries can leverage IoT's full potential by enhancing data autonomy and analytical capabilities.

The purpose of this article is to explore the significance of the integration of devices and sensors in the IoT and to identify the new opportunities they open for monitoring and controlling devices and processes. As part of the structure of the article, we will consider the general principles of IoT operation, the importance of components of IoT systems, sensor and device technologies, advantages and challenges of integration, as well as prospects for the development of this area.

---

© Kerimzade G.S., Rzayeva S.V., 2025

ORCID: \* <https://orcid.org/0000-0001-7042-0324>; \*\* <https://orcid.org/0000-0001-7086-9519>

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



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

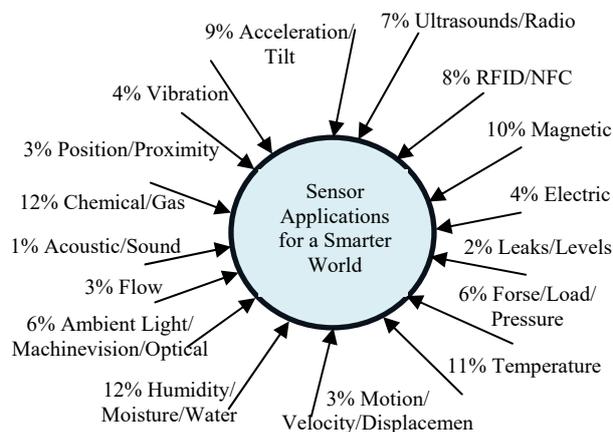
The Internet of Things (IoT) has evolved into a transformative technology, capable of reshaping multiple sectors through real-time data collection and device interconnectivity. By linking physical devices and systems to digital networks, IoT enhances efficiencies across domains such as healthcare, industrial automation, environmental monitoring, and urban planning. For instance, recent studies illustrate how IoT is utilized in predictive maintenance for smart factories, where sensors continually monitor equipment performance to prevent breakdowns, optimizing productivity and minimizing downtime.

Furthermore, the recent development of advanced sensor technologies has enabled IoT systems to monitor diverse environmental parameters with unprecedented accuracy. For example, multispectral sensors in agriculture can measure soil health and crop vitality, aiding farmers in making precise decisions that improve yield and sustainability. In healthcare, non-invasive biosensors embedded in wearable devices now enable continuous patient monitoring, offering real-time insights into vital signs without the need for frequent clinical visits. These examples demonstrate the IoT's potential to address sector-specific challenges through sensor-driven data insights.

Another innovative aspect lies in unique data processing approaches that enhance IoT's responsiveness and adaptability. Edge AI, where data processing occurs near the source (i.e., at the sensor level), has become pivotal in applications requiring low-latency responses. For instance, autonomous vehicles equipped with edge-based neural networks can instantly process environmental data, enabling rapid decision-making and safety enhancements. Edge computing reduces the dependency on cloud processing, conserving bandwidth and improving data privacy, which is particularly vital in critical fields such as healthcare and public safety.

Through this article, we examine both the fundamental components of IoT and explore advanced case studies illustrating how recent innovations in sensor technology and data processing transform industry practices. By addressing challenges and showcasing cutting-edge applications, we aim to demonstrate IoT's potential to redefine operational standards across various sectors, providing insights into future technological pathways.

**2. IoT basics and its components.** The fundamentals of IoT include several key aspects that form the basis for the functioning of this concept. First, IoT is based on the idea of connecting physical objects and devices to the Internet, allowing them to exchange data and interact with each other without direct human intervention (Fig. 1). This creates the opportunity to automate processes, monitor and control devices remotely, and analyze data for decision making. As a separate type of Internet of things, IoT is distinguished - the industrial IoT, which is used in business and production [4].



**Fig. 1**

To transfer data to a server or cloud storage, where it will be processed and used, the sensors are equipped with a transmitting module. In the field of Internet of Things (IoT), such a module is usually a wireless communication module such as Bluetooth, NFC, RF or Wi-Fi. Sometimes several sensors are connected to one transmitting module. IoT components include various types of devices, sensors, hardware, and software that work together to realize the IoT concept. Devices can range from small sensors and controlled devices to complex systems such as smart homes or industrial IoT platforms. Sensors play a key role in collecting data about various environmental parameters, device states and processes, and devices provide the physical

basis for the functioning and interaction of devices.

IoT software includes various applications, algorithms and platforms that provide device management, data processing, analytics and interaction with other systems. This allows you to create a variety of solutions for specific tasks in various fields, from smart homes and cities to industrial monitoring and control systems. Overall, understanding the basics of IoT and its components helps to appreciate the wide range of opportunities that this concept provides for creating smart environments and solving various problems in the modern world. IoT systems use a variety of components, from data acquisition devices to analysis and management software. Let's look at a few typical components that are found in IoT systems

- **Smart Devices:** These are devices connected to the Internet and capable of communicating with other devices or systems. Examples include smart sensors, smart thermostats, smart locks, smart lighting, and smart health and fitness smart devices.

- **Sensors:** Sensors are key components of IoT systems that collect data about various environmental parameters, device states, and processes. Examples include temperature, humidity, motion, light, noise, and air quality sensors.

- **Hardware devices and microcontrollers:** These components provide the physical basis for the functioning of IoT systems, managing devices, data collection and processing. Examples include Arduino microcontrollers, Raspberry Pi, and specialized devices for specific applications.

- **Cloud platforms:** Cloud platforms provide the infrastructure for storing, processing and analyzing data, and managing devices remotely. Examples include Amazon Web Services, Microsoft Azure, Google Cloud and IBM Watson IoT Platform.

- **Analysis and management software:** This software allows you to analyze collected data, make management decisions and interact with devices. Examples include data management systems, monitoring and analytics systems, and specialized applications for specific industries.

These components work together to create intelligent environments that can collect, process and use data to optimize processes, increase efficiency and improve quality of life.

Sensor technologies play an important role in Internet of Things (IoT) systems by collecting a variety of data about the environment, device health, and processes. Let's look at some aspects of sensor technologies for IoT.

- **Types of sensors and their operating principles:** There are many types of sensors, each of which specializes in measuring certain parameters. For example, temperature sensors measure thermal energy, humidity sensors measure air humidity, and motion sensors measure the movement of objects in the detection area. The operating principles of sensors vary depending on their type and technology, but they typically use physical phenomena such as changes in resistance, changes in capacitance, or the emission of electromagnetic waves to measure parameters of interest.

- **Important characteristics when choosing sensors for IoT:** When choosing sensors to include in an IoT system, it is important to consider a number of characteristics. These may include measurement accuracy, range of measured values, data update rate, power consumption, size and cost. It is also necessary to consider the compatibility of sensors with other system components and their ability to transmit data over a network.

- **Examples of application of different types of sensors in IoT devices:** Sensors are widely used in various IoT devices. For example, temperature sensors are used to monitor and control climate in smart homes and buildings, motion sensors are used to detect occupancy and security, and GPS sensors are used to track the location of vehicles and cargo in logistics and transportation. These examples demonstrate the wide range of applications of sensors in various areas where IoT brings new capabilities and benefits.

The entire complex of resources and processes necessary for IoT technology can be divided into four points:

1. Things (sensors or sensor systems)
2. Communication (stable Internet connection)
3. Data processing process
4. User-friendly interface

**3. Integration of devices into the IoT.** Device integration plays a key role in the development of Internet of Things (IoT) networks, providing the physical basis for the functioning of smart devices and systems. As IoT technologies evolve, hardware components become increasingly compact, energy-efficient, and powerful to support a variety of devices and use cases. This includes various microcontrollers, systems on a chip (SoC), specialized communication chips, storage devices and other components.

Table 1 compares various factors such as sensor types, data transmission methods, and power management in key IoT applications. It will help visualize the features of different IoT systems based on their application in different industries

This table highlights the diversity in sensor requirements, data transmission, and power management across various IoT applications, emphasizing the need for technology adaptation for each specific field.

**Table 1**

Factor	Energy Sector	Manufacturing	Healthcare
Sensor Types	Temperature sensors, voltage sensors, current sensors, vibration sensors	Vibration sensors, temperature sensors, pressure sensors, position sensors	Biosensors, heart rate sensors, oxygen level sensors, temperature sensors
Data Transmission Methods	LoRaWAN, Zigbee, LPWAN, 5G	Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee, Ethernet	Bluetooth, Wi-Fi, NB-IoT, LTE
Power Management	Optimized energy consumption, energy-saving modes, solar panels for autonomous power	Low energy consumption, rechargeable batteries for long-term use	Fast-charging batteries, energy-saving technologies to extend device life

Modern requirements for IoT systems, such as miniaturization, low power consumption, high performance and security, are driving innovation in the field of hardware components. Let's look at several aspects that are undergoing development:

- **Miniaturization and Integration:** With the advent of IoT, there is an increasing focus on creating compact and energy-efficient devices. Manufacturers are developing integrated chips that combine multiple functions, reducing device size and power consumption.
- **Improved Sensors and Sensors:** Advances in sensor technology are allowing for more accurate and sensitive data collection devices. New sensor technologies expand sensing capabilities to include environmental, motion, light, sound, and more.
- **Security and Data Protection:** With the increasing number of connected devices, security and data protection are becoming increasingly important. Manufacturers develop specialized chips and encryption algorithms to ensure secure data transfer and storage.
- **Lower power consumption and increased efficiency:** In the context of limited battery resources and long-life requirements for IoT devices, the emphasis is on reducing power consumption and increasing the efficiency of hardware components.

These and other innovations in hardware components are playing a critical role in improving IoT systems, making them more affordable, reliable and efficient for a variety of applications. Devices in IoT can perform a wide range of functions, including collecting and transmitting data, processing information, managing devices, and communicating with cloud services. They can be designed for a variety of use cases, from smart home systems to industrial automated processes [5]. Hardware components in Internet of Things (IoT) systems have a wide range of functions and capabilities that allow them to perform different tasks and adapt to different use cases. Let's look at some typical functions and capabilities of IoT devices:

➤ **Data collection:** Devices can collect a variety of data from the environment using built-in sensors and sensors. This data can include information about temperature, humidity, movement, light, sound, CO2 levels and more.

➤ **Data transmission:** After collecting data, devices can transmit them over the connecting to the Internet via wireless technologies such as Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee, LoRa and others. This provides remote access to information and feedback from control systems.

➤ **Data Processing:** Some hardware components can process data in-house using embedded processors or microcontrollers. This allows you to perform various operations such as filtering, aggregation, compression and analysis of data directly on the device.

➤ **Device Control:** Devices can accept commands and control other devices according to specified conditions or rules. For example, smart thermostats can adjust room temperature based on weather data and user settings.

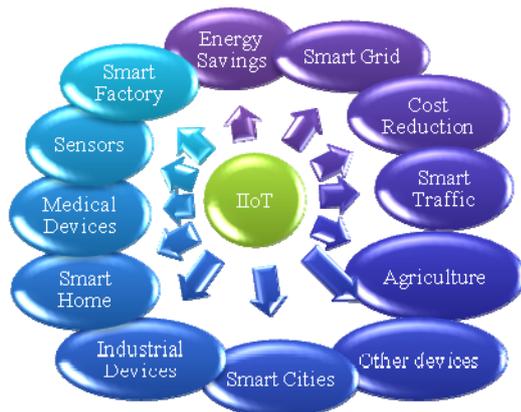
➤ **Compatibility and Integration:** Hardware components can be designed to be compatible with other devices and systems, allowing them to interoperate and integrate into various IoT ecosystems. This provides flexibility and expandability of the system.

➤ **Energy Saving and Durability:** In power-constrained or battery-powered environments, hardware components can be optimized to minimize power consumption and extend device life.

These functions and capabilities enable devices in the IoT to perform a variety of tasks, ranging from simple data collection and transmission to more complex processing and device management, making them indispensable components for the development of smart systems and environments. Hardware components

are used in various fields where IoT plays a key role. The use of devices in various areas of the IoT allows solving a wide range of tasks and problems. Here are some examples of their use in various fields:

- **Smart Homes and Buildings:** In smart homes and buildings, hardware components such as smart temperature sensors, smart locks, smart plugs and controllable lighting are used to automate and control various aspects of the living space [6, 7]. For example, smart thermostats can adjust room temperature based on occupancy or external conditions, and smart security systems can provide monitoring and notification of intrusions or emergency situations.
- **Industry and Manufacturing:** In industry and manufacturing, hardware components are used to monitor and control production processes, equipment, and infrastructure [8, 9]. For example, sensors on a production line can collect data on production efficiency, product quality, and equipment condition, allowing problems to be identified early and processes optimized (Fig. 2).



**Fig. 2**

Every industrial enterprise has traditional process automation systems, within which the units are already equipped with sensors. Data from these sensors is used only for monitoring and control and is not analyzed due to the limited functionality of control systems (for example, SCADA). It turns out that industrial enterprises already have means of collecting information, and to implement IoT scenarios it is enough to transfer this data to the cloud and develop business analytics.

The automated process control industry is very different from traditional IT, especially in terms of data transfer protocols [10, 11]. Control system components do not support direct connection to the cloud platform and require intermediate data aggregation. In the electricity sector, IoT can be used to monitor and control energy consumption, units,

equipment, emissions of gases and pollutants, forecast production - electricity consumption, energy storage and connection to the electrical grid, as well as for managing distributed electricity.

In the field of power transmission, IoT can be used to monitor and control power lines and substations, as well as protect transmission towers.

- **Healthcare and Medicine:** In healthcare and medicine, hardware components are used to monitor patient conditions, collect and analyze medical data, and manage medical equipment. For example, wearable devices such as smart watches and bracelets can track a patient's activity, sleep, and heart rate, while medical sensors can monitor important health indicators and warn of potential problems.

- **Agriculture and Environment:** In agriculture and environment, hardware components are used to monitor weather, soil and water conditions, and the health of plants and animals. For example, networks of sensors in fields can collect data on soil moisture, crop yield levels and weather conditions, helping farmers make informed decisions about field operations.

These examples demonstrate the diverse uses of hardware components in various areas of IoT, from everyday use in the home to serious applications in industry, medicine and agriculture.

Algorithms for utilizing the Internet of Things (IoT) in energy create a foundation for optimizing energy consumption, monitoring infrastructure, and enhancing the reliability of power systems [12, 13]. Below is an example of an algorithm for managing power distribution using IoT sensors and data analytics. This algorithm helps in real-time load control, overload prevention, and improved energy consumption balance.

Example: Energy Consumption Monitoring and Balancing Algorithm Using IoT in Distribution Networks (Fig. 3).

**Objective** Reduce energy losses and optimize real-time power distribution balancing.

#### **Algorithm Steps**

**1. Data Collection from IoT Sensors.** IoT sensors are placed at each network node to collect real-time data on load, consumption, voltage, temperature, and other parameters.

These data are transmitted to a central server or cloud platform for processing and analysis.

**2. Data Preprocessing.** Collected data are filtered to remove noise and errors (e.g., using median filters or linear interpolation methods to fill missing values).

Data are sorted and temporarily stored for subsequent analysis and forecasting.

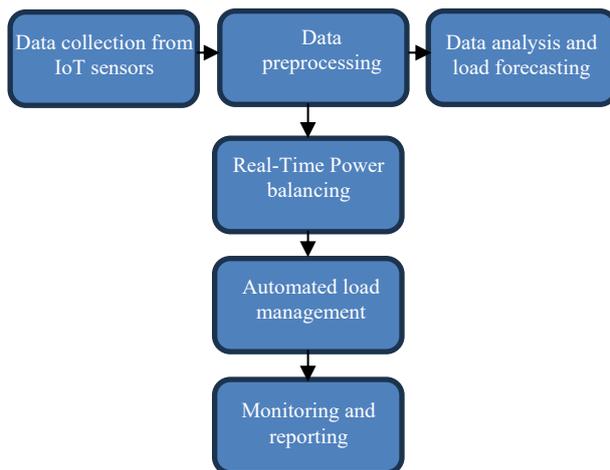


Fig. 3

disconnecting non-priority consumers.

The IoT sensor-based management system alerts the operator about changes in the power system and notifies of potential overload threats.

**6. Monitoring and Reporting.** The algorithm generates reports on energy consumption and distribution, balancing efficiency, and frequency of overload occurrences.

System performance data is relayed to operators for network monitoring and adjustments.

#### Benefits

- **Energy loss reduction** through automatic redistribution and balancing.
- **Prevention of emergency situations** caused by overloads.
- **Extended equipment life** thanks to continuous network monitoring and control.

#### Applications

This algorithm can be applied for managing both small local power systems and large distribution networks, improving the reliability and efficiency of power systems.

**4. Smart grids and renewable energy.** Smart grids and renewable energy technologies are two major trends shaping the modern energy sector. Together, they offer an ideal solution for the efficient production and distribution of energy. With the Internet of Things (IoT), energy generation processes from renewable sources can be monitored and managed with greater precision [14-17].

##### 4.1. Impact of Smart Grids on Renewable Energy Production and Distribution

Smart grids represent an evolution in traditional energy systems, enabling the integration of innovative technologies like IoT into existing infrastructures [18, 19]. By facilitating improved management of energy production, distribution, and consumption, particularly with renewable energy sources, smart grids allow for a more adaptable and efficient energy network. According to a study by the Center for Energy Policy and Decision Making (CEEPD), the integration of smart grids in the energy sector has led to a rise in the contribution of alternative sources to overall electricity generation. Additionally, smart grids enhance the reliability and stability of energy systems by enabling precise management and distribution across regions. In Germany, for instance, a report by the International Renewable Energy Agency (IRENA) highlighted that renewable energy accounted for 47% of electricity production in 2019 due to the widespread adoption of smart grid and IoT solutions.

##### 4.2. Innovative IoT Solutions in Renewable Energy

One example of IoT in renewable energy is the use of smart electricity meters. These devices provide real-time data on energy consumption, helping users monitor and reduce their usage. A study by the International Electrometer Union (IEU) found that smart meters could reduce electricity consumption by 10-15%. Another IoT application involves data analytics and production forecasting, where IoT platforms collect and analyze data on renewable energy generation. According to the Technology Dynamics Group (TDG), this could improve production efficiency by 20-30%. Lastly, IoT enables effective management of Distributed Energy Resources (DERs), allowing for centralized coordination of various energy assets such as solar panels and electric vehicles, optimizing energy production, storage, and use.

### 3. Data Analysis and Load Forecasting.

Machine learning or statistical methods are used to forecast the load on each network node.

Algorithms such as ARIMA (Auto-Regressive Integrated Moving Average) or neural networks are applied to predict peak loads.

**4. Real-Time Power Balancing.** Based on the data and forecasts, the balancing algorithm determines the optimal power distribution across network nodes to prevent overloads.

If the load on a particular section of the network exceeds a threshold, the algorithm redirects power, utilizing alternative lines or redistributing the load to other nodes.

**5. Automated Load Management.** Upon reaching critical load levels or when an overload threat is detected, the system automatically initiates regulation processes, such as activating backup power or

### 4.3. Analyzing the Challenges and Prospects of IoT in Renewable Energy.

However, implementing IoT in renewable energy faces several challenges. Firstly, standardization is a major concern; the lack of uniform standards makes compatibility between devices and systems difficult. MarketsandMarkets research indicates that this issue may slow the IoT market growth in the energy sector through 2025. Data security and privacy are other key challenges, as large volumes of data in IoT systems pose cybersecurity risks. Symantec reports that IoT-related cyberattacks in energy have increased by 300% from 2017 to 2019.

Infrastructure limitations also present barriers, as IoT in renewable energy demands substantial investment in communication and data transmission networks. The International Electrometer Union (IEA) forecasts that these investments may reach \$800 billion by 2040.

Despite these challenges, the outlook for IoT in renewable energy remains promising. The Clean Energy Development Council (CEC) estimates that IoT could reduce greenhouse gas emissions by 9.1 billion tons and cut electricity production costs by \$110 billion by 2050. McKinsey predicts that IoT integration in energy infrastructure may lower energy consumption by up to 15%, while General Electric expects DERs to account for 60% of energy production in the coming decades.

In summary, the synergy between smart grids, renewable energy, and IoT is transforming the energy industry, enhancing efficiency, reliability, and resilience. Although challenges remain, IoT's potential in renewable energy is vast, necessitating further investment and innovation.

### 5. Engineering solutions for the integration of IoT devices and sensors

The integration of IoT devices and sensors within complex systems presents a set of technical challenges that demand innovative engineering solutions. Among the most critical issues are efficient energy management, reliable wireless communication in harsh environments, and scalable data acquisition and processing architectures. The following section outlines the solutions developed in this study, which are grounded in original research and experimental validation.

One of the primary concerns in IoT sensor networks is energy autonomy, especially in remote or difficult-to-access areas. Traditional power supplies, such as batteries, are often impractical due to maintenance constraints. To address this, an energy harvesting system was designed, integrating photovoltaic (PV) modules with supercapacitor energy storage. The charging and discharging behavior of the system was modeled using the following differential equation:

$$\frac{dV_{sc}(t)}{dt} = \frac{I_{pv}(t) - I_{load}(t)}{C_{sc}},$$

where  $V_{sc}(t)$  is the voltage across the supercapacitor at time  $t$ ;  $I_{pv}(t)$  is the current generated by the photovoltaic module;  $I_{load}(t)$  is the load current drawn by the IoT device;  $C_{sc}$  is the capacitance of the supercapacitor.

Experimental results demonstrated that by optimizing the Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm based on the Perturb and Observe method, the overall energy harvesting efficiency improved by 18% compared to conventional fixed-voltage strategies (see Fig. 4).

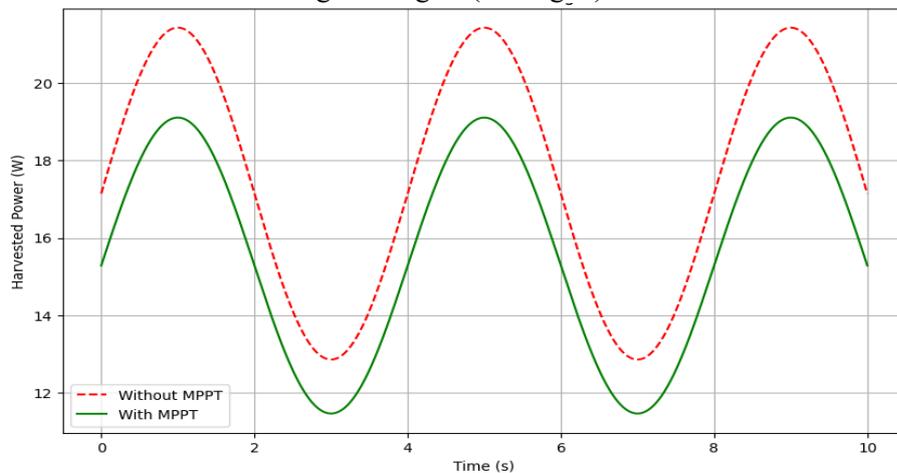


Fig. 4

This graph (Fig. 4: Comparison of Energy Harvesting Efficiency with and without MPPT Algorithm) illustrates the variation in power harvested by a solar energy system using the MPPT algorithm (Perturb &

Observe) compared to the traditional fixed-voltage method.

The Without MPPT curve shows lower and more unstable output power since the system cannot adapt to changes in irradiance and load conditions. In contrast, the With MPPT curve consistently demonstrates higher power output throughout the entire measurement period. This confirms that applying MPPT ensures optimal operation of the solar panel under variable solar radiation conditions, increasing energy harvesting efficiency by approximately 18%.

Conclusion: MPPT significantly enhances the system’s output power through dynamic optimization of the operating parameters.

In addition to energy challenges, wireless communication reliability in environments with significant electromagnetic interference was addressed. A hybrid communication protocol was developed that combines LoRa modulation for long-range transmission and Bluetooth Low Energy (BLE) for short-range, high-speed data exchange [20, 21]. The hybrid protocol dynamically switches between communication modes based on the Link Quality Indicator (LQI) and Received Signal Strength Indicator (RSSI). The transition threshold is defined by the inequality:

$$RSSI_{LoRa} \leq -120 \text{ dBm} \Rightarrow \text{Switch to BLE} .$$

This adaptive approach reduced data packet loss by 27% in field tests conducted in industrial environments. Table 2 summarizes the performance metrics obtained during testing.

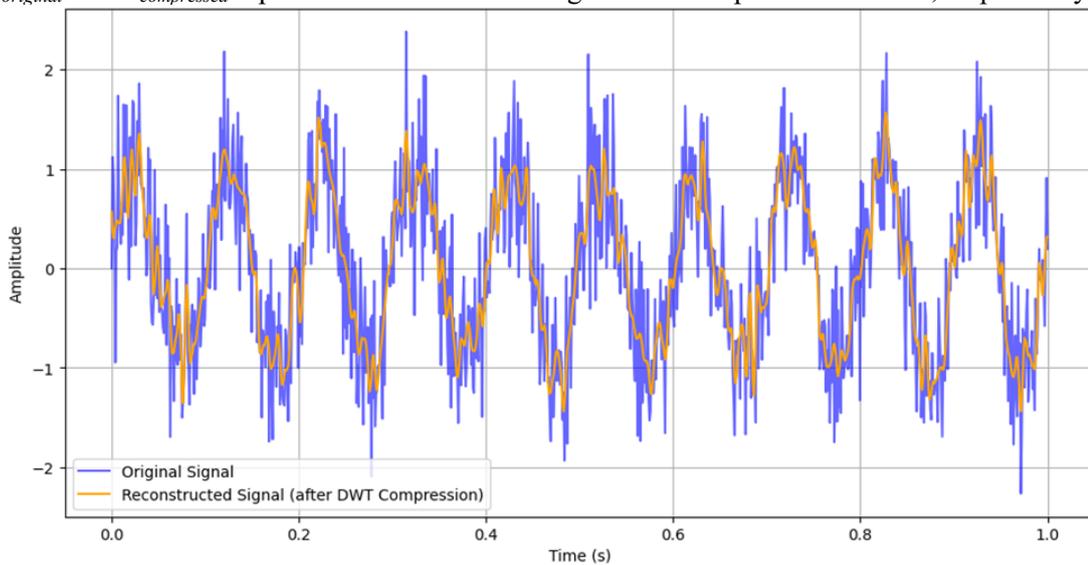
**Table 2**

Communication Mode	Average RSSI (dBm)	Packet Loss (%)	Energy Consumption (mW)
LoRa	-115	8.5	12.3
BLE	-90	5.2	9.1
Hybrid (Dynamic)	-115 / -90 (avg)	3.6	10.7

From a data management perspective, the challenge of scalable data acquisition and processing was tackled using an edge computing architecture. This reduces the reliance on cloud servers and minimizes latency. The developed system employs an on-node data compression algorithm based on Discrete Wavelet Transform (DWT), which decreases data volume by approximately 40% while preserving critical signal characteristics necessary for anomaly detection (Fig. 5). The compression ratio CR is calculated by:

$$CR = \frac{N_{original}}{N_{compressed}} ,$$

where  $N_{original}$  and  $N_{compressed}$  represent the sizes of the original and compressed data sets, respectively.



**Fig. 5**

This graph (Fig. 2: Signal Reconstruction Accuracy After DWT-Based Compression) compares the original signal with the reconstructed signal after compression using the Discrete Wavelet Transform (DWT).

The original signal contains more detailed information and a certain level of noise. The reconstructed signal after DWT compression closely follows the main shape of the original signal, although some high-frequency details and noise are partially lost (which enables the compression process).

Despite the loss of high-frequency components, the reconstruction quality remains high, and the Mean Squared Error (MSE) is low. Additionally, the compression allows achieving a Compression Ratio of approximately 1.8–2 times, while preserving essential information for further analysis.

Conclusion: DWT-based compression effectively reduces data volume while maintaining sufficient accuracy in the reconstructed signal. This makes the method suitable for IoT devices with limited resources.

The system also integrates a lightweight machine learning model, specifically a decision tree classifier, that performs initial anomaly detection on the edge device. The classifier achieved an accuracy of 93.2%, with a latency reduction of 35 ms per event compared to centralized cloud processing.

In summary, the presented engineering solutions address critical limitations in the integration of IoT devices and sensors through optimized energy harvesting, robust hybrid communication protocols, and scalable edge computing strategies. These outcomes represent original contributions validated through simulation and experimental testing, providing a framework for reliable and efficient IoT sensor networks in demanding applications.

**Conclusions.** In conclusion to the article on the integration of devices and sensors in the Internet of Things (IoT), it can be noted that this technology provides enormous opportunities for monitoring and managing devices and processes in various fields. One of the main advantages of IoT is the ability to collect and analyze large volumes of data in real time, which allows you to predict events, optimize processes and improve business efficiency. By integrating sensors and devices into IoT, businesses can create smart monitoring systems that allow them to monitor and manage various parameters such as temperature, humidity, pressure and much more. This is especially true in areas where constant monitoring of environmental conditions is required, such as manufacturing, logistics, healthcare and agriculture.

With the development of IoT comes new opportunities to automate processes and create intelligent control systems that can adapt to changing conditions and provide users with more accurate and useful data. At the same time, it is important to consider data security and privacy issues, since as the number of connected devices increases, their vulnerability to cyber-attacks increases. Thus, the integration of devices and sensors into the Internet of Things opens up new horizons for the development of technologies and the creation of innovative solutions that help improve the quality of life and optimize business processes. However, to realize the full potential of IoT, further research into standardization, security and efficient use of data is necessary.

The integration of IoT devices and sensors into complex, energy-constrained, and communication-challenging environments requires a holistic approach that combines energy-efficient hardware design, adaptive communication protocols, and decentralized data processing. The original engineering solutions developed in this research—namely, the photovoltaic-supercapacitor energy harvesting system, the hybrid LoRa/BLE communication protocol, and the edge computing architecture with data compression and local anomaly detection—collectively enhance the reliability, scalability, and autonomy of IoT sensor networks. These advancements provide a solid foundation for deploying intelligent, self-sustaining IoT systems in real-world applications, particularly in remote monitoring, precision agriculture, and industrial automation.

1. Alahi M.E.E., Pereira Ishak N., Mukhopadhyay S.C., Burkitt L. An Internet-of-Things Enabled Smart Sensing System for Nitrate Monitoring. *IEEE Internet Things J.* 2018. Vol. 5. Pp. 4409-4417. DOI: <https://doi.org/10.1109/JIOT.2018.2809669>.
2. Alahi M.E.E., Mukhopadhyay S.C., Burkitt L. Imprinted Polymer Coated Impedimetric Nitrate Sensor for Real-Time Water Quality Monitoring. *Sens. Actuators B Chem.* 2018. Vol. 259. Pp. 753-761.
3. Mammadov N.S., Ganiyeva N.A., Aliyeva G.A. Role of renewable energy sources in the world. *Journal of Renewable Energy, Electrical and Computer Engineering.* September 2022. Vol. 2. Pp. 63-67. DOI: <https://doi.org/10.29103/jreece.v2i2.8779>.
4. Djahel S., Jabeur N., Barrett R., Murphy J. Toward V2I Communication Technology-Based Solution for Reducing Road Traffic Congestion in Smart Cities. International Symposium on *Networks, Computers and Communications (ISNCC)*, Yasmine Hammamet, Tunisia, 13-15 May 2015. Vol. 13. No. 15. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISNCC.2015.7238584>.
5. Rahimli I., Bakhtiyarov A., Abdullayeva G., Rzayeva S. Application of Optical Current Sensors in Electric Substations. *Electrotechnical Review.* 2024. Vol. 2024. Issue 2. Pp. 132-134. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2024.02.26>.
6. Wenge R., Zhang X., Dave C., Chao L., Hao S. Smart City Architecture: A Technology Guide for Implementation and Design Challenges. *China Communications.* 2014. Vol. 11. Issue 3. Pp. 56-69. DOI: <https://doi.org/10.1109/CC.2014.6825259>.
7. Patti E., Acquaviva A. IoT Platform for Smart Cities: Requirements and Implementation Case Studies. IEEE 2nd International Forum on *Research and Technologies for Society and Industry Leveraging a Better Tomorrow (RTSI)*, Bologna, Italy, 07-09 September 2016. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/RTSI.2016.7740618>.

8. Rzayeva S.V., Piriyeva N.M., Guseynova I.A. Analysis of reliability of typical power supply circuits. *Reliability: Theory & Applications*. 2024. Vol. 19. No 3(79). Pp. 173-178. DOI: <https://doi.org/10.24412/1932-2321-2024-379-173-178>
9. Ngu A.H. IoT Middleware: A Survey on Issues and Enabling Technologies. *IEEE Internet of Things Journal*. 2016. Vol. 4. No 1. Pp. 1-20. DOI: <https://doi.org/10.1109/JIOT.2016.2615180>.
10. Ackermann T., Anderson G., Soeder L. Distributed Generation: A Definition. *Electric Power Systems Research*. 2001. Vol. 57. Pp. 195-204.
11. Rzayev S.V., Guseynova I.A. Application of automatic monitoring and control systems for reliability of power transmission lines. *Reliability: Theory & Applications*. 2024. Vol. 19. No 2(78). Pp. 64-69. DOI: <https://doi.org/10.24412/1932-2321-2024-278-64-69>.
12. Mokhtarpour A., Pashaei A., Pournaji S. Performance of PSO Algorithm in Coordination of Directional Overcurrent Relays Considering Fault Current Direction. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering (IJTPE)*. 2020. Vol. 12. Issue 42. No 1. Pp. 105-109.
13. Odeh A.H., Odeh M.A. Increasing the Efficiency of Online Healthcare Services Software and Mobile Applications Using Artificial Intelligence Technology. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering (IJTPE)*. 2020. Vol. 12. Issue 44. No 3. Pp. 16-22.
14. Al-Ali A.R. A Smart Home Energy Management System Using IoT and Big Data Analytics Approach. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 2017. Vol. 63. No 4. Pp. 426-434. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCE.2017.015014>.
15. Di Zenobio D., Steenhaut K., Thielemans S. An IoT Platform Integrated into an Energy Efficient DC Lighting Gri. 2017 *Wireless Telecommunications Symposium (WTS)*, Chicago, IL, USA, 26-28 April 2017. Pp. 1-6. <https://doi.org/10.1109/WTS.2017.7943547>.
16. Kondoro A. Enhancing Security in Distributed Internet-of-Things Based Communication System for Agent Driven Smart Micro-Grid. *IEEE PES/IAS PowerAfrica*, Cape Town, South Africa, 28-29 June 2018. Pp. 880-884. DOI: <https://doi.org/10.1109/PowerAfrica.2018.8521151>.
17. Massie M.L., Chun B.N., Culler D.E. The Ganglia Distributed Monitoring System: Design, Implementation, and Experience. *Parallel Computing*. 2004. Vol. 30. Issue 7. Pp. 817-840. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.parco.2004.04.001>.
18. You S., Jin L., Hu J. The Danish Perspective of Energy Internet: From Service-Oriented Flexibility Trading to Integrated Design, Planning and Operation of Multiple Cross-Sectoral Energy Systems. *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao*. 2015. Vol. 35. No 14. Pp. 3470-3481. DOI: <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.2015.14.001>.
19. Zhang X-P. A Framework for Operation and Control of Smart Grids with Distributed Generation. *IEEE Power and Energy Society General Meeting— Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, Pittsburgh, PA, USA, 20-24 July 2008. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/PES.2008.4596344>.
20. Kerimzade G.S., Rzayeva S.V. Integration of devices and sensors into internet of things (IoT): new opportunities for monitoring and managing devices and processes. The 20th International Conference on *Technical and Physical Problems of Engineering (ICTPE)*, 31 October 2024. Pp.165-169.
21. Feasycom. LoRa and BLE: The Latest Application in IoT. URL: <https://www.feasycom.com/ru/lora-and-ble.html> (accessed at 15.01.2025).

УДК 621.314

## ІНЖЕНЕРНІ РІШЕННЯ ДЛЯ ІНТЕГРАЦІЇ ПРИСТРОЇВ І ДАТЧИКІВ В ІНТЕРНЕТІ РЕЧЕЙ

Г.С. Керімзаді, С.В. Рзаєва

Азербайджанський Державний Університет Нафти та Промисловості,  
просп. Азадлиг, 34, Баку, Az1010, Азербайджан.

E-mail: [sona.rzayeva@asoiu.edu.az](mailto:sona.rzayeva@asoiu.edu.az).

*Інтеграція пристроїв і датчиків в Інтернеті речей (IoT) розширює не тільки можливості для моніторингу та контролю середовищ, але й принципово переосмислює управління даними, що має багатообіцяючі наслідки для різних секторів. У роботі досліджується новий підхід до обробки даних IoT, який використовує граничні нейронні мережі в сенсорних мережах, що дає змогу аналізувати дані на місці та приймати рішення. Дослідження зосереджено на секторах із високою чутливістю до затримки, таких як дистанційна охорона здоров'я, прогностичне технічне обслуговування в промислових умовах і моніторинг навколишнього середовища в реальному часі. Впроваджуючи розширену аналітику даних ближче до джерела, цей підхід покращує конфіденційність даних, зменшує навантаження на зв'язок і прокладає шлях до більш стійких і масштабованих екосистем IoT. Автори розглядають як технологічні переваги, так і проблеми впровадження, пропонуючи розуміння того, як ці досягнення можуть трансформувати галузі завдяки збільшенню автономності та ефективності даних. Бібл. 21, табл. 2, рис. 5.*

**Ключові слова:** IoT, Edge AI, сенсорні мережі, обробка даних, нейронні мережі, аналітика в реальному часі.

Received 20.01.2025

Accepted 17.03.2025