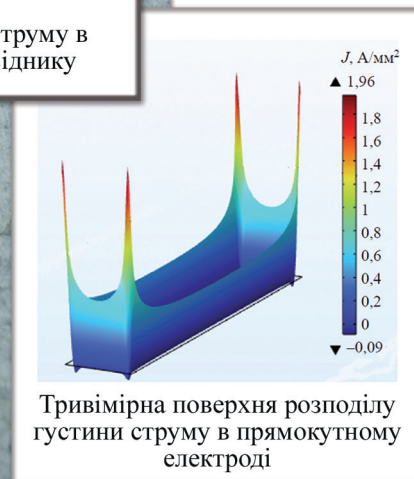
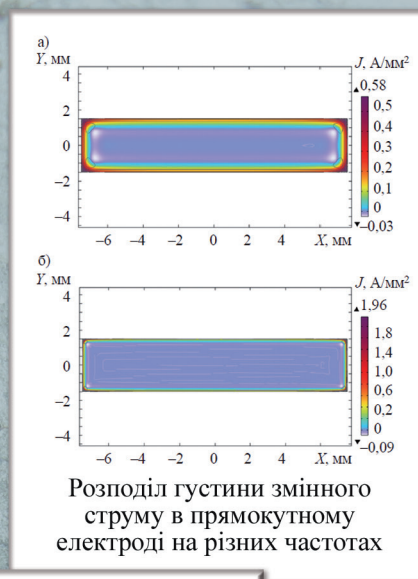
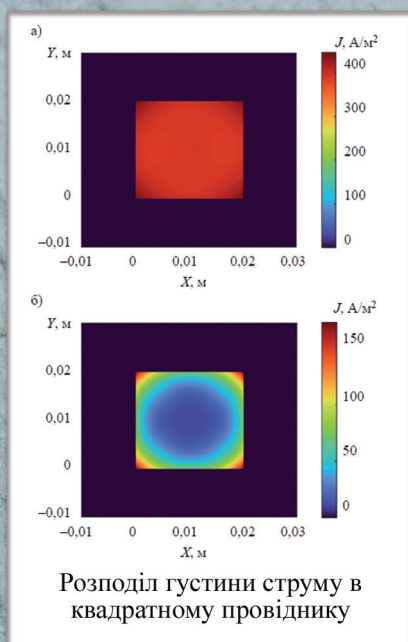
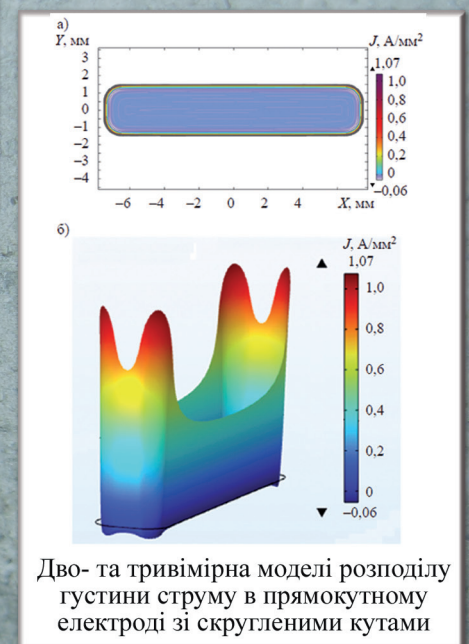


ТЕХНОЛОГІЯ ТА КОНСТРУЮВАННЯ В ЕЛЕКТРОННІЙ АПАРАТУРІ



До статті

«Математичне моделювання розподілу густини струму в електродах електрохірургічних інструментів з прямокутною робочою поверхнею»



1 2026

СІЧЕНЬ — ЧЕРВЕНЬ

НАУКОВО-ВИРОБНИЧИЙ ЖУРНАЛ
«ТЕХНОЛОГІЯ ТА КОНСТРУЮВАННЯ В ЕЛЕКТРОННІЙ АПАРАТУРІ»
“TECHNOLOGY AND DESIGN IN ELECTRONIC EQUIPMENT”

ISSN 3083-6530 (Print)
ISSN 3083-6549 (online)

Виходить два рази на рік

ГОЛОВНИЙ РЕДАКТОР
Олександр БОНДАРЕНКО, к.т.н. (КПІ імені Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна)

РЕДАКЦІЙНА РАДА

Олександр БЄЛЯЄВ, д.ф.-м.н., академік НАН України (ІФН НАН України, м. Київ, Україна)
Микола ВАКІВ, д.т.н. (НВП «Електрон-Карат», м. Львів, Україна)
Геннадій ОБОРСЬКИЙ, д.т.н. (Одеська політехніка, м. Одеса, Україна)
Володимир ЧМІЛЬ, к.т.н. (НВП «Сатурн», м. Київ, Україна)
Олена ТИХОНОВА (ІПП «Політехперіодика», м. Одеса, Україна)

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

<i>Світлана АНТОЩУК, д.т.н. (Одеська політехніка, Україна)</i>	<i>Остан ОЛІЙНИК, к.т.н. (КПІ імені Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна)</i>
<i>Олександр БЄЛЯЄВ, д.ф.-м.н., академік НАН України (ІФН НАН України, м. Київ, Україна)</i>	<i>Vitor PIRES, Prof. (Instituto Politécnico de Setúbal, Portugal)</i>
<i>Dmitri VINNIKOV, Dr.Sc. (Tallinn University of Technology, Tallinn, Estonia)</i>	<i>Сергій ПЛАКСІН, д.ф.-м.н. (ІТСТ НАН України «Трансмаг», м. Дніпро, Україна)</i>
<i>Klodian DHOSKA, Dr.Sc. (Polytechnic University of Tirana, Albania)</i>	<i>Noel RODRIGUEZ, Prof. (Universidad de Granada, Granada, Spain)</i>
<i>Анатолій ДРУЖИНІН, д.т.н. (Львівська політехніка, Україна)</i>	<i>Enrique ROMERO-CADAVAL, Prof. (Universidad de Extremadura, Badajoz, Spain)</i>
<i>Анатолій ЄВТУХ, д.ф.-м.н. (ІФН НАН України, м. Київ, Україна)</i>	<i>Олександр РИБКА, к.ф.-м.н. (ІНЦ ХФТІ м. Харків, Україна)</i>
<i>Janis ZAKIS, Dr. Sc. (Riga Technical University, Latvia)</i>	<i>Валерій СИТНИКОВ, д.т.н. (Одеська політехніка, Україна)</i>
<i>Diego P. MORALES, Prof. (Universidad de Granada, Granada, Spain)</i>	<i>Сергій СТЕПЕНКО, к.т.н. (Чернігівський національний технологічний університет, Україна)</i>
<i>Ігор НЕВЛЮДОВ, д.т.н. (ХНУРЕ, м. Харків, Україна)</i>	<i>Ryszard STRZELECKI, Prof. (Gdynia Maritime University, Gdynia, Poland)</i>
<i>Denis NIKAI, Ph.D. (Moldova State University, Chisinau, Moldova)</i>	<i>Василь ТОМАШИК, д.х.н. (ІФН НАН України, м. Київ, Україна)</i>
<i>Юрій НІКОЛАЄНКО, д.т.н. (КПІ імені Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна)</i>	

Контактна інформація

Україна, 65044, Одеса, пр-т Шевченка, 1
journal@tkea.com.ua, www.tkea.com.ua,
+38 099 444 63 52.

ТЕХНОЛОГІЯ
ТА
КОНСТРУЮВАННЯ
В
ЕЛЕКТРОННІЙ
АПАРАТУРІ

НАУКОВО-ВИРОБНИЧИЙ ЖУРНАЛ

2026

№ 1

Рік видання 50-й

Включено до категорії «Б»
Переліку наукових фахових
видань України (наказ МОН № 928
від 11.06 2026 р.) у межах кластеру
«Інформаційні технології
та електроніка»
за спеціальностями
G5, F7, F5, G6, G7, F2

Бази даних, в яких індексується
журнал:

- міжнародна система
бібліографічних посилань CrossRef
- каталог журналів відкритого
доступу DOAJ
- відкрита база даних від Clarivate на
платформі Web of Science Research
Commons
- пошукова система та база даних
наукових цитувань Open Ukrainian
Citation Index (OUCI),
• Google Scholar

Номер вийшов за підтримки
Національного університету
«Одеська політехніка»,
НВП «Сатурн»,
НВП «Електрон-Карат»

Схвалено до друку
Вченою радою

Національного університету
«Одеська політехніка»
(Протокол № 19 від 23.06 2026 р.)
Відп. за випуск: Олена Тихонова

СПІВЗАСНОВНИКИ

Інститут фізики напівпровідників
ім. В. Є. Лашкарьова НАН України;
Науково-виробниче підприємство
«Сатурн»;

Національний університет
«Одеська політехніка»;

Видавництво «Політехперіодика»

З назвою

«Технологія та конструювання
в електронній апаратурі» /
«Technology and design in electronic
equipment»
виходить з 2023 р.

Ідентифікатор медіа R30-03458
(Рішення Національної ради України
з питань телебачення і радіомовлення
№ 896 від 21.03.2024 р.)

ЗМІСТ

Нові компоненти для електронної апаратури

Топологічна трансформація вихрових струмів в анізотроп-
них електропровідних структурах. *Анатолій Ащеулов, Микола
Дерев'янчук*..... 3

Характеристики компонентів нанокластерної підсистеми гете-
ропереходів. *Володимир Ковальчук, Дмитро Корбан, Максим
Яковенко*..... 9

Сенсоелектроніка

Моделювання фотодіодної структури на основі гетеропереходу
ZnO/Si. *Ігор Вірт, Іван Падалка* (англійською)..... 17

Апаратно-програмні комплекси та системи

Апаратно-програмний генератор випадкових чисел на основі на-
півпровідникової фотоматриці та логічних комбінацій клітин-
них автоматів. *Сергій Янушевський, Юрій Добровольський* 32

Системи передачі та обробки сигналів

Методи нейромережевої класифікації сигналів із розшире-
ним спектром у системах радіомоніторингу. *Іван Горбатий,
Олександр Усатий* 38

Енергетична електроніка

Адаптація методу оцінки зваженої ефективності фотоелек-
тричних інверторів до кліматичних та експлуатаційних умов
України. *Ігор Твердовський, Сергій Степенко* 45

Неактивні компоненти потужності в системі живлення БПЛА
на основі підвищувального перетворювача постійного струму.
Дмитро Миколасць (англійською) 58

Імпульсний метод визначення поточного рівня працездатності
електрохімічного накопичувача енергії. *Сергій Плаксін, Микола
Житник, Руслана Левченко, Світлана Остаповська, Ірина
Тимченко* 62

Біомедична електроніка

Математичне моделювання розподілу густини струму в елек-
тродях електрохірургічних інструментів з прямокутною робо-
чою поверхнею. *Андрій Дубко, Олександр Романенко, Сергій
Римар* 70

Метрологія. Стандартизація

Параметричний аналіз ортогонального вихрострумовеого пере-
творювача для контролю товщини діелектричних покриттів.
Юрій Хомяк, Микита Носков 76

CONTENTS

New components for electronic equipment

Topological transformation of eddy currents in anisotropic electrically conductive structures. *Anatoly Ashcheulov, Mykola Derevianchuk* 3

Characteristics of nanocluster subsystem components of heterojunctions. *Volodymyr Kovalchuk, Dmytro Korban, Maxim Yakovenko* 9

Sensors

Modeling of a photodiode structure based on a heterojunction ZnO/Si. *Ihor Virt, Ivan Padalka* 17

Hardware and software complexes and systems

Hardware software true random number generator based on a semiconductor photodiode array and logical combinations of cellular automata. *Serhii Yanushevskyi, Yuriy Dobrovolsky* 32

Signals transfer and processing systems

Neural network-based methods for spread spectrum signal classification in radio monitoring systems. *Ivan Horbatiy, Oleksandr Usatyi* 38

Power electronics

Adaptation of the weighted efficiency assessment method for photovoltaic inverters to climatic and operational conditions of Ukraine. *Ihor Tverdovskyi, Serhii Stepenko* 45

Inactive power components in a UAV power system based on a DC-DC boost converter. *Dmytro Mykolaiets* 58

Pulse method for determining the current state of health of an electrochemical energy storage device. *Serhii Plaksin, Mykola Zhitnik, Ruslana Levchenko, Svitlana Ostapovska, Iryna Tymchenko* 62

Biomedical electronics

Mathematical modeling of current density distribution in electrodes of electrosurgical instruments with rectangular working surfaces. *Andrii Dubko, Oleksandr Romanenko, Serhii Rymar* 70

Metrology. Standardization

Parametric analysis of an orthogonal eddy current transducer for measuring the thickness of dielectric coatings. *Yurii Khomiak, Mykyta Noskov* 76

The journal is included in the category «Б» of the List of scientific specialized publications of Ukraine (Order of the Ministry of Education and Science No. 928 dated 11.06.2026) within the “Information Technology and Electronics” cluster for specializations

G5, F7, F5, G6, G7, F2

The journal is indexed in:

- CrossRef international system of bibliographic references
- DOAJ catalog of open access journals
- Research Commons open database from Clarivate on the Web of Science platform
- Open Ukrainian Citation Index (OUCI) search engine and scientific citation database
- Google Scholar.

The issue was released with the support of Odesa Polytechnic National University, SPE «Saturn», SRC «Elektron-Carat»

Approved for publication by Odesa Polytechnic National University Academic Council (Summary Records N 19, 06.23.2026)

Editor in charge of the issue: Olena Tykhonova

FOUNDERS

V. E. Lashkaryov Institute of Semiconductor Physics NAS of Ukraine;

Scientific production enterprise «Saturn»;

Odesa Polytechnic National University; Publishing house «Politekhperiodika»

Re-registered in 2023 as «Технологія та конструювання в електронній апаратурі» / «Technology and design in electronic equipment»

Media ID R30-03458 (Resolution of the National Service of Ukraine regarding TV and radio supply No. 896 dated 03.21.2024)

Анатолій АЩЕУЛОВ¹, Микола ДЕРЕВ'ЯНЧУК²

Україна, м. Чернівці, ¹Інститут термоелектрики НАН і МОН України,

²Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича

ТОПОЛОГІЧНА ТРАНСФОРМАЦІЯ ВИХРОВИХ СТРУМІВ В АНІЗОТРОПНИХ ЕЛЕКТРОПРОВІДНИХ СТРУКТУРАХ

Проведено чисельне моделювання та топологічний аналіз розподілу вихрових електричних струмів в анізотропних електропровідних структурах методом спектрального розкладання у діапазоні значень коефіцієнта анізотропії $K = 0,0067 - 150$. Встановлено, що класичне “руйнування” вихрових структур за екстремальних значень K є наслідком топологічної трансформації — переходу від замкнених еліптичних траєкторій до квазілінійних потоків. Доведено інваріантність механізму відносно реципрокного перетворення $K \rightarrow 1/K$. Запропоновано критерій критичних режимів на основі радіуса кривини вихрових ліній. Отримані результати дозволяють керувати топологією поля та імпедансом для оптимізації джерел живлення, елементів антенних систем спрямованої дії та інших пристроїв на основі анізотропних електропровідних структур.

Ключові слова: електропровідність, анізотропія, вихровий струм, імпеданс, джерела живлення, антенні системи, реципрокність, топологічна трансформація, спектральний метод.

Актуальність вивчення процесів перетворення електромагнітної енергії в анізотропних електропровідних структурах зумовлюється необхідністю вдосконалення елементної бази сучасних електронних комунікацій. Це пов'язано як з глобальними викликами щодо підвищення надійності силових електронних пристроїв та пошуку нових технологічних трендів [1], так і з гострою потребою у вдосконаленні проєктування високоефективних антенних систем, що є критично важливим для стабільного живлення автономних пристроїв у сучасних умовах [2]. Перспективи створення нової елементної бази електроніки відкрилися завдяки ефекту електроомічної трансформації [3]. Одним із найбільш перспективних пристроїв, що ґрунтується на використанні цього явища, можна вважати анізотропний електропровідний трансформатор (АЕТ) [4]. Його застосування в інфокомунікаційних системах дозволяє реалізувати нові підходи до управління потоками електромагнітної енергії, що є критично важливим для оптимізації сучасних засобів електронних комунікацій. Практична реалізація таких перетворювачів енергії базується на використанні особливостей анізотропних електропровідних структур.

Дослідження теплових характеристик АЕТ [5], продемонструвавши перспективність подібних конструкцій, виявили також низку нелінійних ефектів, що потребують глибшого дослідження. Наприклад, ключовим фактором, який визначає енергетичну ефективність трансформатора, є розподіл вихрових електричних струмів у його робочому об'ємі. У роботі [6] було проаналізовано цей розподіл за помірних

частот та відносно невеликих коефіцієнтів анізотропії K , де вихрові струми формують характерні еліптичні контури. Сучасні тензорні та чисельні підходи до моделювання вихрових струмів в анізотропних композитних матеріалах, зокрема з урахуванням дефектів та багатшарової структури [7]–[9], підтверджують утворення еліптичних структур за помірної анізотропії. Проте після досягнення певних критичних значень коефіцієнта анізотропії характер розподілу струмів зазнає суттєвих якісних змін.

У цій роботі проведено топологічний аналіз впливу коефіцієнта анізотропії та кута орієнтації кристалографічних осей на структуру розподілу вихрових струмів. Отримана в результаті систематизація даних щодо поведінки поля в режимах екстремальної анізотропії має забезпечити теоретичну базу для створення ефективних пристроїв на основі анізотропних електропровідних структур.

Об'єкт і предмет дослідження

Розглянемо схематичну конструкцію АЕТ, зображену на **рис. 1**.

В основі АЕТ розміщено однорідну анізотропну електропровідну пластину l , електропровідність $\hat{\sigma}$ якої описується тензором другого рангу і після орієнтації кристалографічної осі Ox під деяким кутом γ набуває такого вигляду [10, с. 43–46]:

$$\hat{\sigma} = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & 0 \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{33} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де σ_{ij} — компоненти провідності у лабораторній системі координат.

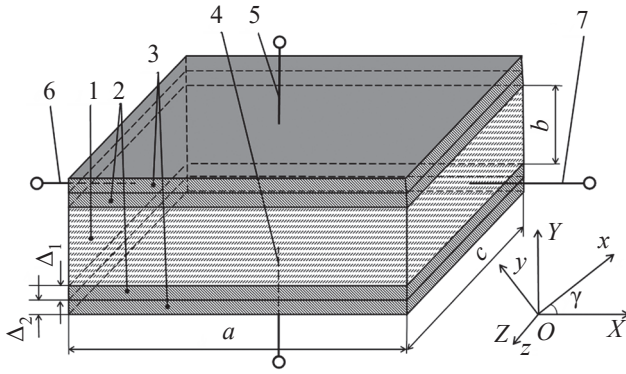


Рис. 1. Схематична конструкція анізотропної електропровідної структури:

1 — пластина з анізотропного електропровідного матеріалу;
2 — діелектричні шари; 3 — електропровідні шари;
4, 5 — електропідводи; 6, 7 — електровиводи

Поздовжня $\sigma_{\parallel}$ та поперечна $\sigma_{\perp}$ складові провідності [11, с. 46–55] визначаються виразами

$$\sigma_{\parallel} = \dot{\sigma}_{11} \cos^2 \gamma + \dot{\sigma}_{22} \sin^2 \gamma; \quad (2)$$

$$\sigma_{\perp} = (\dot{\sigma}_{11} - \dot{\sigma}_{22}) \cos \gamma \sin \gamma, \quad (3)$$

де $\dot{\sigma}_{11}, \dot{\sigma}_{22}$ — діагональні компоненти тензора провідності у кристалографічній системі координат.

Коефіцієнт анізотропії K матеріалу електропровідної пластини визначається значеннями провідності у головних кристалографічних осях:

$$K = \dot{\sigma}_{11} / \dot{\sigma}_{22}. \quad (4)$$

Основним параметром АЕТ є поперечно-поздовжній коефіцієнт перетворення [4]

$$m = \frac{(\dot{\sigma}_{11} - \dot{\sigma}_{22}) \cos \gamma \sin \gamma}{\dot{\sigma}_{11} \cos^2 \gamma + \dot{\sigma}_{22} \sin^2 \gamma}. \quad (5)$$

Граничні умови та робоче рівняння

У попередніх дослідженнях [6] за накладених граничних умов

$$j_x = 0 \text{ при } x = \pm a/2, j_y = 0 \text{ при } y = \pm b/2; \quad (6)$$

$$j_{x,y}(z) \approx e^{-z/\delta}, \quad \delta = \sqrt{\frac{2}{\mu \sigma_{\text{сф}} \omega}}; \quad (7)$$

$$\vec{H}_{\text{вн}} = \vec{H}_{\text{зовн}} \quad (8)$$

було отримано рівняння

$$\left(\sigma_{11} \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \sigma_{22} \frac{\partial^2}{\partial x^2} - 2\sigma_{12} \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} \right) j_z(x, y) = -i\omega B_z(x, y), \quad (9)$$

яке описує просторовий розподіл вихрових електричних струмів у площині $a \times b$ анізотропної електропровідної пластини під дією змінного електромагнітного поля.

Чисельне моделювання та візуалізація

Дослідження базується на чисельному моделюванні розподілу густини вихрових струмів в анізотропному електропровідному середовищі з використанням методів обчислювальної електродинаміки. У роботі [6] встановлено залежність просторового розподілу вихрових струмів від коефіцієнта анізотропії K та кута орієнтації γ . Використовуючи аналогічний підхід, у цій роботі проведено моделювання чисельного розв'язання рівняння Пуассона методом спектрального розкладання у просторі Фур'є (*spectral-domain solver*) на рівномірній дискретизаційній сітці 401×401 вузлів. Розв'язання виконувалося у спектральній області з використанням швидкого перетворення Фур'є відповідно до підходу [12, с. 75–86] з урахуванням анізотропного тензора провідності та його орієнтації [13, с. 331–339]. Чисельна реалізація здійснювалася засобами бібліотек SciPy і NumPy [14], [15] із використанням алгоритмів FFT (Fast Fourier Transform) [16, с. 608–617], які коректно описують процеси в центральній частині пластини. Після обчислення та нормалізації поля j_z проводилася візуалізація у вигляді контурного графіка з кольоровою шкалою (*colormap viridis*), градієнтних ліній струму (*streamplot*) та розрідженої картини його векторної густини (*quiver*).

Такий підхід дозволив ефективно проаналізувати вплив величин K та γ на топологію вихрових струмів для $K=0,05$ та $K=20,0$ при $\gamma=45^\circ$. Зауважимо, що тут, як і в попередніх дослідженнях, максимальний коефіцієнт трансформації m спостерігається при орієнтації кристалографічних осей під кутом $\gamma=45^\circ$ для будь-яких довільних додатних значень K [4].

На **рис. 2** представлено результати для випадку, коли велика вісь еліпса орієнтована під кутом $\gamma=45^\circ$. Тут спостерігається стабільна еліптична топологія вихрових струмів, поле має локалізований характер, лінії струму замкнені. Аналіз цих рисунків показує, що раніше встановлені закономірності формування вихрових струмів [6] зберігаються і з помірним збільшенням (зменшенням) коефіцієнта анізотропії K спостерігається поступове витягування вихрового контуру вздовж осі з більшою провідністю під кутом γ . Це ілюструє безперервність трансформації вихрового поля в межах “еліптичного” режиму.

Для аналізу поведінки вихрових струмів за відносно великих та малих значень коефіцієнта анізотропії K та різних значеннях кута орієнтації γ в анізотропному електропровідному середовищі проведено серію чисельних експериментів за тією ж методикою, що й для помірних K . Результати наведено на **рис. 3** (колірна шкала відображає нормовану амплітуду густини струму $j_{z, \text{norm}}$).

Проведений аналіз показав, інваріантність рівняння поля відносно перетворення $K \rightarrow 1/K$ за умови повороту системи координат на 90° . Це дозволяє

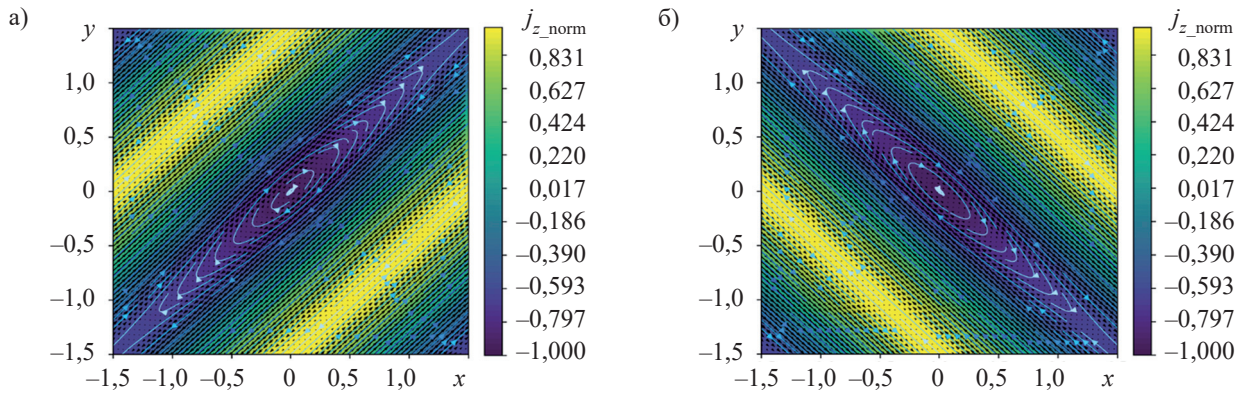


Рис. 2. Розподіл нормованої густини вихрових струмів при $\gamma = 45^\circ$ для коефіцієнта анізотропії $K=0,05$ (а) та $K=20$ (б)

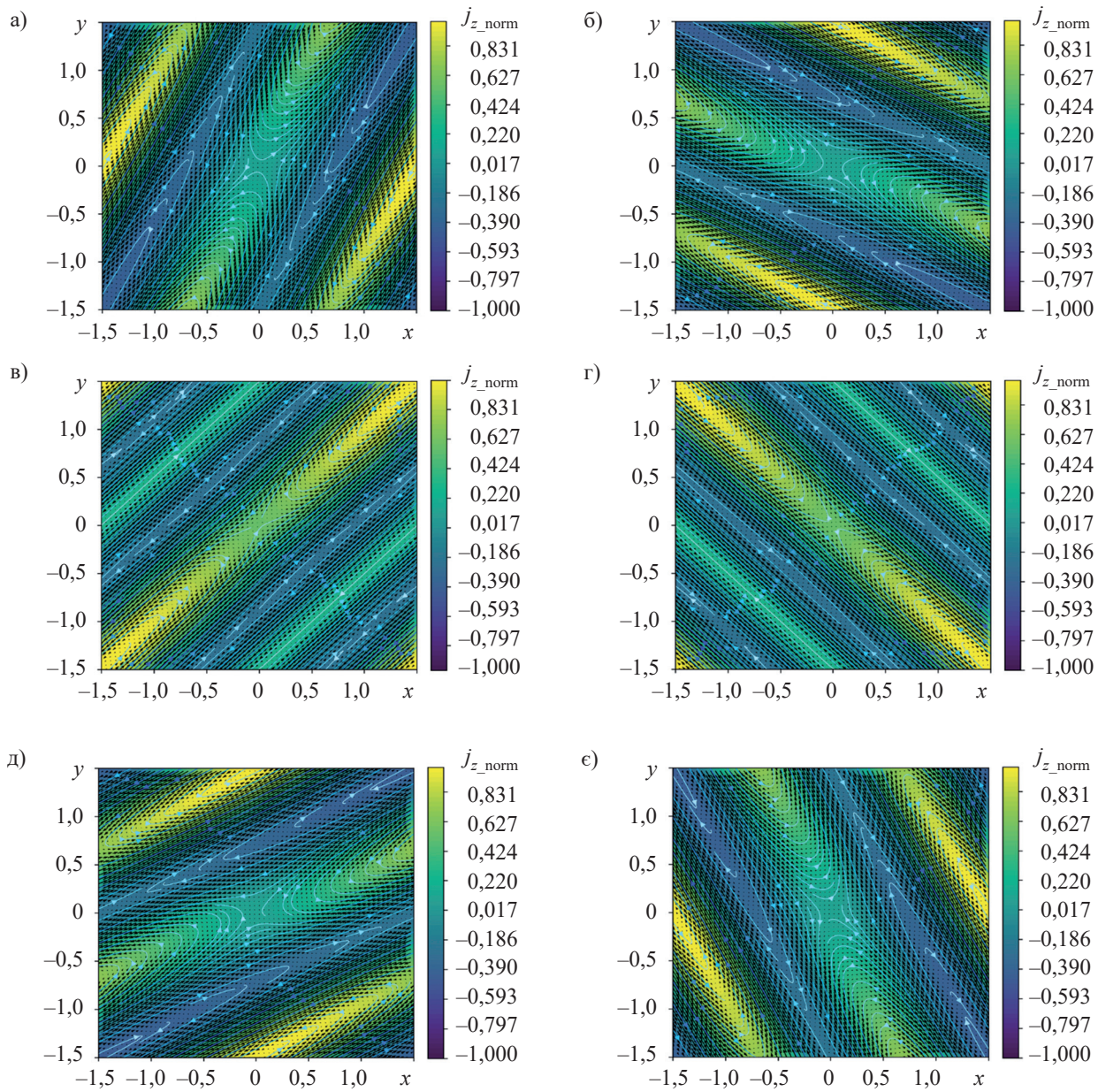


Рис. 3. Розподіл нормованої густини вихрових струмів для значень коефіцієнта анізотропії $K=0,0067$ (а, в, д) та $K=150$ (б, г, е) за різної орієнтації кристалографічної осі Ox :

$a, б — \gamma = 30^\circ$; $в, г — \gamma = 45^\circ$; $д, е — \gamma = 60^\circ$

стверджувати, що результати розв'язання рівняння (9) для випадків $K \gg 1$ та $K \ll 1$ є фізично еквівалентними й описують спрямування квазілінійних потоків вздовж взаємно ортогональних осей.

Аналіз розподілу густини вихрових струмів показав якісну зміну топології при переході до великих значень коефіцієнта анізотропії. Якщо за відносно малих величин K лінії струму утворюють замкнені еліптичні структури (рис. 2), що відповідає класичному уявленню про вихрові поля, то за $K = 150$ (рис. 3) спостерігається перетворення замкнених траєкторій вихрових струмів у квазілінійні потоки. Візуально це проявляється у вигляді параболоподібних ліній розподілу струму, де вершини відповідають центрам вихрового збудження, а гілки вказують на домінуючий напрямок потоку вздовж осі максимальної провідності. Така топологічна зміна свідчить про те, що при досягненні критичних значень K механізм замикання вихрових траєкторій енергетично пригнічується анізотропними властивостями середовища, перетворюючи АЕТ на спрямовану лінію передачі струму.

Зі збільшенням коефіцієнта анізотропії K спостерігається втрата геометричної стабільності еліптичної топології вихрових струмів. У разі помірної анізотропії вихровий струм утворює еліпс, а його перехід у квазілінійний режим відбувається тоді, коли радіус кривини у вершинах еліпса стає меншим за товщину шару b анізотропної пластини d_{layer} . Отже, критичною умовою переходу від еліптичної топології до квазілінійної буде

$$R = l^2/m \approx d_{\text{layer}}^2 \quad (10)$$

де l, m — велика та мала піввісі еліпса.

Якщо $R > d_{\text{layer}}^2$ струм не може протікати замкненою траєкторією через геометричні обмеження. Звідси можна обчислити критичний коефіцієнт анізотропії K_{cr} для анізотропної структури за її геометричними параметрами:

$$K_{\text{cr}} \approx 1/d_{\text{layer}}^2 \quad (11)$$

Це математично доводить, що зі зростанням анізотропії радіус кривини R у вершині еліпса зменшується, вершина стає “гострішою” та “тоншою”. За великих значень коефіцієнта анізотропії K еліпс переходить у квазілінійний режим: його вершина стає настільки гострою ($R \rightarrow 0$), що перестає бути точкою “повороту” для струму і перетворюється на “вістря” потоку, який майже не вигинається.

Результати та їх обговорення

На перший погляд може скластися враження, що за екстремальних значень анізотропії еліптична структура руйнується. Проте фізико-математичний аналіз показує, що великі значення коефіцієнта анізотропії не спричиняють фізичного зникнення вихору, а призводять до його критичної деформації, трансформуючи конфігурацію струмів у квазілінійні потоки.

Зауважимо, що чисельне моделювання було проведено для загального випадку анізотропної структури. Використання періодичних граничних умов дозволяє дослідити фундаментальні топологічні перетворення без впливу крайових ефектів. У реальних фізичних структурах скінченних розмірів виконання закону неперервності струму ($\text{div } j = 0$) забезпечується замиканням ліній через поверхневі шари пластини. Спостережуваний на рис. 3–5 ефект “розірваних” ліній у разі екстремальної анізотропії є наслідком зміни масштабу вихору: траєкторії замикання виходять далеко за межі зони збудження при настільки великому радіусі кривини, що в межах розрахункової області вони ідентифікуються як спрямовані квазілінійні потоки.

За критичних значень коефіцієнта анізотропії (K_{cr} або $1/K_{\text{cr}}$) вихрова структура має тенденцію до максимальної витягнутості вздовж осі з найбільшою провідністю. В обмеженому об'ємі пластини лінії струму наближаються до її меж під майже перпендикулярним кутом. Оскільки струм не може виходити за фізичні межі провідника, він змушений різко змінювати напрямок уздовж граней, що візуально інтерпретується як руйнування класичної еліптичної форми поблизу країв. Це явище є результатом критичної геометричної адаптації вихору до обмеженого простору. Таким чином, вихор залишається замкненим, але стає обмеженим геометрією пластини, що призводить до концентрації замикаючих ліній струму в тонкому поверхневому шарі.

Практичне значення отриманих результатів

Розуміння динаміки вихрових струмів є критично важливим для проектування сучасної елементної бази інфокомунікаційних систем. Виявлені закономірності мають суттєве значення: перехід до квазілінійної конфігурації струмів супроводжується зміною імпедансу пристрою. В анізотропних електропровідних трансформаторах, що застосовуються як узгоджувальні елементи, така деформація вихрових струмів може бути використана як інструмент керування імпедансом. Зокрема, знання критичного значення коефіцієнта анізотропії, за якого відбувається деформація еліптичної форми, дозволяє як уникати неконтрольованого переходу від еліпсоподібних до квазілінійних потоків, так і формувати спрямовані потоки електромагнітної енергії в антенних системах.

Висновки

Проведене дослідження показало, що топологія вихрових струмів в анізотропних електропровідних структурах має критичні режими, у яких відбувається перехід від еліптичної конфігурації до квазілінійної. Це є наслідком геометричної адаптації вихору до обмеженого простору і не означає його фізичного руйнування. Встановлено, що саме анізотропія

визначає характер деформації вихрових струмів, а її критичні значення задають межу між різними топологічними режимами.

Отримані результати підтверджують ефективність запропонованого методу чисельного моделювання для прогнозування поведінки вихрових струмів в анізотропних структурах. Надалі планується проведення досліджень впливу частотних характеристик сигналу на стабільність еліптичних та квазілінійних структур у динамічних режимах, що дозволить інтегрувати отримані результати у проєктування широкосмугових пристроїв комунікацій.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- [1] E. Chiodo, P. De Falco, and L. P. Di Noia, "Challenges and new trends in power electronic devices reliability," *Electronics (Basel)*, vol. 10, no. 8, p. 925, Apr. 2021, doi: 10.3390/electronics10080925.
- [2] M. Odiamenhi, H. Jahanbakhsh Basherlou, C. Hwang See, N. Ojaroudi Parchin, K. Goh, and H. Yu, "Advancements and challenges in antenna design and rectifying circuits for radio frequency energy harvesting," *Sensors (Basel)*, vol. 24, no. 21, p. 6804, Oct. 23 2024, doi: 10.3390/s24216804.
- [3] М. Дерев'янчук, А. Ащеулов, та Д. Лавренюк, "Явище електроомічної трансформації," *Фізика і хімія твердого тіла*, т. 21, № 4, с. 743–748, 2020. doi: 10.15330/pcss.21.4.743-748.
- [4] А. А. Ащеулов, М. Я. Дерев'янчук, Д. О. Лавренюк та ін., "Анізотропний електроомічний трансформатор," *Метрологія та прилади*, № 5, с. 27–32, 2020. doi: 10.33955/2307-2180(5)2020.27-32.
- [5] A. Ashcheulov, M. Derevianchuk, D. Lavreniuk, and M. Rozhdestvenska, "Thermal losses of an anisotropic electrically conductive transformer," *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, vol. 3, no. 1, p. 01005, Jun. 2025, doi: 10.31861/sisiot2025.1.01005.
- [6] А. Ащеулов та М. Дерев'янчук, "Розподіл вихрових електричних струмів в анізотропному електропровідному

трансформаторі," *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, № 3–4, с. 3–8, 2025. doi: 10.15222/ТКЕА2025.3-4.03.

- [7] M. Versaci, G. Angiulli, F. C. Morabito, and A. Palumbo, "A variational and multiplicative tensor framework for eddy current modeling in anisotropic composite materials with defects," *Mathematics*, vol. 14, no. 7, p. 1141, 2026, doi: 10.3390/math14071141.
- [8] Q. Yi, P. Wilcox, and R. Hughes, "Modelling and evaluation of carbon fibre composite structures using high-frequency eddy current imaging," *Composites Part B: Engineering*, vol. 248, p. 110343, 2023, doi: 10.1016/j.compositesb.2022.110343.
- [9] B. Pintér, A. Bingler, S. Bilicz, and J. Pávó, "Sensitivity analysis for the eddy current testing of carbon fiber reinforced plastic materials," *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 74, no. 4, pp. 397–403, 2024, doi: 10.3233/JAE-230142.
- [10] J. F. Nye, *Physical Properties of Crystals: Their Representation by Tensors and Matrices*. Oxford, UK: Oxford Univ. Press, 1985.
- [11] L. I. Anatyshuk, *Thermoelectricity, vol. 1: Physics of Thermoelectricity*. Kyiv, Ukraine: Institute of Thermoelectricity, 1998.
- [12] L. N. Trefethen, *Spectral Methods in MATLAB*. Philadelphia, PA, USA: SIAM, 2000, doi: 10.1137/1.9780898719598.
- [13] L. D. Landau and E. M. Lifshitz, *Electrodynamics of Continuous Media*. Oxford, UK: Butterworth-Heinemann, 1984.
- [14] P. Virtanen, R. Gommers, T. E. Oliphant, M. Haberland, T. Reddy, D. Cournapeau, et al.; SciPy 1.0 Contributors, "SciPy 1.0: Fundamental algorithms for scientific computing in Python," *Nature Methods*, vol. 17, no. 3, pp. 261–272, Mar. 2020, doi: 10.1038/s41592-019-0686-2.
- [15] C. R. Harris, K. J. Millman, S. J. van der Walt, R. Gommers, P. Virtanen, D. Cournapeau, et al., "Array programming with NumPy," *Nature*, vol. 585, no. 7825, pp. 357–362, Sep. 2020, doi: 10.1038/s41586-020-2649-2.
- [16] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, *Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing*, 3rd ed. Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2007.

Надійшла до редакції 24.03.2026
Прийнято до друку 20.04.2026

DOI: 10.15222/ТКЕА2026.1.03
UDC 621.314.2:537.311.3:538.54

Anatoly ASHCHEULOV¹, Mykola DEREVIANCHUK²

Ukraine, Chernivtsi, ¹Institute of Thermoelectricity of NAS and MES of Ukraine,
²Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University

TOPOLOGICAL TRANSFORMATION OF EDDY CURRENTS IN ANISOTROPIC ELECTRICALLY CONDUCTIVE STRUCTURES

Numerical modeling and comprehensive topological analysis of the distribution of the eddy current density component j_z in homogeneous anisotropic electrically conductive plates were carried out using a spectral-domain solver based on the Fourier transform of the Poisson equation. The study covers a wide range of anisotropy coefficients, $0.05 \leq K \leq 150$, at a crystallographic axis orientation angle of $\gamma = 45^\circ$.

It has been established that the classical interpretation of "destruction" of eddy current structures at extreme values of K is actually a qualitative topological transformation: a transition from closed elliptical trajectories to quasi-linear directed flows. The invariance of the transformation mechanism with respect to the reciprocal transformation $K \rightarrow 1/K$ accompanied by a 90° rotation of the coordinate system has been proven. Based on the analysis of the curvature radius of the eddy current lines at the ellipse vertices, a physically justified criterion for determining critical operating regimes is proposed. This criterion directly relates the geometric parameters of the plate (thickness d_{layer} , major and minor semi-axes l and m) to the critical anisotropy coefficient K_{cr} .

The practical significance of the results lies in the ability to deliberately control the topology of the eddy current field in anisotropic electrically conductive transformers. The transition to the quasi-linear regime enables significant changes in device impedance, control of the transformation ratio and inductance, and realization of directed energy flows. This opens prospects for the development of efficient matching elements, sources of directed electromagnetic radiation, antenna systems, and optimization of wideband infocommunication devices with improved energy efficiency.

Keywords: anisotropy, eddy currents, topological transformation, spectral method, anisotropic electrically conductive transformer, reciprocity, impedance.

REFERENCES

- [1] E. Chiodo, P. De Falco, and L. P. Di Noia, "Challenges and new trends in power electronic devices reliability," *Electronics (Basel)*, vol. 10, no. 8, p. 925, Apr. 2021, doi: 10.3390/electronics10080925.
- [2] M. Odiamenti, H. Jahanbakhsh Basherlou, C. Hwang See, N. Ojaroudi Parchin, K. Goh, and H. Yu, "Advancements and challenges in antenna design and rectifying circuits for radio frequency energy harvesting," *Sensors (Basel)*, vol. 24, no. 21, p. 6804, Oct. 23 2024, doi: 10.3390/s24216804.
- [3] M. Derevianchuk, A. Ashcheulov, and D. Lavreniuk, "Phenomenon of electro-ohmic transformation [in Ukrainian]," *Physics and Chemistry of Solid State*, vol. 21, no. 4, pp. 743–748, Dec. 2020, doi: 10.15330/pss.21.4.743-748.
- [4] A. Ashcheulov, M. Derevianchuk, D. Lavreniuk, O. Verenko, and I. Romaniuk, "Anisotropic electro-ohmic transformer [in Ukrainian]," *Metrology and Instruments*, no. 5, pp. 27–32, 2020, doi: 10.33955/2307-2180(5)2020.27-32.
- [5] A. Ashcheulov, M. Derevianchuk, D. Lavreniuk, and M. Rozhdestvenska, "Thermal losses of an anisotropic electrically conductive transformer," *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, vol. 3, no. 1, p. 01005, Jun. 2025, doi: 10.31861/sisiot2025.1.01005.
- [6] A. Ashcheulov and M. Derevianchuk, "Distribution of vortex electric currents in an anisotropic electrically conductive transformer [in Ukrainian]," *Technology and Design in Electronic Equipment*, no. 3–4, pp. 3–8, 2025, doi: 10.15222/TKEA2025.3-4.03.
- [7] M. Versaci, G. Angiulli, F. C. Morabito, and A. Palumbo, "A variational and multiplicative tensor framework for eddy current modeling in anisotropic composite materials with defects," *Mathematics*, vol. 14, no. 7, p. 1141, 2026, doi: 10.3390/math14071141.
- [8] Q. Yi, P. Wilcox, and R. Hughes, "Modelling and evaluation of carbon fibre composite structures using high-frequency eddy current imaging," *Composites Part B: Engineering*, vol. 248, p. 110343, 2023, doi: 10.1016/j.compositesb.2022.110343.
- [9] B. Pintér, A. Bingler, S. Bilicz, and J. Pávó, "Sensitivity analysis for the eddy current testing of carbon fiber reinforced plastic materials," *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 74, no. 4, pp. 397–403, 2024, doi: 10.3233/JAE-230142.
- [10] J. F. Nye, *Physical Properties of Crystals: Their Representation by Tensors and Matrices*. Oxford, UK: Oxford Univ. Press, 1985.
- [11] L. I. Anatychuk, *Thermoelectricity, Vol. 1: Physics of Thermoelectricity*. Kyiv, Ukraine: Institute of Thermoelectricity, 1998.
- [12] L. N. Trefethen, *Spectral Methods in MATLAB*. Philadelphia, PA, USA: SIAM, 2000, doi: 10.1137/1.9780898719598.
- [13] L. D. Landau and E. M. Lifshitz, *Electrodynamics of Continuous Media*. Oxford, UK: Butterworth-Heinemann, 1984.
- [14] P. Virtanen, R. Gommers, T. E. Oliphant, M. Haberland, T. Reddy, D. Cournapeau, et al.; SciPy 1.0 Contributors, "SciPy 1.0: Fundamental algorithms for scientific computing in Python," *Nature Methods*, vol. 17, no. 3, pp. 261–272, Mar. 2020, doi: 10.1038/s41592-019-0686-2.
- [15] C. R. Harris, K. J. Millman, S. J. van der Walt, R. Gommers, P. Virtanen, D. Cournapeau, et al., "Array programming with NumPy," *Nature*, vol. 585, no. 7825, pp. 357–362, Sep. 2020, doi: 10.1038/s41586-020-2649-2.
- [16] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, *Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing*, 3rd ed. Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2007.

Відомості про авторів

Анатолій Ащеулов, докт. техн. наук, професор, Інститут термоелектрики НАН і МОН України, Чернівці, Україна;
e-mail: ashcheulov.anatoly@gmail.com;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3195-6342>

Микола Дерев'янчук, викладач, Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича, Україна;
e-mail: m.derevianchuk@chnu.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7218-1451>

About the authors

Anatoly Ashcheulov, Dr. Sc., Professor, Institute of Thermoelectricity of NAS and MES of Ukraine, Chernivtsi, Ukraine;
e-mail: ashcheulov.anatoly@gmail.com;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3195-6342>

Mykola Derevianchuk, Lecturer, Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University, Ukraine;
e-mail: m.derevianchuk@chnu.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7218-1451>



Copyright: © 2026, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Володимир КОВАЛЬЧУК¹, Дмитро КОРБАН², Максим ЯКОВЕНКО³

Україна, м. Одеса, ¹Одеський технологічний університет «ШАГ»;

²Національний університет «Одеська морська академія»;

³Південноукраїнський національний педагогічний університет ім. К. Д. Ушинського

ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМПОНЕНТІВ НАНОКЛАСТЕРНОЇ ПІДСИСТЕМИ ГЕТЕРОПЕРЕХОДІВ

Розраховано та проаналізовано характеристики нанокластерів як компонентів підсистеми матеріалів кремнієвої електроніки. Підібрано ефективні моделі для оцінювання їхніх структурних, енергетичних і кінетичних властивостей. Для аналізу стабільності геометричної топології та розподілу електронної густини запропоновано фізичну модель на основі квантової теорії хімічного зв'язку й міжатомних потенціалів. Оцінено вплив матричного оточення та встановлено ефект “перемикання” хімічних зв'язків у нанокластерах, який можна використати для створення хроматично-чутливих напівпровідникових елементів.

Ключові слова: кремнієві нанокластери, гетеропереходи, матричне оточення, квантово-хімічне моделювання, пасивація, катіонізація, перемикання хімічних зв'язків.

Попри швидкий розвиток альтернативних матеріалів кремній залишається основою сучасної електронної елементної бази. Водночас розвиток нанотехнологій демонструє, що нанокластери (НК) виявляють унікальні властивості, відмінні від макрофази відповідної речовини [1]–[3]. Дослідження кремнієвих НК, як ізольованих, так і у складі матриці, є критично важливим для підвищення швидкодії та інформаційної ємності напівпровідникових приладів на основі квантово-розмірних ефектів. Нанокластери дозволяють ефективно керувати фізико-хімічними характеристиками матричного оточення [4]. Стохастично розподілені уздовж межі розділу в плівковому гетеропереході, вони формують нанокластерну підсистему [5]. Такі гетероструктури є перспективними об'єктами досліджень завдяки своїм унікальним функціональним властивостям [6].

У методичному контексті для виявлення зв'язку між атомним складом і внутрішньою структурою кластеризованої речовини, а також властивостями її складових — НК — можуть використовуватися технології штучного інтелекту [7]–[8]. За допомогою таких інструментів можна виявляти закономірності під час обробки великих масивів експериментальних даних (отриманих за допомогою атомної силової, растрової електронної або просвічувальної мікроскопії), а також інтерпретувати їх із застосуванням аналітичних підходів і алгоритмів комп'ютерного моделювання. Результати аналізу, спрямованого на вимірювання розмірів НК, ідентифікацію кластерних фаз, виявлення пор та інших характеристик напівпровідникових матеріалів, дають можливість спрогнозувати довговічність приладів електронної техніки та швидкість їх деградації в різних умовах, що є кри-

тично важливим для забезпечення надійності й безпеки інженерних систем нового покоління.

Мета цієї роботи полягала у визначенні структурних, електронно-енергетичних, транспортно-кінетичних характеристик кремнієвих нанокластерів з різною кількістю атомів, а також дослідженні впливу матричного оточення на їхні властивості.

Фізико-хімічні характеристики нанокластерів

Основними структурними, електронно-енергетичними, транспортно-кінетичними характеристиками напівпровідникових НК і наночастинок (НЧ) на їх основі у застосуванні в функціональній електроніці, зокрема у наноелектроніці, є:

- розмір та геометрична структура НК/НЧ;
- енергія зв'язку як критерій стійкості структури;
- розподіл заряду та електричного потенціалу всередині НК/НЧ та поблизу їхньої поверхні;
- енергетична щільність ΔE між верхнім заповненим E_{HOMO} та нижнім вільним E_{LUMO} енергетичними станами ($\Delta E = E_{\text{LUMO}} - E_{\text{HOMO}}$), що є аналогом забороненої зони в об'ємних напівпровідниках;
- величина першого потенціалу іонізації I_1 та робота виходу електрона E_{e}^- ;
- енергія спорідненості до електрона E_{aff} і рівень Фермі E_{F} ;
- електрична ємність НК/НЧ (ефективну власну ємність C_{eff} об'єктів молекулярного масштабу можна оцінити за формулою $C_{\text{eff}} = 2e^2/(I_1 - A_1)$, де e — елементарний електричний заряд; A_1 — спорідненість до електрона);
- електронний та фононний спектри;
- характер залежності зазначених властивостей від електричного та магнітного полів, а також від температури та механічних напружень.

Розрахункові моделі характеристик нанокластерів

З початку XXI століття методи математичного моделювання фізико-хімічних характеристик нанокластерів, наночастинок та кластеризованих матеріалів на їх основі постійно вдосконалюються. Точність більшості використовуваних квантово-механічних моделей визначається рівнем наближень, ефективність яких можна встановити, порівнюючи експериментальні дані із результатами розрахунків:

- із застосуванням потенціалів міжатомної взаємодії — для наночастинок із кількістю ≥ 100 атомів;
- за допомогою методів *ab initio* (та близьких до них) квантової хімії — для менших за розмірами НК-систем (у наших розрахунках це від 2 до 50 атомів Si, що відповідає розмірам від 0,23 нм до 1,5 нм).

У разі низької щільності електронів перенесення заряду вздовж ланцюжка НК відповідно до математичної моделі описується гамільтоніаном

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_3 + \mathbf{H}_4. \quad (1)$$

Оператор енергії збудження $\mathbf{H}_1$ задається співвідношенням

$$\mathbf{H}_1 = \sum_n \varepsilon_n a_n^+ a_n + \sum_\lambda \hbar \omega_\lambda (b_\lambda^+ b_\lambda + 1/2), \quad (2)$$

де a_n^+ , a_n — оператори народження та знищення збудженого електрона з енергією ε_n у n -й наночастиці;

b_λ^+ , b_λ — оператори народження та знищення фонона з енергією $\hbar \omega_\lambda$.

Оператор Гамільтона $\mathbf{H}_2$ описує процес перенесення електрона між n -м та m -м НК, зумовлений перекриванням електронних орбіталей з інтегралом перекривання J_{mn} :

$$\mathbf{H}_2 = \sum_{n,m} J_{nm} a_n^+ a_m. \quad (3)$$

Оператори $\mathbf{H}_3$ та $\mathbf{H}_4$ враховують вплив коливань ґратки на рух електронів. Відповідний оператору $\mathbf{H}_3$ діагональний матричний елемент ($n=m$) вносить зміни в енергію електрона, локалізованого в положенні n , при взаємодії з фононами:

$$\mathbf{H}_3 = \sum_{\lambda,n} g_{n\lambda}^2 \hbar \omega_\lambda a_n^+ a_n (b_\lambda + b_{-\lambda}^+), \quad (4)$$

де $g_{n\lambda}$ — безрозмірна стала електрон-фононної взаємодії.

Гамільтоніан (4) записано за припущення, що електрон взаємодіє лише з однією гілкою нормальних коливань ґратки. Урахування інших фононних гілок потребує додавання всіх внесків із відповідною статистичною вагою.

Оператор $\mathbf{H}_4$ ототожнює вплив лінійних коливань на ймовірність переходу з одного стійкого положення до іншого і записується для випадку, коли $n \neq m$:

$$\mathbf{H}_4 = \sum_{n,m,\lambda} f_{nm\lambda}^2 \hbar \omega_\lambda a_n^+ a_m (b_\lambda + b_{-\lambda}^+), \quad (5)$$

$f_{nm\lambda}$ — константа взаємодії.

За допомогою математичної моделі, що описує конкретні НК, неможливо врахувати всі перелічені компоненти гамільтоніана, оскільки в операторі (1) існують обмеження: використовують лише перші два доданки — $\mathbf{H}_1$ та $\mathbf{H}_2$, а іншими нехтують. Для визначення $\mathbf{H}_3$ та $\mathbf{H}_4$ необхідно розрахувати основні квантово-енергетичні параметри НК, що беруть участь у перенесенні заряду.

Для модельного опису перенесення заряду в НК зручно скористатися квантово-механічною моделлю руху заряду в послідовності потенціальних бар'єрів [1]. НК можуть бути відокремлені один від одного лігандною оболонкою (далі — матричне оточення [4]). Останнє можна подати у вигляді низки потенціальних ям, що містять електронні рівні основного та збудженого станів. Для атомів, які формують НК і перебувають в основному стані, валентні електрони є локалізованими. При переході атомів у збуджений стан відкривається можливість тунелювання носіїв заряду через непровідне середовище. Електропровідність можна змінювати, регулюючи відстань між НК за допомогою матричного оточення (про це йдеться далі). Транспорт носіїв струму в НК можна подати у вигляді перенесення хвильового пакета електрона через певну послідовність потенціальних бар'єрів.

Структура Si-НК із кількістю атомів до 100 відрізняється від структури c-Si [1]–[3]. Згідно з результатами модельного аналізу, викладеними, зокрема, у наших працях та роботах інших дослідників, геометрична форма НК здатна змінюватися так, щоб забезпечувати їхню енергетичну стабільність. Так, Si-НК із кількістю атомів до 10 (0,3–0,5 нм) утворюють планарні атомарні кільця (АК), ланцюжки або навіть НК-цятки у вигляді компактного острівця. Для НК з кількістю атомів до 26 (0,5–0,9 нм) досить характерною є видовжена форма. Для НК до 50 атомів (0,9–1,5 нм) характерна більш симетрична, сфероподібна структура [9]. Визначення розподілу електронної густини у таких НК, а також їхніх структурних та енергетичних характеристик при зміні заряду є важливою задачею моделювання. Для її розв'язання використовують потенціали міжатомної взаємодії (ПМАВ) та/або методи квантової хімії.

Потенціали міжатомної взаємодії. На сьогодні існує чимало моделей ПМАВ, які застосовують для розрахунку енергетичного спектра НК. З розвитком технологій штучного інтелекту процес вибору потенціалу можна оптимізувати та сформулювати обґрунтовані рекомендації щодо його використання.

Аналіз фахових літературних джерел засвідчує широкий вибір наявних підходів. Ключове завдання полягає у виборі конкретної моделі відповідно до специфіки об'єкта та мети дослідження: розмірів нанокластерів, очікуваних результатів тощо.

У наших дослідженнях використано добре зарекомендований ПМАВ Стілінджера–Вебера у модифіко-

ваній версії (MSW) [10], [11]. Розроблена програмна платформа забезпечує високоякісну візуалізацію характеристик не лише НК, а й наночастинок та нанокластерних підсистем у молекулярно-динамічному наближенні. Пакет містить зручні інтерфейси, генерує детальну графіку для чіткої інтерпретації моделей НК та їхніх властивостей, а також забезпечує високу інтерактивність завдяки широкому набору меню та підменю.

При застосуванні методу MSW гамільтоніан має такий вигляд:

$$H(\vec{r}_1, \vec{r}_2 \dots \vec{r}_N, \vec{p}_1, \vec{p}_2 \dots \vec{p}_N) = \sum_{i=1}^N \frac{p_i^2}{2m} + \sum_{i < j} V_{\text{int}}^{(2)}(\vec{r}_{ij}) + \sum_{i < j < k} V_{\text{int}}^{(3)}(\vec{r}_{ij}, \vec{r}_{ik}, \vec{r}_{jk}); \quad (6)$$

$$V_{\text{int}}^{(2)}(\vec{r}_{ij}) = \begin{cases} A \left(B \frac{1}{r_{ij}^p} - 1 \right) \exp \left(\frac{\Lambda}{r_{ij} - a} \right), & \vec{r}_{ij} < 2,5\sigma_{AB} \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (7)$$

$$V_{\text{int}}^{(3)}(\vec{r}_{ij}, \vec{r}_{ik}, \vec{r}_{jk}) = \Pi_{ijk} + \Pi_{kij} + \Pi_{jki};$$

$$\Pi_{ijk} = \Lambda \left(\cos \theta_{ijk} + \frac{1}{3} \right)^2 \exp \left(\frac{\delta_{ijk}}{r_{ij} - a} + \frac{\delta_{ijk}}{r_{ik} - a} \right), \quad (8)$$

де $\vec{r}_1, \vec{r}_2 \dots \vec{r}_N$ — координати атомів;

$V_{\text{int}}^{(2)}, V_{\text{int}}^{(3)}$ — відповідно, дво- та тричастинковий потенціал взаємодії;

θ_{ijk} — кут;

$\vec{r}_{ij}, \vec{r}_{ik}$ — вектор між i -м та j -м атомами у ґратці з рівноважною відстанню між двома найближчими сусідами (r_0), $\vec{r}_{ij} = |\vec{r}_i - \vec{r}_j|$.

За оцінками ПМАВ типу MSW для кристалічно-го кремнію (с-Si) відстань r_0 дорівнює 2,351 Å, а в межах простого SW — 2,0951 Å. При застосуванні ПМАВ MSW енергія міжатомної взаємодії між найближчими сусідами в с-Si (хімічний зв'язок $E_{\text{Si-Si}}$) відповідає величині 2,1675 еВ. Методику обчислення параметрів A, B, p та Λ у ПМАВ MSW описано в [11].

На одному з етапів дослідження реальну поверхню кремнію моделювали із застосуванням ПМАВ MSW, транслюючи елементарні комірки із тетраедричною симетрією (до 100 атомів). Така тривимірна модель поверхні дала змогу визначити різні аспекти її молекулярної структури, зокрема хімічну топологію, деталі конформації тощо. Надалі досліджували процеси адсорбції на такій поверхні Si-НК, різних за розміром (від 2 до 50 атомів), формою та симетрією: від простих до щільно упакованих і поліедричних.

Методи квантової хімії. Для перевірки точності запропонованої математичної моделі розрахунку енергетичних характеристик складних систем виконано розрахунок Si-НК із застосуванням методу самоузгодженого поля в різних квантово-хімічних наближеннях [12]: напівемпіричних методів НДП (з нульовим диференціальним перекриттям) та РМЗ, неатомного методу Хартрі–Фока (ХФ) у мінімальному (початковому) базисі 3-21G та розширеному базисі 6-31G*, методу МР2, а також методу функціонала електронної густини (B3LYP/6-31G*). Отримані результати наведено у **табл. 1** (експериментальні значення мають похибку близько 5–10%).

Методичні результати. Розрахунок різних за розміром Si-НК (від 2 до 50 атомів Si у матричному оточенні або без нього) дав такі практичні результати. Переважна більшість Si-НК має від'ємні значення енергії зв'язку, що свідчить про їхню хімічну стійкість. Величина енергії зв'язку, яка припадає на один атом ($E_{\text{зв}}/\text{ат}$), зростає зі збільшенням кількості атомів у складі нанокластера.

Потенціал іонізації I_1 за абсолютною величиною теоретично наближається до енергії вищої заповненої орбіталі $E_{\text{НОМО}}$, що повністю узгоджується з теоремою Купманса. Величина енергетичної щільності $\Delta E = E_{\text{ЛУМО}} - E_{\text{НОМО}}$ для наведених у табл. 1 Si-НК відрізняється від енергії спорідненості до електрона A_1 . Це свідчить про перебудову зовнішніх електронних орбіталей під час захоплення додаткового електрона. Симетрія та форма Si-НК визначають вели-

Таблиця 1

Параметри Si_2 , розраховані різними методами квантової хімії

Параметр	НДП	РМЗ	ХФ		МР2 (6-31G*)	B3LYP (6-31G*)	Експеримент
			3-21G	6-31G*			
$d(\text{Si-Si}), \text{\AA}$	2,03	2,30	2,37	2,25	2,26	2,34	2,25
$d(\text{Si-Si})^+, \text{\AA}$	2,14	2,48	2,42	2,41	2,41	2,38	(подовження зв'язку)
$d(\text{Si-Si})^-, \text{\AA}$	2,10	1,97	2,39	2,16	2,16	2,20	(скорочення зв'язку)
$E_{\text{НОМО}}, \text{eV}$	-11,93	-7,61	-8,11	-8,02	-7,38	-5,62	—
$\Delta E, \text{eV}$	8,52	3,56	7,48	7,58	6,03	1,70	—
I_1, eV	11,7	7,5	7,2	7,5	6,7	7,8	7,5
A_1, eV	3,6	3,7	1,5	1,1	1,9	1,9	2,2

Примітка. $d(\text{Si-Si})$ — міжатомна відстань у нейтральній молекулі Si_2 ;

$d(\text{Si-Si})^+, d(\text{Si-Si})^-$ — відстань у катіоні Si_2^+ та аніоні Si_2^- .

чину цієї енергетичної щільності. Зі зменшенням розміру нанокластера вона зростає, і це змінює оптичні властивості матеріалу, зокрема спричиняє зсув спектра випромінювання [13].

Для оцінки провідникових властивостей Si-НК у наближенні методу РМЗ було побудовано вищі заповнені молекулярні орбіталі (НОМО) для нейтральних (НК⁰) та аніонних (НК⁻) структур. У табл. 1 наведено результати розрахунків лише тих НК, які мають замкнуту електронну оболонку. Дані свідчать, що провідникові властивості мають геометрично оптимізовані НК, а саме ті, що складаються з п'яти, семи та восьми атомів. Проте навіть за мінімальної зміни заряду структури її провідникові властивості зникають.

Слід зазначити, що під час тунелювання носіїв струму через напівпровідникові НК малих розмірів їхній заряд протягом певного часу (наприклад, напівперіоду часу тунельного переходу $t/2$) змінюється на величину елементарного електричного заряду e , внаслідок чого відбувається істотна зміна енергетичної структури: положення новоутвореного вищого заповненого рівня не збігається з нижнім вільним рівнем нейтрального нанокластера. Також існує невизначеність оцінювання енергії, пов'язана з частотною межею використання подібних одоелектронних приладів на основі НК:

$$\omega_{\max} \cong \hbar / (E_{\text{LOMO}}^0 - E_{\text{НОМО}}^-) = \hbar / (\Delta E - A_1), \quad (9)$$

де E_{LOMO}^0 — енергія нижнього вільного рівня нейтрального НК;

$E_{\text{НОМО}}^-$ — енергія вищого заповненого рівня НК із зарядом $-e$.

Для розглянутих Si-НК ця максимальна частота становить приблизно 10^{15} Гц, що відповідає діапазону оптичного випромінювання та є практично недослажною в реальних приладах, призначених для передачі та обробки електричних сигналів.

Порівнюючи використані методи квантової хімії (див. табл. 1), можна зробити такі висновки.

1. Найточніше довжину хімічного зв'язку Si-Si визначає метод Хартрі-Фока в розширеному базисі хвильових функцій (6-31G*).

2. У разі відриву електрона (катіонізації) довжина зв'язку в Si-НК збільшується, а при захопленні (аніонізації) — зменшується. Отже, за зміни заряду НК його геометрію необхідно обов'язково оптимізувати.

3. Енергію спорідненості до електрона та потенціал іонізації для підвищення точності розрахунку слід обчислювати у наближенні ПФЕГ. Проте при оцінюванні довжини зв'язку похибка методу ПФЕГ є порівнянною з результатами наближеного методу ХФР у базисі 3-21G*.

4. Енергія вищого заповненого рівня $E_{\text{НОМО}}$ у наближенні ХФР у базисі 6-31G* добре узгоджується з потенціалом іонізації, що відповідає теоремі Купманса.

5. Застосування методу MP2/6-31G* знижує значення потенціалу іонізації, тоді як енергія спорідненості до електрона обчислюється досить точно.

6. Різниця енергій $E_{\text{LUMO}} - E_{\text{НОМО}}$ у НК близька до значення енергії спорідненості до електрона, тому цю величину слід обчислювати за допомогою методу ПФЕГ у базисі V3LYP/6-31G*, оскільки інші методи дають значні похибки.

Крім того, можна зазначити, що для якісної оцінки стабільності, геометрії та електронної структури Si-НК найефективнішим є метод РМЗ. Надалі геометрію структури можна уточнювати методом ХФР у розширеному базисі 6-31G*, а для кількісного розрахунку основних енергетичних і транспортних параметрів НК — методи MP2/6-31G* та ПФЕГ. Слід зазначити, що під час дослідження процесу осадження Si-НК на поверхню твердотільної кристалічної підкладки (с-Si) необхідно обов'язково враховувати вплив не лише підкладки, а й зовнішнього електромагнітного поля. Енергетичну схему взаємодії поверхні з Si-НК (адсорбатом) наведено на **рис. 1**.

Якщо вищий заповнений енергетичний рівень ($E_{\text{НОМО}}$ на рис. 1, а) Si-НК розташований вище за рівень Фермі (E_F) у твердому тілі, то електрон може перейти на поверхню, а адсорбований кластер набуває додатного заряду (перетворюється на катіон). Якщо незаповнений рівень (E_{LUMO} на рис. 1, б) адсорбованого НК розташований нижче за рівень Фермі, то електрон може захоплюватися нанокластером, який при цьому набуває від'ємного заряду (перетворюється на аніон).

Згідно з нашими розрахунками (див. табл. 1), довжина міжатомного хімічного зв'язку в НК змінюється: у катіонному стані (НК⁺) зв'язок подовжується, а в аніонному (НК⁻) — скорочується. Імовірність таких процесів визначається висотою енергетичного бар'єру між НК та поверхнею підкладки (твердого тіла).

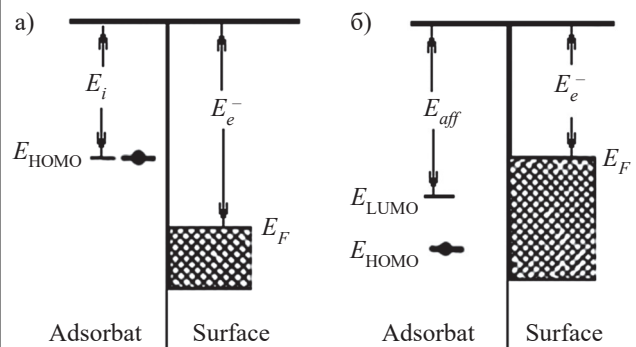


Рис. 1. Схематичний енергетичний опис взаємодії адсорбованого НК із поверхнею підкладки (твердого тіла):

а — перехід електрона на поверхню підкладки (утворення катіона НК⁺); б — захоплення електрона нанокластером (утворення аніона НК⁻)

Вплив оточення на властивості нанокластерів

Матричним оточенням НК можуть бути ліганди, що виконують роль пасиваторів розірваних хімічних зв'язків атомів кремнію: атоми водню, галогенів, НК-фрагменти та ін. [4].

Призматичний Si-НК. Призматичний Si-НК у органічному матричному середовищі, насиченому вуглеводнем (алканом) з хімічною формулою C_6H_{14} (рис. 2), характеризується спектром поглинання в жовто-помаранчевій області оптичного діапазону [14]. Гексан є неполярним розчинником з відносно низькою діелектричною проникністю (1,89). На межі розділу між ним та Si-НК виникають діелектричні обмеження: електрони і дірки зазнають потужної кулонівської взаємодії. Це зумовлено тим, що силові лінії електричного поля проходять через середовище з низькою діелектричною проникністю, де кулонівська взаємодія екранується слабо. Для електрона матричне оточення гексану слугує потенціальним бар'єром, а отже, НК є глибокою квантовою ямою.

Розглянутий призматичний НК, на відміну від НК тетраедричної симетрії та сфероподібного НК, суттєво порушує просторову симетрію, що зумовлює анізотропію оптичних переходів (електронні та діркові стани розщеплюються, роблячи спектри поглинання та люмінесценції чутливими до поляризації світла) та зміну положення енергетичних рівнів. Саме останній параметр залежить від геометричних розмірів НК.

Розрахунки розподілу електронної густини в інших НК з атомами елементів IV групи періодичної системи (Si, Ge, Sn), виконані в програмі GAMESS (базисний набір 6-31G), показують, що під час утворення подвійних хімічних зв'язків атоми активніше змінюють гібридизацію своїх атомних орбіталей. У результаті отримуємо призматичну конфігурацію (з повністю пасивованими хімічними зв'язками), яка є стабільнішою за планарні бензеноподібні Si-НК. У призматичних НК можуть утворюватися подвійні Si-Si хімічні зв'язки. Оскільки у такому НК носії струму є просторово обмеженими, НК ефективно поглинають та випромінюють світло в видимому або ближньому ІЧ-діапазоні. Цей факт виокремлює осо-

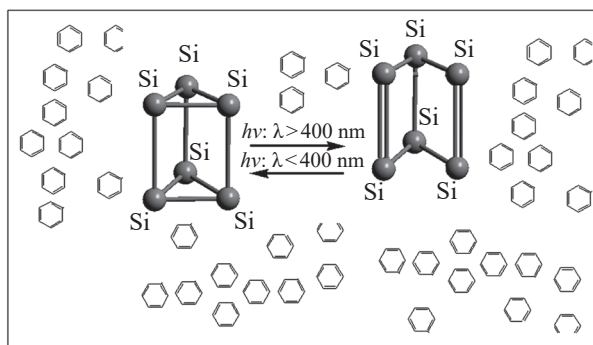


Рис. 2. Оптичні переходи для двох типів шестиатомних призматичних Si-нанокластерів у матричному середовищі з гексану [13]

бливості призматичного Si-НК, оскільки у звичайному стані кристалічний кремній, як непрямозонний напівпровідник, майже не випромінює світла. Прояв високої фоточутливості призматичного Si-НК у органічному матричному середовищі відбувається під дією УФ-випромінювання з довжиною хвилі 340–380 нм. За низьких температур виникають смуги поглинання при 335 нм, 455 нм та 500 нм. Під дією оптичного збудження НК світлом з довжиною хвилі $\lambda > 460$ нм ці смуги регенерують. Очевидно, це зумовлено руйнуванням одного з кілець НК, що складається з чотирьох атомів кремнію. У цьому разі можливим є утворення подвійних хімічних зв'язків через “перемикання” одинарних зв'язків Si-Si.

Проведені теоретичні розрахунки призматичних НК показують, що незначна енергія перемикання хімічних зв'язків свідчить про високу реакційну здатність подвійного зв'язку Si=Si. Завдяки вузькій забороненій зоні призматичного НК термічна реакція, що відбувається вищезазначеним шляхом переходу до зв'язку Si=Si, є формально забороненою. Проте взаємодія хімічних зв'язків спричиняє розщеплення молекулярних орбіталей на зв'язувальні та розпушувальні. Переходи між цими електронними рівнями відповідають експериментально визначеним смугам поглинання при $\lambda = 455$ нм та 335 нм відповідно. Найнижча енергія переходу відповідає ширині забороненої зони. Відносно слабкою є лінія поглинання при $\lambda = 500$ нм.

Вплив матричного оточення на атомарні НК-кілеця. Проведений аналітичний аналіз ілюструє більшу стабільність тих ізомерів НК Z_6H_6 ($Z = Si, Ge, Sn$), які мають меншу кількість подвійних хімічних зв'язків. Відповідно до розрахунків, у пасивованого чотирма атомами водню НК, що містить чотири атоми кремнію (НК-Si₄H₄), довжина хімічного зв'язку Si-Si (r_{Si-Si}) складає 2,314 Å. Такий зв'язок є коротшим за одинарний у тому ж НК, довжина якого становить 2,52 Å.

Збільшення кількості атомів Si у НК призводить до зростання міжатомних відстаней:

$$r_{Si-Si}(Si_4H_4) = 2,314 \text{ Å} < r_{Si-Si}(Si_6H_6) = 2,359 \text{ Å} < r_{Si-Si}(Si_8H_8) = 2,396 \text{ Å}.$$

Величина r_{Si-Si} у циклічному трьохатомному НК менша ніж у циклічному чотириатомному:

$$r_{Si-Si}(Si_3) = 2,241 \text{ Å} < r_{Si-Si}(Si_4) = 2,373 \text{ Å}.$$

Ця тенденція посилюється для вищих замісників IV групи періодичної таблиці. Результати розрахунків доводять, що немає підстав пов'язувати довжину хімічного зв'язку з його міцністю. Так, хімічний зв'язок у триатомному НК-кілці (3-АК) є “слабшим”, ніж у 4-АК. Це зумовлено тим, що для аналогів вуглецю (елементів IV групи) в НК характерне збереження певного типу гібридизації задля втримання триатомного каркаса із конкретною симетрією, навіть попри

енергетичні витрати. Для компенсації втрати енергії довжина хімічного зв'язку між атомами каркаса скорочується доти, доки це сприяє стабілізації самого НК. Ступінь гібридизації є достатнім для компенсації такого скорочення попри те, що це призводить до деформації та послаблення зв'язку у 3-АК.

Для чотирьохатомних поліедричних НК кремнію, що складаються виключно з 3-АК, характерною є деформація та послаблення хімічного зв'язку під впливом лігандів. Як приклад розглянуто два можливі ізомери НК $\text{Si}_4(\text{SiH}_3)_4$, представлені на **рис. 3**. Ці НК відрізняються розтягненням конкретного Si-Si-зв'язку в ядрі НК під впливом пасиваторів.

Результати теоретичних оцінок (на платформі GAMESS у базисному наборі 6-31G [15]) отримано для симетричного НК- Si_4Y_4 , де роль лігандів Y відіграють НК-фрагменти типу SiH_3 . Для таких структур характерним є виникнення енергетичного бар'єру внаслідок зміни просторового розташування лігандів. На **рис. 3** ліганди виділені колами навколо основного Si-NK (чотирьохатомного НК-ядра, розташованого в центрі). Коли ліганди змінюють своє положення у просторі, змінюється довжина хімічного зв'язку Si-Si в основному ядрі НК. Зближення пасиваторів SiH_3 призводить до збільшення міжатомної відстані та навіть можливого розриву зв'язку (**рис. 3, А**). Унаслідок поглинання додаткової енергії ($E_a = 0,43$ еВ) пасиватори віддаляються один від одного (**рис. 3, Б**), що сприяє формуванню ненапружених хімічних зв'язків Si-Si в основному ядрі НК кремнію. Отже, у такому матричному оточенні синтез чотирьохатомного НК, повністю утвореного з 3-АК, є високоімовірним.

Велике механічне напруження та послаблений хімічний зв'язок у 3-АК дають підстави зробити важливий для практики висновок про неможливість використання подібних циклічних блоків для формування великих НК-поліедрів [16]. У **табл. 2** наведено енергії деформації НК для різних типів пасиваторів (лігандів) обірваних зв'язків. Заміна атомів водню (H) групою SiH_3 призводить до зниження деформаційного напруження у НК.

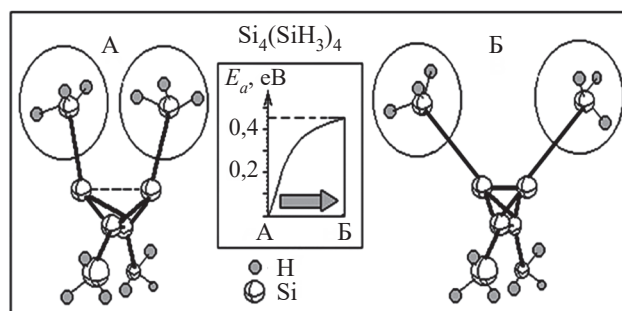


Рис. 3. Енергетичний бар'єр, що виникає в процесі формування чотирьох трьохатомних НК-кілець внаслідок збільшення відстані між пасивуючими НК-фрагментами з подовженням (А) і звичайним (Б) хімічним зв'язком Si-Si

Таблиця 2

Енергія деформації поліедричних НК Si_nY_n для різних типів пасивуючого ліганду ($\text{Y} = \text{H}, \text{SiH}_3$)

НК (група симетрії)	$E_{\text{деф}}(\text{Si}_n\text{H}_n)$, еВ	$E_{\text{деф}}(\text{Si}_n(\text{SiH}_3)_n)$, еВ
Si_4H_4 (T_d)	6,14	4,90
Si_6H_6 (D_{3h})	4,96	4,13
Si_8H_8 (O_h)	4,10	3,30

Примітка. Розраховано за алгоритмом GAMESS у базисі 6-31G.

Аналіз розподілу заряду, локалізованого на атомах НК, підтверджує, що НК SiH_3 , на відміну від поодиноких атомів (наприклад, галогенів), відіграє роль електропозитивного пасиватора. Слід підкреслити, що з'ясована перевага електронно-донорних замісників над електронно-акцепторними забезпечує зниження енергії деформації НК, що є ключовим чинником для досягнення їхньої термодинамічної стабільності. Залежність енергії деформації та поверхневої енергії від розміру НК добре узгоджується з даними для інших НК-систем. Розрахунки показують, що збільшення від'ємного заряду на атомах каркаса НК зменшує різницю в розмірах між валентними s - та p -орбіталями, внаслідок чого гібридизація атомних орбіталей поліпшується: енергія s - p -промоції знижується, коли на атомах каркаса накопичується від'ємний заряд. Тобто навіть 3-АК з групами SiH_3 є досить ефективними блоковими НК-системами.

Висновки

Отже, у роботі визначено основні структурні, електронно-енергетичні та транспортно-кінетичні характеристики НК. Встановлено такі ключові моменти:

- досліджувані Si-NK мають від'ємні значення енергії зв'язку, що свідчить про їхню хімічну стійкість;
- збільшення кількості атомів у НК призводить до зростання питомої енергії зв'язку;
- у разі зміни зарядного стану НК довжина хімічного зв'язку між атомами збільшується при втраті електрона (катіонізації) і зменшується при захопленні (аніонізації). Це означає, що у таких випадках геометрія НК потребує обов'язкової оптимізації;
- для первинної оцінки геометрії та стабільності Si-NK найзручнішим є метод PM3 із подальшим уточненням у базисі ХФР/6-31G*. Метод ХФР (6-31G*) забезпечує найвищу точність у визначенні довжини зв'язку Si-Si та корелює з теоремою Купманса за значеннями $E_{\text{НОМО}}$. Для кількісного розрахунку енергетичних і транспортних параметрів рекомендується застосовувати методи MP2 (6-31G*) та ПФЕГ;
- в процесі утворення подвійних хімічних зв'язків гібридизація атомних орбіталей інтенсивніше змінюється у матричному оточенні;

• спостерігається висока активність подвійного зв'язку Si=Si через малу енергію його перемикачання, що зумовлено відносно вузькою забороненою зоною НК;

• ізомери Z_6H_6 (де $Z=Si, Ge, Sn$) з меншою кількістю подвійних зв'язків демонструють вищу стабільність, при цьому НК із повністю пасивованими зв'язками у формі призми є більш стабільною конфігурацією, ніж планарні бензолподібні Si-НК;

• природа пасиваторів (атомів водню або, наприклад, фрагментів SiH_3) впливає на енергію деформації поліедричних НК типу Si_nY_n . Високе механічне напруження та послаблений хімічний зв'язок у 3-АК вказують на неможливість використання таких циклічних блоків для формування великих НК-поліедрів.

Результати досліджень НК визначеної симетрії та морфології різного розміру можуть бути використані в процесі створення кремнієвих світлодіодів (LED), нанолазерів та оптичних хвилеводів, що ефективно інтегруються у мікросхеми, а також як структурні елементи нанoeлектронних транзисторів, випрямлячів та інших пристроїв функціональної електроніки.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- [1] Ю. М. Поплавко, *Фізика твердого тіла*, т. 1, Структура, квазічастинки, метали, магнетика. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, Вид-во «Політехніка», 2017.
- [2] K. Jackson and J. Jellinek, "Si clusters are more metallic than bulk Si," *J. Chem. Phys.*, vol. 145, no. 24, p. 244302, 2016, doi: 10.1063/1.4972813.
- [3] S. Manna, Y. Wang, A. Hernandez et al., "A database of low-energy atomically precise nanoclusters," *Sci. Data*, vol. 10, pp. 308–311, 2023, doi: 10.1038/s41597-023-02200-4.
- [4] В. В. Ковальчук, Д. О. Корчевський, Д. О. Дячок, і Д. О. Попряга, "Методи формування матричного оточення нанокластерів у випадку біологічних об'єктів", *Acta Carpathica*, вип. 2, с. 106–114, 2025, doi: 10.32782/2450-8640.2025.2.11.
- [5] V. V. Kovalchuk, D. O. Dyachok, and D. O. Popriaha, "Film heterojunction with nanocluster subsystem for new type of photocells," *Technology and design in electronic equipment*, no. 3, pp. 9–14, 2025, doi: 10.15222/ТКЕА2025.3-4.09
- [6] В. В. Ковальчук і Д. О. Попряга, «Формування нанокластерної підсистеми плівкового гетеропереходу», *Сенсор. електроніка і мікросистем. технології*, т. 22, вип. 3, с. 58–65, 2025, doi: 10.18524/1815-7459.2025.3.339805.

роніка і мікросистем. технології, т. 22, вип. 3, с. 58–65, 2025, doi: 10.18524/1815-7459.2025.3.339805.

[7] О. Г. Пашинська та А. В. Завдовесів, «Штучний інтелект у матеріалознавстві: зміни у відкритті та розробці матеріалів», *Науковий журнал Метінвест Політехніки. Серія: Технічні науки*, № 5, с. 152–163, 2025, doi: 10.32782/3041-2080/2025-5-17.

[8] M. Uchida, T. Yokoi, Y. Ogura, and K. Matsunaga, "Artificial-neural-network descriptor enhancing accuracy of machine-learning interatomic potential and its application to lattice defects in Si," *Phys. Rev. Mater.*, vol. 10, no. 8, p. 103805, 2024, doi: 10.1103/PhysRevMaterials.8.103805.

[9] W.-H. Yang, W.-C. Lu, C. Z. Wang, and K. M. Ho, "How big does a Si nanocluster favor bulk bonding geometry?," *J. Phys. Chem. C*, vol. 120, no. 3, pp. 1966–1970, 2016, doi: 10.1021/acs.jpcc.5b11004.

[10] N. E. Mohammad, "Comparing empirical interatomic potentials to modeling silicon surface stress," *Solid State Commun.*, vol. 344, p. 114656, 2022, doi: 10.1016/j.ssc.2022.114656.

[11] M. Uchida, T. Yokoi, Y. Ogura, and K. Matsunaga, "Application of neural-network potential based on trainable descriptor to crystallographically complex lattice defects in silicon," *Phys. Rev. Mater.*, vol. 9, p. 113804, 2025, doi: 10.1103/3gxx6-zp38.

[12] N. Pangeni, C. Shahi, J. Perdew, V. Subramanian, B. Kanungo, V. Gavini, and A. Ruzsinszky, "Hartree-Fock density functional theory works through error cancellation for the interaction energies of halogen and chalcogen bonded complexes," *J. Chem. Phys.*, vol. 9, pp. 3–11, 2025, doi: 10.26434/chemrxiv-2025-wff19-v2.

[13] В. В. Ковальчук, «Optical properties of clusters», *Journal of physics and electronics*, т. 26, № 1, с. 29–34, 2018, doi: 10.15421/331804.

[14] A. Sekiguchi and H. Sakurai, "Exotic polyhedral oligogermanes and related molecules," in *The Chemistry of Inorganic Ring Systems*, R. Steudel, Ed. New York, NY, USA: Elsevier, 1992, pp. 101–123.

[15] В. В. Ковальчук та М. О. Яковенко, «A systematic analysis of calculation schemes in quantum chemical bonding theory using the GAMESS platform», у *Матеріали IX Міжнар. наук.-практ. конф. «Ricerche scientifiche e metodi della loro realizzazione: esperienza mondiale e realtà domestiche»*, Болонья, Італія, 10 лип. 2026, с. 78–82, [Online]. Available: <https://archive.logos-science.com/index.php/conference-proceedings/article/view/3771>.

[16] S. Ali and E. Neyts, "Size-dependent strain and surface energies of gold nanoclusters," *Phys. Chem. Chem. Phys.*, vol. 18, no. 2, pp. 792–800, 2016, doi: 10.1039/C5CP06153A.

Надійшла до редакції 2.06.2026

Прийнято до друку 17.06.2026

Відомості про авторів

Володимир Ковальчук, докт. фіз.-мат. наук, ректор, Одеський технологічний університет «ШАГ», Україна;
e-mail: slsvvas@ukr.net;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7460-8092>

Дмитро Корбан, канд. техн. наук, доцент, Національний університет «Одеська морська академія», Україна;
e-mail: korbandmv@gmail.com;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6798-2526>

Максим Яковенко, аспірант, Південноукраїнський національний педагогічний університет ім. К. Д. Ушинського, Одеса, Україна;
e-mail: maksyakovenko1@gmail.com;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0003-0038-0437>

About the authors

Volodymyr Kovalchuk, Dr. Sc, Rector, Odesa Technological University IT STEP, Ukraine;
e-mail: slsvvas@ukr.net;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7460-8092>

Dmitro Korban, Ph.D., Associate Professor, National University «Odesa Maritime Academy», Ukraine;
e-mail: korbandmv@gmail.com;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6798-2526>

Maxim Yakovenko, Grad. Student, South Ukrainian National Pedagogical University named after K. D. Ushynsky, Odesa, Ukraine;
e-mail: maksyakovenko1@gmail.com;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0003-0038-0437>

CHARACTERISTICS OF NANOCLUSTER SUBSYSTEM COMPONENTS OF HETEROJUNCTIONS

A calculation and analysis of the characteristics of nanocluster (NC) subsystem components as structural elements for silicon electronics materials have been performed. Effective computational models were selected to evaluate the structural, energetic, and kinetic characteristics of NCs of various sizes. To analyze geometric topology stability and electron density distribution, a physical model based on quantum-chemical methods and interatomic interaction potentials is proposed. Atomic structure optimization and electronic property analysis of silicon nanostructures revealed that chemical bond lengths increase during cationization and decrease during anionization. The influence of the matrix environment on nanocluster properties was analyzed. A phenomenon defined as the “switching” of interatomic chemical bonds within the nanocluster was identified. This effect yields practical optical capabilities that can be utilized to design color-sensitive semiconductor devices.

Keywords: silicon nanoclusters, heterojunctions, matrix environment, quantum-chemical modeling, passivation, cationization, chemical bond switching.

REFERENCES

- [1] Yu. M. Poplavko, *Solid State Physics* (in Ukrainian), vol. 1, *Structure, Quasiparticles, Metals, Magnetism*. Kyiv, Ukraine: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Publishing House “Polytechnica”, 2017.
- [2] K. Jackson and J. Jellinek, “Si clusters are more metallic than bulk Si,” *J. Chem. Phys.*, vol. 145, no. 24, p. 244302, 2016, doi: 10.1063/1.4972813.
- [3] S. Manna, Y. Wang, A. Hernandez *et al.*, “A database of low-energy atomically precise nanoclusters,” *Sci. Data*, vol. 10, pp. 308–311, 2023, doi: 10.1038/s41597-023-02200-4.
- [4] V. V. Kovalchuk, D. O. Dyachok, D. O. Korchevskyi, and D. O. Popriaha, “Methods of forming the matrix environment of nanoclusters in the case of biological objects” (in Ukrainian), *Acta Carpathica*, vol. 44, no. 2, pp. 106–114, 2025, doi: 10.32782/2450-8640.2025.2.11.
- [5] V. V. Kovalchuk, D. O. Dyachok, and D. O. Popriaha, “Film heterojunction with nanocluster subsystem for new type of photocells,” *Technology and design in electronic equipment*, no. 3, pp. 9–14, 2025, doi: 10.15222/TKEA2025.3-4.09.
- [6] V. V. Kovalchuk and D. O. Popriaha, “Formation of a nanocluster subsystem of a film heterotransfer,” (in Ukrainian) *Sensor Electron. Microsyst. Technol.*, vol. 23, no. 3, pp. 58–64, 2025, doi: 10.18524/1815-7459.2025.3.339805.
- [7] O. H. Pashynska and A. V. Zavdoveev, “Artificial intelligence in materials science: Changes in discovery and development of materials” (in Ukrainian), *Sci. J. Metinvest Polytech. Ser. Tech. Sci.*, no. 5, pp. 152–163, 2025, doi: 10.32782/3041-2080/2025-5-17.
- [8] M. Uchida, T. Yokoi, Y. Ogura, and K. Matsunaga, “Artificial-neural-network descriptor enhancing accuracy of machine-learning interatomic potential and its application to lattice defects in Si,” *Phys. Rev. Mater.*, vol. 10, no. 8, p. 103805, 2024, doi: 10.1103/PhysRevMaterials.8.103805.
- [9] W.-H. Yang, W.-C. Lu, C. Z. Wang, and K. M. Ho, “How big does a Si nanocluster favor bulk bonding geometry?,” *J. Phys. Chem. C*, vol. 120, no. 3, pp. 1966–1970, 2016, doi: 10.1021/acs.jpcc.5b11004.
- [10] N. E. Mohammad, “Comparing empirical interatomic potentials to modeling silicon surface stress,” *Solid State Commun.*, vol. 344, p. 114656, 2022, doi: 10.1016/j.ssc.2022.114656.
- [11] M. Uchida, T. Yokoi, Y. Ogura, and K. Matsunaga, “Application of neural-network potential based on trainable descriptor to crystallographically complex lattice defects in silicon,” *Phys. Rev. Mater.*, vol. 9, p. 113804, 2025, doi: 10.1103/3gxx-zp38.
- [12] N. Pangeni, C. Shahi, J. Perdew, V. Subramanian, B. Kanungo, V. Gavini, and A. Ruzsinszky, “Hartree-Fock density functional theory works through error cancellation for the interaction energies of halogen and chalcogen bonded complexes,” *J. Chem. Phys.*, vol. 9, pp. 3–11, 2025, doi: 10.26434/chemrxiv-2025-wfft9-v2.
- [13] V. V. Kovalchuk, “Optical properties of clusters,” *J. Phys. Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 29–34, 2018, doi: 10.15421/331804.
- [14] A. Sekiguchi and H. Sakurai, “Exotic polyhedral oligo-germanes and related molecules,” in *The Chemistry of Inorganic Ring Systems*, R. Steudel, Ed. New York, NY, USA: Elsevier, 1992, pp. 101–123.
- [15] V. V. Kovalchuk and M. O. Yakovenko, “A systematic analysis of calculation schemes in quantum chemical bonding theory using the GAMESS platform,” in *Proc. IX Int. Sci. Pract. Conf. Ricerche Scientifiche e Metodi della Loro Realizzazione: Esperienza Mondiale e Realtà Domestiche*, Bologna, Italy, July 10, 2026, pp. 78–82, [Online]. Available: <https://archive.logos-science.com/index.php/conference-proceedings/article/view/3771>.
- [16] S. Ali and E. Neyts, “Size-dependent strain and surface energies of gold nanoclusters,” *Phys. Chem. Chem. Phys.*, vol. 18, no. 2, pp. 792–800, 2016, doi: 10.1039/C5CP06153A.



Copyright: © 2026, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Ihor VIRT, Ivan PADALKA

Ukraine, Ivan Franko State Pedagogical University of Drohobych

MODELING OF A PHOTODIODE STRUCTURE BASED ON A HETEROJUNCTION ZnO/Si

In this work, a self-powered photodetector based on a bulk ZnO/Si p – n heterojunction is numerically investigated and analyzed using the Solar Cell Capacitance Simulator in One Dimension (SCAPS-1D). The energy band diagram, electron-hole generation and recombination rates, current-voltage (J – V) characteristics, spectral photosensitivity response, and specific detectivity are examined. To optimize photodetector performance, the effects of absorber layer thickness, shallow acceptor and donor densities, and defect density were systematically studied. Various electron transport parameters of ZnO were also considered. The responsivity and specific detectivity of the simulated photodetector are 0.23 A/W and $1.1 \cdot 10^{10}$ Jones, respectively.

Keywords: photovoltaic cell, photodetector, numerical simulation, electron transport material (ETM), ZnO, heterostructure, SCAPS-1D program.

Current trends in sensor instrumentation encompass a range of promising emerging technologies alongside innovative chemical and physical processes, as well as advanced systems for signal generation, conversion, and transmission. Photodetectors, which directly convert light into electrical signals, have been developed for numerous applications, including medical diagnostics, aviation, target recognition, and related fields [1]. Self-powered photodetectors based on p – n junctions exhibit outstanding photovoltaic characteristics—such as fast response speed, wide linear dynamic range, and low noise—and have demonstrated significant progress in recent years [2]. To further enhance these parameters, research groups are developing dedicated simulation tools and conducting photovoltaic device modeling studies. Simulation methods provide valuable insight into the physical phenomena governing photovoltaic cell operation. For this purpose, SCAPS-1D (Solar Cell Capacitance Simulator—One Dimensional) software has been widely adopted [3].

The built-in electric field present at the heterojunction interface between dissimilar materials acts as a driving force for the efficient separation of photogenerated charge carriers, thereby sustaining a continuous photocurrent. When electron-hole pairs are generated within the depletion region of a p – n junction, the local electric field separates them, allowing the carriers to be collected at the respective external contacts.

Currently, theoretical studies of silicon-based heterostructures are widely conducted using SCAPS software. In particular, planar configurations of metal oxides and silicon, such as ZnO/Si, are commonly employed as model systems. Numerical analysis is performed to determine the optimal conditions for such photodetectors, and the

factors governing their performance are systematically investigated. Numerical modeling represents a critically important stage in optimizing device architectures prior to experimental fabrication and testing. Furthermore, simulation results demonstrate that well-aligned energy bands in the metal oxide and silicon lead to improved device performance, whereas misalignment of the bands results in increased charge recombination rates and reduced efficiency. The ability of a device to reliably detect radiation is a fundamental requirement for its practical industrial application.

Thin-film metal oxides (TFMOs) continue to attract considerable interest due to their versatility in sensing applications. Interest in modeling TFMOs has grown substantially over recent decades, driven by their relative simplicity and compatibility with available simulation tools. Nevertheless, most TFMO-based devices still exhibit low conversion efficiencies, and laboratory efforts to achieve optimal energy conversion continue despite advances in numerous physical and chemical fabrication methods for photovoltaic cells. This limitation can be attributed to several loss mechanisms inherent in absorber layer structures. Zinc oxide is widely used in optoelectronics owing to its excellent optical and electronic properties, and has established itself as a multifunctional material over the past five decades. ZnO is a wide-bandgap semiconductor with a bandgap of 3.36–3.41 eV, and is also regarded as an effective anti-reflection material suitable for optical detection and a broad range of optoelectronic applications [4]. Among heterojunction device architectures, the ZnO/Si thin-film heterostructure is one of the most extensively optimized configurations, demonstrating high photodetection efficiency. Key device parameters—

including absorber and electron transport layer (ETL) thickness, series resistance, shunt resistance, and operating temperature—can be evaluated together with corresponding characteristics such as carrier generation and recombination rates, capacitance–voltage (C – V) profiles, current density–voltage (J – V) curves, and quantum efficiency. These performance metrics are strongly influenced by crystallographic quality, surface morphology, and film density, making the choice of ZnO deposition technique critical for fabricating high-quality photosensitive structures [5]. Numerical simulations of low-cost ZnO/Si devices have previously been carried out using various tools, including AFORS-HET and PC1D [6], [7]. ZnO/Si photocells have also been modeled with Silvaco ATLAS, where bandgap profiles and electric field distributions at the Si/ZnO interface were examined [8]. The SCAPS-1D software enables numerical investigation of hetero- and multi-junction photovoltaic devices, supporting the extraction of photovoltaic parameters as well as non-standard measurements, including C – V , G – V (conductance–voltage), and C – f (capacitance–frequency) characteristics. It has also been applied to simulate ZnO/Si solar cells with interface defects [9]. Simulations were carried out using an iterative approach, solving the Poisson equation together with the continuity equations for electrons and holes [10], with photodetector parameters extracted under different spectral conditions. The resulting SCAPS-1D outputs can be benchmarked against those obtained from other simulation platforms [11], [12]. Among the most widely used simulation tools in recent years are COMSOL, Silvaco ATLAS, AMPS, wxAMPS, and SCAPS [13], [14].

Among the available simulation tools, SCAPS-1D is regarded as particularly accessible, offering a broad range of input and output parameters [15], [16]. Compared to other common platforms for photodetector analysis—such as TCAD, ANSYS Lumerical Charge, and COMSOL Multiphysics—SCAPS-1D occupies a distinct and well-established position in the field. Its open-source nature and intuitive interface have made it a de facto standard in photovoltaic research. The reliability of the software is supported by a strong agreement between simulation results and experimental data for both p – n and n – i – p device structures. SCAPS-1D is a numerical platform for analyzing and optimizing thin-film photovoltaic homo- and heterojunction structures through the self-consistent solution of Poisson’s equation and the carrier continuity equations, enabling detailed analysis of multilayer heterojunctions by allowing independent variation of layer thickness, doping concentration, defect density, and bandgap [17], [18]. The simulator is built upon the numerical solution of the fundamental semiconductor equations—namely, the Poisson equation and the carrier continuity equations—ensuring accurate computation of J – V characteristics and quantum efficiency [19], [20]. This physically

rigorous approach yields high fidelity in modeling the optoelectronic processes occurring within photodetector structures. The strong correspondence between simulated and experimental results establishes SCAPS-1D as a dependable tool for predictive device design, enabling the effective development of sensors for optical imaging, environmental monitoring, and operation across a broad spectral range.

The aim of this work is to investigate and analyze, by means of numerical simulation within the SCAPS-1D software environment, the parameters and characteristics of a ZnO/Si heterojunction photodetector. Particular attention is given to the influence of ZnO oxide layers grown on silicon substrates by pulsed laser deposition [21], [22] on the responsivity and specific detectivity of the device in the ultraviolet spectral region (300 nm).

Research Methodology and Subject of Investigation

This work employs a planar p – n heterojunction structure consisting of a p -type Si layer and an n -type ZnO thin film. Default device parameters are applied across configurations with different active layers. The photoelectric performance of the n – p ZnO/Si heterojunction was numerically evaluated using the fundamental equations governing electron–hole junctions, with simulations carried out in SCAPS-1D. Based on input parameters such as layer bandgap, thickness, and doping concentration, the software predicts key photovoltaic characteristics—including current–voltage curves, quantum efficiency, and energy band diagrams. The principal input parameters include dielectric permittivity, bandgap energy (E_g), electron affinity, carrier mobility, and doping concentrations (N_D , N_A). The generation rate is computed from the optical absorption profile under a specified illumination spectrum, while the recombination rate is determined self-consistently alongside the carrier transport equations. The platform also supports parametric optimization—for example, systematic variation of layer thickness or doping concentration—enabling quantitative assessment of their impact on power conversion efficiency (PCE) and fill factor (FF).

The thickness of the metal oxide film was varied in the range of 50–700 nm for the absorber layer, while the base layer (industrial-grade silicon wafers) had a fixed thickness of 250 μm . Planar configurations offer the advantage of low-temperature processing, which enables the fabrication of flexible devices without inducing substrate degradation. Furthermore, such configurations are compatible with tandem junction architectures incorporating a variety of semiconductor materials. The simulation results identify the optimal photodetection efficiency for a range of p – n parameter values of the ZnO/Si heterojunction.

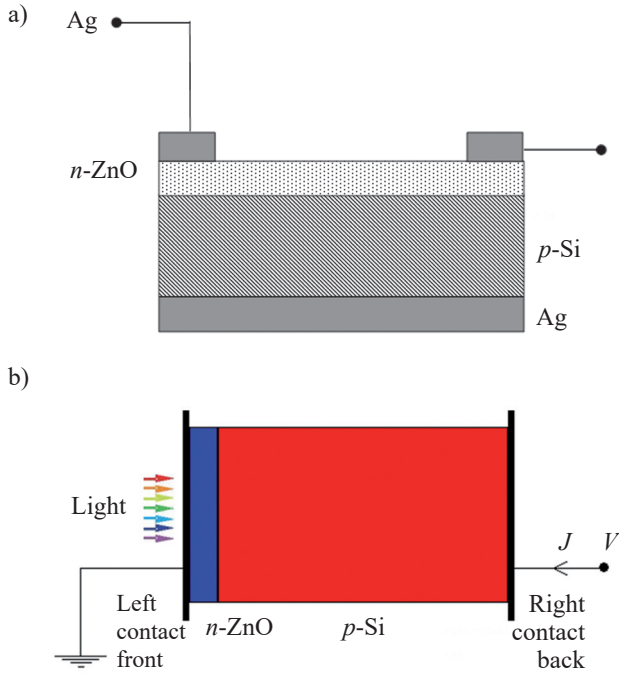


Fig. 1. Schematic representation of the n -ZnO/ p -Si heterostructure (a) and device configuration used for numerical modeling in the SCAPS-1D simulation environment (b)

Since Si is a p -type semiconductor, an n -type electronically conductive metal oxide was incorporated as the photoabsorber within the heterojunction structure. ZnO thin film, owing to its favorable optoelectronic properties, serves as an n -type material functioning simultaneously as both the window and active layer. The relatively thick Si base provides strong optical absorption and forms a heterojunction that is well-matched to n -type thin-film overlayers. This configuration enables enhanced photocurrent generation upon interaction of ultraviolet photons with the active layer, allowing absorption of all photons with energies exceeding the bandgap of ZnO. Together, the n -type absorption layer and the p -type silicon layer constitute a conventional photovoltaic structure with a window–absorber n – p junction, as illustrated in Fig. 1. In a homojunction device, both regions are composed of the same semiconductor material, whereas in a heterojunction device they consist of two distinct materials.

The interface between the p - and n -type regions is regarded as the most critical component of any photovoltaic device. Within this region of the heterostructure, energetic photons absorbed in the space-charge depletion region drive the separation of electron-hole pairs, a process that plays a decisive role in determining overall device performance.

Numerical Simulation Using SCAPS-1D

Simulations were performed using SCAPS version 3.3.12, a software package widely adopted for modeling photovoltaic cells based on polycrystalline thin films,

which also supports the simulation of step junctions. The principal photovoltaic parameters—open-circuit voltage (V_{OC}), short-circuit current density (J_{SC}), fill factor (FF), quantum efficiency (QE), and the band structure of the heterojunction—are key determinants of photodetector responsivity [23], [24]. Simulations were conducted under spectral illumination conditions, within which a variety of homo- and heterojunction architectures can be proposed and evaluated [25], [26].

The simulation framework is based on the self-consistent numerical solution of Poisson's equation and the semiconductor continuity equations. The continuity equations, solved within the junction interface region, govern charge carrier transport inside the device—accounting for electrostatic potential distribution, carrier drift and diffusion, and electron-hole recombination processes [27]. Poisson's equation is given as

$$\nabla^2 \phi = -\frac{q}{\epsilon}(n - p + N_D - N_A), \quad (1)$$

where ϕ is the electrostatic potential;

ϵ is the dielectric permittivity;

q is the elementary charge;

N_A, N_D are the acceptor and donor densities, respectively;

p, n are the hole and electron concentrations, respectively.

The semiconductor carrier transport equations are given as

$$\nabla J_p = q(G - R); \quad (2)$$

$$\nabla J_n = q(R - G), \quad (3)$$

where J_p, J_n are the hole and electron current density, respectively;

G is denotes the optical generation rate;

R is the total recombination, including direct and indirect recombination.

All these parameters are a function of the interface coordinate (coordinate position x). Introducing the effective potentials V_n and V_p as characteristic quantities of the interface region, we obtain

$$V_n = V + \gamma \frac{\Delta G}{g}; \quad (4)$$

$$V_p = V - (1 - \gamma) \frac{\Delta G}{g}. \quad (5)$$

The parameters ΔG and γ take into account changes in the band structure, such as the density of states of the band gap, and also take into account Fermi–Dirac statistics. Then the hole and electron current densities appearing in equations (2) and (3) are given by

$$J_p = -q\mu_p p \cdot \nabla V_p - kT\mu_p \cdot \nabla p; \quad (6)$$

$$J_n = -q\mu_n n \cdot \nabla V_n - kT\mu_n \cdot \nabla n, \quad (7)$$

where μ_n, μ_p are the electron and hole mobilities, respectively.

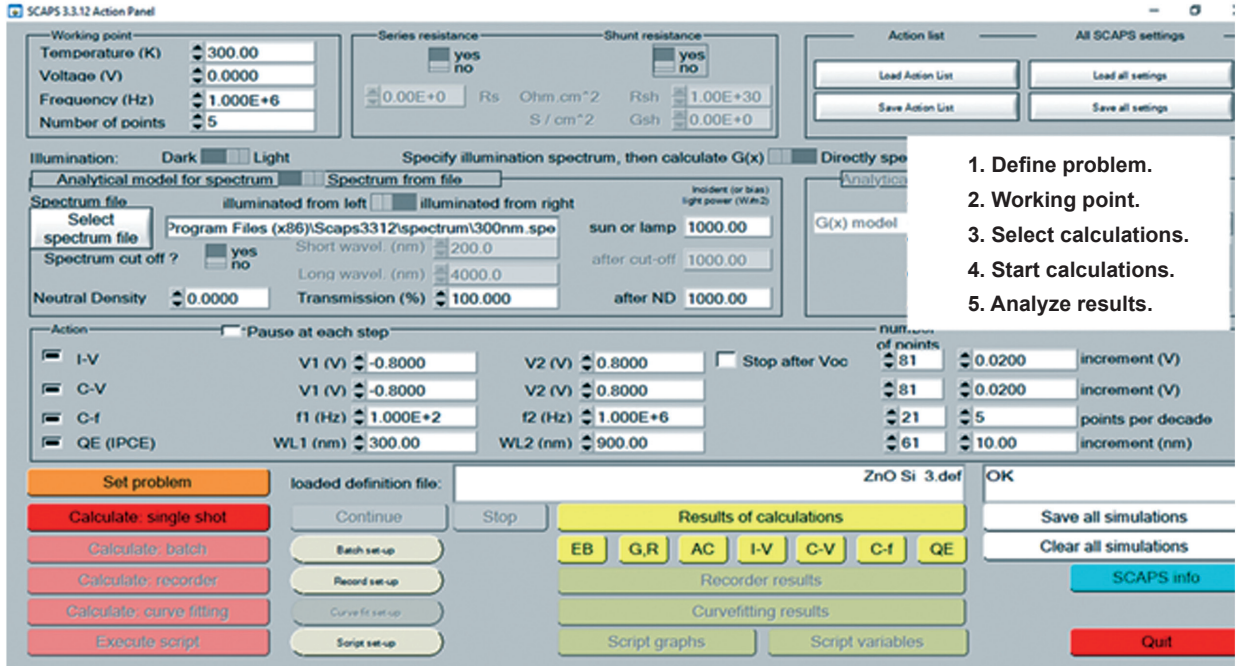


Fig. 2. SCAPS-1D simulation platform for modeling the optoelectronic properties of the n -ZnO/ p -Si heterojunction

The software interfaces use all the variables listed in **Table 1** and are the device input parameters during the simulation.

All variables listed in Table 1 serve as device input parameters during simulation and are directly accessible through the software interface. The complete modeling procedure for characterizing a heterojunction is outlined in the flowchart presented in **Fig. 2**.

Table 1

Device parameters: ZnO layer and substrate p -Si [28]

Parameters	n -ZnO	p -Si
Relative permittivity, ϵ_r	9	11.9
Energy gap, E_g (eV)	3.3	1.12
Thickness, d (μm)	variable	250
Electronic affinity, χ (eV)	4.35	4.05
Effective density of states in the conduction band, N_c (cm^{-3})	$4.4 \cdot 10^{18}$	$2.8 \cdot 10^{19}$
Effective density of states in the valence band, N_v (cm^{-3})	$7.1 \cdot 10^{19}$	$1.04 \cdot 10^{18}$
Donor concentration, N_D (cm^{-3})	variable	—
Acceptor concentration, N_A (cm^{-3})	—	$7.0 \cdot 10^{15}$
Electron mobility, μ_n ($\text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$)	100	1500
Hole mobility, μ_p ($\text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$)	25	480
Electron thermal velocity, $V_{\text{th,e}}$ (cm/s)	10^7	10^7
Hole thermal velocity, $V_{\text{th,h}}$ (cm/s)	10^7	10^7
Temperature, T (K)	300	300

The key outputs generated by SCAPS-1D include:

- J - V curves, used for optimizing the power conversion efficiency;

- quantum efficiency describing photon-to-carrier conversion as a function of wavelength;
- energy band diagrams providing visualization of band alignment and Fermi-level (E_F) distribution;
- capacitance–voltage characteristics, enabling determination of carrier concentration and built-in potential.

In each simulation run, the primary variable (voltage V , frequency f , or current I) is swept across a specified range. The resulting outputs include computed parameters and characteristics—such as J - V and C - V curves, C - f spectra, generation rate profiles $Q(\lambda)$, energy band diagrams, carrier concentration distributions, and electron and hole current densities. All simulation results are exported in ASCII format and presented graphically for analysis and interpretation.

Results and Discussion

SCAPS-1D Simulation of the n - p ZnO/Si Heterojunction

This study examined the effect of ZnO layer thickness on the characteristics of the ZnO/Si heterojunction. The simulation incorporated a nickel-doped zinc oxide layer serving as an ultraviolet-absorbing medium. J - V curves were extracted from spectral measurements performed both in the dark and under illumination, reflecting realistic device operating conditions. The highest fill factor of 63.18% and power conversion efficiency of 7.71% were achieved for the nanostructured ZnO/Si heterojunction with an absorber layer thickness of 100 nm.

The input parameters used in the SCAPS-1D simulations were adopted from the literature and are based on the material properties of ZnO and Si summarized in Table 1.

The input parameters for the front and rear contacts were additionally optimized using SCAPS-1D.

Properties of the ZnO Absorber Layer

The absorption layer consists of an *n*-type zinc oxide semiconductor. ZnO exhibits an electron affinity of 4.5 eV and favorable carrier mobility characteristics. In addition, ZnO possesses distinctive optoelectronic properties, high mechanical strength, and a large refractive index, making it a highly suitable material for a broad range of applications, including photovoltaics. The density of states is governed by the strong hybridization between the constituent atomic orbitals. Among all orbital contributions, the O2p orbital electrons exert the dominant influence on the position of the Fermi level E_F . The electronic band structure and density of states represent energy spectra that describe the dependence of energy eigenvalues on wave vectors in the reciprocal (*k*-space) of a crystal lattice, encoding information about both intramolecular bond interactions and intermolecular forces.

The electron affinity of ZnO, acting as the electron transport material, ranges from 3.60 to 4.60 eV. By adjusting this parameter, the band offset at the interface with the absorber layer can be tuned, effectively shifting the energy band alignment. A schematic of the energy band diagram of the simulated *n*-ZnO/*p*-Si photovoltaic structure is presented in Fig. 3. In this configuration, the *n*-ZnO layer serves as the photoabsorber, while the *p*-Si layer functions as the primary charge transport medium.

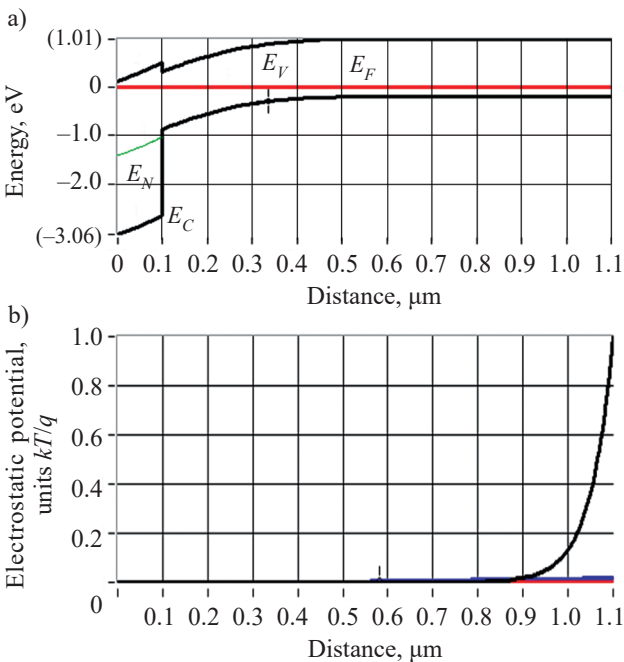


Fig. 3. Spatial distribution of energy bands (a) and electrostatic potential in ZnO/Si heterostructures (b)

Simulated Current-Voltage Characteristics of the ZnO/Si Heterojunction

Representative transport curves across the heterojunction interface. Representative transport curves across the ZnO/Si heterojunction interface were obtained under the following simulation conditions: illumination incident from the left contact, voltage bias applied at the right contact, and the left contact held at ground potential. Layer interfaces were defined accordingly. The simulation first computed the energy band structure, followed by extraction of the *J*-*V* and *C*-*V* characteristics. The simulated ZnO/Si thin-film heterojunction yielded a fill factor of $FF \approx 63.18\%$ and a power conversion efficiency of $\eta \approx 7.71\%$. Fig. 4 presents the dark and illuminated current-voltage characteristics over a bias range of -0.8 V to $+0.8$ V, where the photocurrent consistently exceeded the dark current [29]. The photovoltaic parameters derived from the *J*-*V* curves are summarized in Table 2.

Careful analysis reveals the coexistence of several conduction mechanisms, giving rise to non-ideal diode

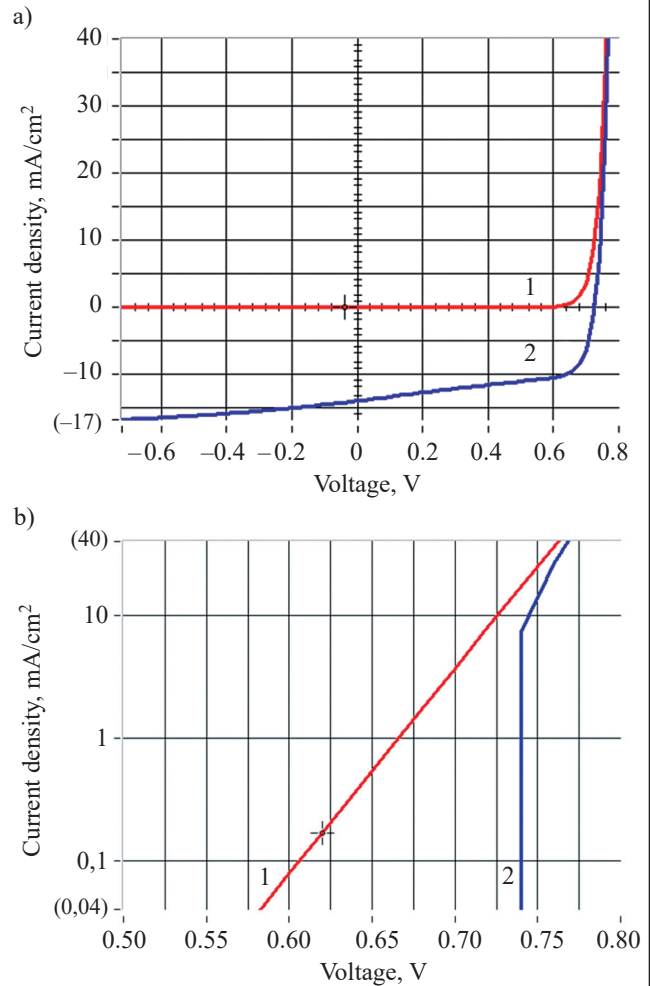


Fig. 4. Current-voltage characteristics of the ZnO/Si photo-detector, presented on a linear scale (a) and a semi-logarithmic scale (b):

1 — dark; 2 — under UV illumination at $\lambda = 300$ nm

Table 2

Summary of input parameters for the back and front contacts employed in SCAPS-1D simulations of metal oxide-based heterojunction devices

Parameter	Back contact	Front contact
Thermionic emission/surface recombination velocity Holes (cm/s)	$1.00 \cdot 10^7$	$1.00 \cdot 10^7$
Thermionic emission/surface recombination velocity Electrons (cm/s)	$1.00 \cdot 10^7$	$1.00 \cdot 10^7$
Metal work function (eV)	5.021	—
Main carrier barrier height (eV) relative to E_f	0.221	0.4
Main carrier barrier height (eV) relative to E_v	0	0.227

behavior in distinct operating regions. The forward bias regime can be decomposed into three characteristic transport regimes: generation-recombination current, diffusion current, and an ohmic regime governed by series resistance [30]. At low forward bias, carrier transport is dominated by recombination via the Shockley–Read–Hall (SRH) mechanism, involving defect states and trap centers within the depletion region. At moderate forward bias, diffusion current becomes the primary transport mechanism, as injected minority carriers—holes in the n -type region and electrons in the p -type region—diffuse into the quasi-neutral regions, producing an exponential current–voltage dependence. In this regime, the J – V characteristic approaches ideal Shockley behavior with an ideality factor close to unity, indicative of transport limited by minority carrier concentration gradients. The built-in potential of the heterojunction facilitates the separation of photogenerated charge carriers. In the absence of an external bias, the resulting potential difference across the device constitutes the fundamental driving mechanism of the photovoltaic effect. The short-circuit current exhibits a linear dependence on incident optical power, while the open-circuit voltage scales logarithmically with decreasing power, consistent with the heterojunction equation under illumination.

The dark J – V characteristic displays a nonlinear increase in current with applied voltage, which becomes particularly pronounced at higher bias levels. Under illumination at a power density of 82.7 mW/cm^2 , the J – V characteristic is recorded for both reverse and forward bias conditions, as shown in Fig. 4. The carrier concentration directly influences the shape of the J – V curves: as the doping concentration increases, the resistivity decreases and the current increases correspondingly.

The described device operates in a one-sided structure, but ZnO plays an active role as the main absorbing layer in the ultraviolet region. The internal electric field of the

heterojunction enables rapid separation of photoexcited electrons and holes [31]. This behavior is attributed to the high quality of the films and the low defect density of the fabricated ZnO and Si nanostructures, consistent with the estimated optical band gaps of the components used [32].

The current measured at a given voltage under illumination exceeds that recorded in the dark, confirming that light absorption in the n -ZnO/ p -Si heterojunction generates a photocurrent through the formation of electron–hole pairs (Fig. 5). The enhancement of the reverse current under illumination is attributed to the generation of additional charge carriers via light absorption. The difference between the illuminated and dark currents, $I_{\text{ill}} - I_{\text{dark}}$, is 13.9 mA. The properties of both front and rear contacts can be independently adjusted, and the interface defect density between adjacent layers can be specified as a simulation input. Table 3 summarizes the key simulated photovoltaic parameters—open-circuit voltage V_{OC} , short-circuit current density J_{SC} , fill factor FF , and power conversion efficiency η —extracted under illumination. From the J – V curve of the ZnO/Si

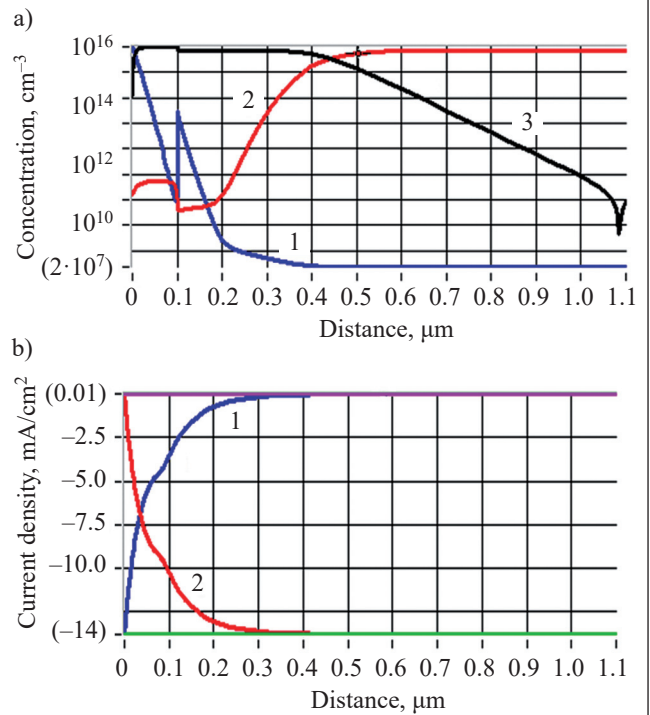


Fig. 5. Modeled carrier concentration (a) and current density (b) distributions of the ZnO/Si photodetector under UV illumination:

1 — electrons; 2 — holes; 3 — total concentration

Table 3

Simulated photoelectric parameters of the n -ZnO/ p -Si photovoltaic heterojunction

V_{OC} , V	J_{SC} , mA/cm ²	FF , %	η , %
0.725	13.9	63.18	7.71

heterojunction photodetector, the short circuit current $J_{SC} = 13.9 \text{ mA}$ and the open circuit voltage $V_{OC} = 0.725 \text{ V}$ are obtained, consistent with the standard J - V response of a photovoltaic cell under illumination [33]. Variation of the electron affinity parameter affects the band alignment at the heterojunction interface and, if not correctly selected, results in a concurrent degradation of FF , J_{SC} , V_{OC} , and η .

Effect of ZnO layer thickness on structured heterojunction photovoltaic cells. In a typical n - p heterojunction, incident radiation passes through the absorber layer and partially through the conductive substrate. Incident photons are absorbed by the n -type semiconductor absorber layer, while unabsorbed photons are dissipated as heat. The absorber layer consists of a ZnO thin film, and the influence of doping concentration on device efficiency and J - V characteristics has been examined [34], [35]. Previous studies have demonstrated that ZnO is the most suitable n -type material for high-efficiency ZnO-based p - n heterojunction photovoltaic cells [36]. In the present study, the absorber layer thickness was varied in the range of 50–500 nm (Fig. 6). These values fall within the optimized thickness range;

the absorber layer should be sufficiently thin to minimize series resistance within the photovoltaic device. As evident from the data shown in Fig. 6, the optimal ZnO layer thickness lies in the range of 50–100 nm. At this thickness, the heterostructure attains maximum photosensitivity in the ultraviolet spectral region.

The optical absorption properties of each layer can be defined either through a built-in analytical model or by importing material property files from the program's internal library. Within the defect configuration panel, recombination is categorized into three distinct mechanisms: Auger recombination, radiative recombination (both representing band-to-band transitions) and SRH recombination, which proceeds via mid-gap trap states. In the present model, only SRH recombination is activated, defined by a single neutral defect level with uniform energy distribution and a defect density of $1 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$.

Therefore, the n -ZnO/ p -Si heterostructure achieves maximum photosensitivity in the ultraviolet spectral region at an absorber layer thickness of approximately 50–100 nm.

Effect of absorber layer doping concentration on device performance. The doping concentration of the absorber layer has a significant influence on device performance and was varied in the range of $1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ to $1 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ to examine its effect on the simulated characteristics.

A maximum power conversion efficiency of 7.71% is achieved following the optimization and verification of key simulation parameters. To further refine the properties of each active layer, the effects of absorber thickness and doping density on device performance (Fig. 7), efficiency, and carrier recombination behavior were systematically investigated. These results demonstrate that SCAPS-1D is capable of detecting variations in photovoltaic parameters and quantifying their impact on simulation output.

The donor concentration in a semiconductor can be controlled through intentional doping with extrinsic impurities or by modifying intrinsic defect populations. Zinc oxide, in particular, exhibits intrinsic n -type conductivity. The primary intrinsic donor-type defects in ZnO are oxygen vacancies and interstitial zinc atoms. The donor concentration can also be tuned by modifying the density of these intrinsic defects through post-deposition treatments such as thermal annealing or high-dose irradiation. As evident from Fig. 7, the optimal donor concentration in the ZnO layer for achieving high photocurrent responsivity lies in the range of 10^{14} – 10^{15} cm^{-3} .

The influence of trap defect density N_t on the heterostructure characteristics was also examined. Using SRH recombination model [37], a defect level was introduced with a mean energy of 0.58 eV within the bandgap and a neutral Gaussian energy distribution.

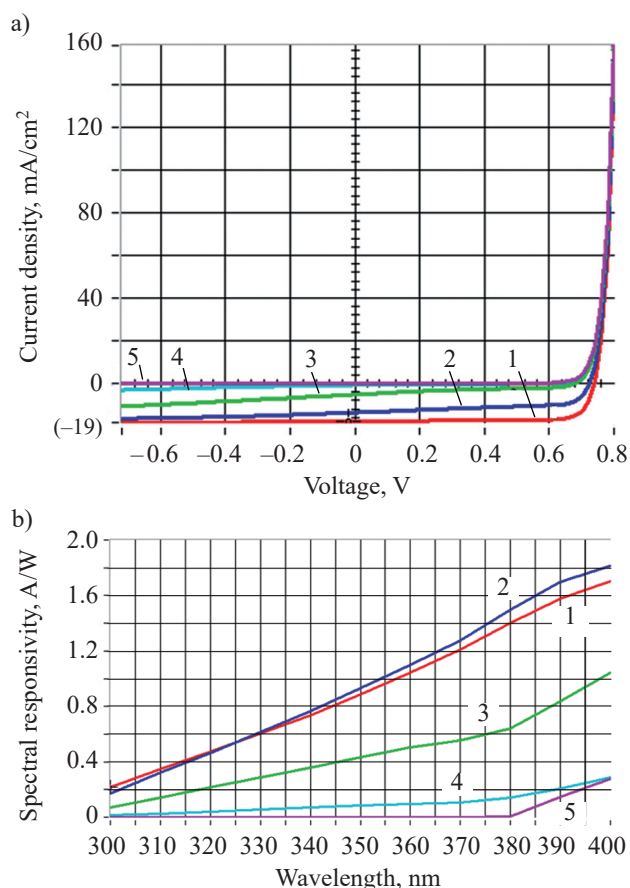


Fig. 6. Current-voltage characteristics (a) and spectral responsivity (b) of the n -ZnO/ p -Si heterojunction at different ZnO absorber layer thicknesses (nm):

1 — 50; 2 — 100; 3 — 200; 4 — 300; 5 — 500
(donor concentration in ZnO $N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$)

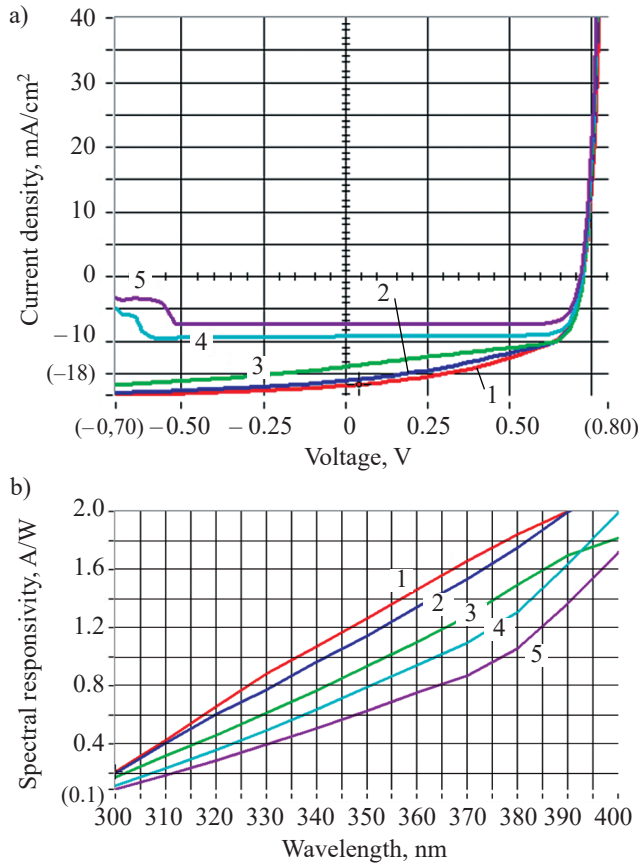


Fig. 7. Current-voltage characteristics (a) and spectral responsivity (b) of the n -ZnO/ p -Si heterojunction at different donor concentrations in the ZnO layer (cm^{-3}): 1 — 10^{14} ; 2 — 10^{15} ; 3 — 10^{16} ; 4 — 10^{17} ; 5 — 10^{18} (layer thickness 100 nm)

The SRH recombination rate is defined by equation

$$SRH = \frac{np - n_i^2}{\tau_p(n + n_i) + \tau_n(p + n_i)}, \quad (8)$$

where p , n denote the hole and electron concentrations;

τ_p , τ_n are the corresponding non equilibrium minority carrier lifetimes;

n_i is the intrinsic carrier concentration.

The model additionally computes the carrier diffusion length, as SRH recombination is one of the most prevalent recombination mechanisms in photodetector structures [38]. In this study, the trap defect density was set to $N_t = 1 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, which proved optimal for the given device configuration. The simulated device characteristics exhibit a systematic degradation with increasing defect density in the active absorber layer. The simulation framework also allows the defect density of the photoactive layer to be selectively disabled, enabling assessment of its individual contribution to overall device performance.

Graph of capacitance and conductivity of a heterostructure. The capacitive characteristics of the heterostructure—specifically the capacitance-voltage (C - V) and capacitance-frequency (C - f) profiles—

were obtained by numerical simulation. The C - V characteristics were evaluated over a bias range of $\pm 0.8 \text{ V}$ at a frequency of 1 MHz.

The dependence of the junction capacitance for an abrupt heterojunction at zero bias is given in [39]:

$$C^2 = \frac{q\epsilon_1\epsilon_2 N_D N_A}{2(\epsilon_1 N_D + \epsilon_2 N_A)} \cdot \frac{1}{V_{bi} - V}, \quad (9)$$

where q is the elementary electron charge;

ϵ_1 , N_D are the permittivity and donor carrier concentration of the ZnO layer, respectively;

ϵ_2 , N_A are the permittivity and acceptor carrier concentration of the p -Si substrate, respectively.

The built-in potential V_{bi} is determined from the difference in energy levels on the band diagram (see Fig. 3, a). Its value at a donor concentration of $N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ in the absorbing layer ZnO is $V_{bi} = 2.8 \text{ V}$ and varies only slightly with changes in doping concentration. The values of N_D and N_A estimated for the n -ZnO/ p -Si heterojunction are in good agreement with those used in the modeling.

Fig. 8 presents the simulated frequency dependence of the electrical parameters of the n -ZnO/ p -Si photovoltaic cell under zero external bias. The frequency was swept from 50 Hz to 5 MHz. Fig. 8, a shows that the capacitance remains approximately constant with increasing frequency throughout the simulated range. Two distinct regions are identifiable in the C - f characteristics. At low frequencies, the capacitance is nearly constant and approaches the quasi-static (DC) limit. At high frequencies, a pronounced variation is observed, attributed to trapped carriers transitioning between occupied and unoccupied states near the Fermi level. When the AC signal frequency matches the characteristic time constant of these traps,

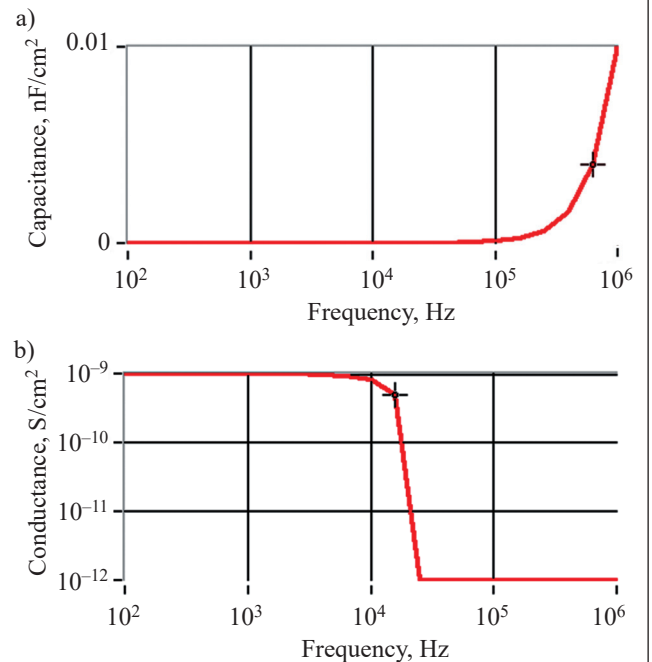


Fig. 8. Frequency dependences of the barrier capacitance (a) and specific admittance (b) of the n -ZnO/ p -Si heterojunction

peak losses associated with interface trap levels are expected. For frequencies deviating slightly from this resonance condition, the interface density of states and the corresponding relaxation times can be estimated from the C - f plots.

The interface state density at the heterojunction interface was evaluated from the relationship between the surface charge density N_{ss} and the low-frequency capacitance C_{ss} [40]:

$$N_{ss} = \frac{C_{ss}}{q \cdot A}, \quad (10)$$

where A is the interface area.

The extracted interface state density is

$$N_{ss} = 3.63 \cdot 10^{-12} \text{ eV}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2}.$$

In the MHz frequency range, significant changes in capacitance are observed. At sufficiently high frequencies, the device capacitance approaches the geometric capacitance, resulting in an apparent increase in the measured capacitance value when parasitic inductance effects are neglected.

The frequency dependence of heterostructures containing deep impurity levels arises from the charging and discharging dynamics of deep-level traps within the depletion region, which respond to the applied measurement frequency. When deep energy levels originate from a high concentration of intrinsic defects, the Schibli–Milnes model can be employed to describe the frequency dependence of the junction capacitance [41]. In the present work, this model was adopted to analyze the C - f characteristics of the device. Furthermore, it was confirmed that for short non equilibrium carrier lifetimes τ_{SRH} (corresponding to the short-diode limit), the barrier capacitance C_j is independent of the bulk layer thickness. Fig. 8, *b* shows the simulated conductance-frequency (G - f) characteristics of the ZnO/*p*-Si photovoltaic cell at different frequencies. The conductance decreases to values on the order of 10^{-12} S/cm² at frequencies above 10 kHz. In the high-frequency region, the device response is dominated by the series resistance and bulk properties of the semiconductor layers. The extracted values in this region enable quantification of contact and ohmic losses.

Noise Characteristics of the *n*-ZnO/*p*-Si Heterostructure

It is now widely accepted that current noise in semiconductors, metals, and electronic devices originates primarily from resistance fluctuations [42]. These fluctuations may arise from variations in carrier number, carrier mobility, or a combination of both. The $1/f$ noise spectrum emerges from the superposition of elementary stochastic events characterized by a broad distribution of time constants. In the McWhorter model, noise is attributed to the tunneling of carriers between the conducting channel and trap states in the oxide layer [43], [44]. Examples of such elementary events include

changes in scattering cross-section due to carrier capture or emission by trap states, tunneling transitions between non-equivalent atomic configurations, and the motion of dislocations and grain boundaries [45]. Each elementary event is characterized by a specific time constant, and its contribution to the noise spectral density is described by a Lorentzian function. The relative contribution of each noise mechanism to the total noise spectral density depends on carrier concentration and the number of active carriers involved. Generation-recombination noise, arising from the capture and emission of charge carriers, represents one such mechanism. Consequently, Lorentzian-based noise relations are applicable only in specific limiting cases and are not valid when the dominant noise source is carrier mobility fluctuations.

In the case where the elementary event corresponds to carrier capture and emission through generation-recombination noise at a localized energy level, the expression for the noise spectral density is given by [46]

$$S_I(f) = \frac{4I^2}{Vn_0^2} \cdot \frac{N_t \cdot \tau \cdot P(1-P)}{1 + (2\pi f\tau)^2}, \quad (11)$$

where N_t is the trap concentration;

V is the sample volume;

P is the energy level occupancy.

As can be seen, the noise spectral density is inversely proportional to the square of the free electron concentration n_0 ($\propto 1/n_0^2$). The noise spectral density in this model is also expressed in terms of N_t , the volumetric trap concentration given in units of cm⁻³·eV⁻¹. The total noise spectral density depends on the thickness of the metal oxide active layer (Fig. 9 and Fig. 10), as well as on the total number of charge carriers in the sample (Fig. 11).

Consider the practically important case of a semiconductor resistor uniformly doped with shallow impurities—specifically shallow donors (and acceptors) at concentration N_t . At a given temperature, the shallow level is fully ionized, and the equilibrium electron concentration satisfies $n_0 = N_t$. In addition, a relatively deep localized trap level is present at a concentration N_t . Under thermal equilibrium, the rates of carrier capture and emission are equal. When concentration fluctuations are governed by a single trap type, the resulting noise is of the generation-recombination type. However multiple trap levels with a corresponding distribution of characteristic time constants contribute collectively, $1/f$ noise arises, and the concentration dependence of the noise spectral density can deviate from the $1/n_0^2$ law.

For a simple two-level system, the standard theory of generation-recombination noise assumes the existence of a generation probability per unit time $g(N)$ and a recombination probability per unit time $r(N)$, describing transitions from the impurity level to the conduction band and the reverse process, respectively, within the framework of the detailed balance equation. In

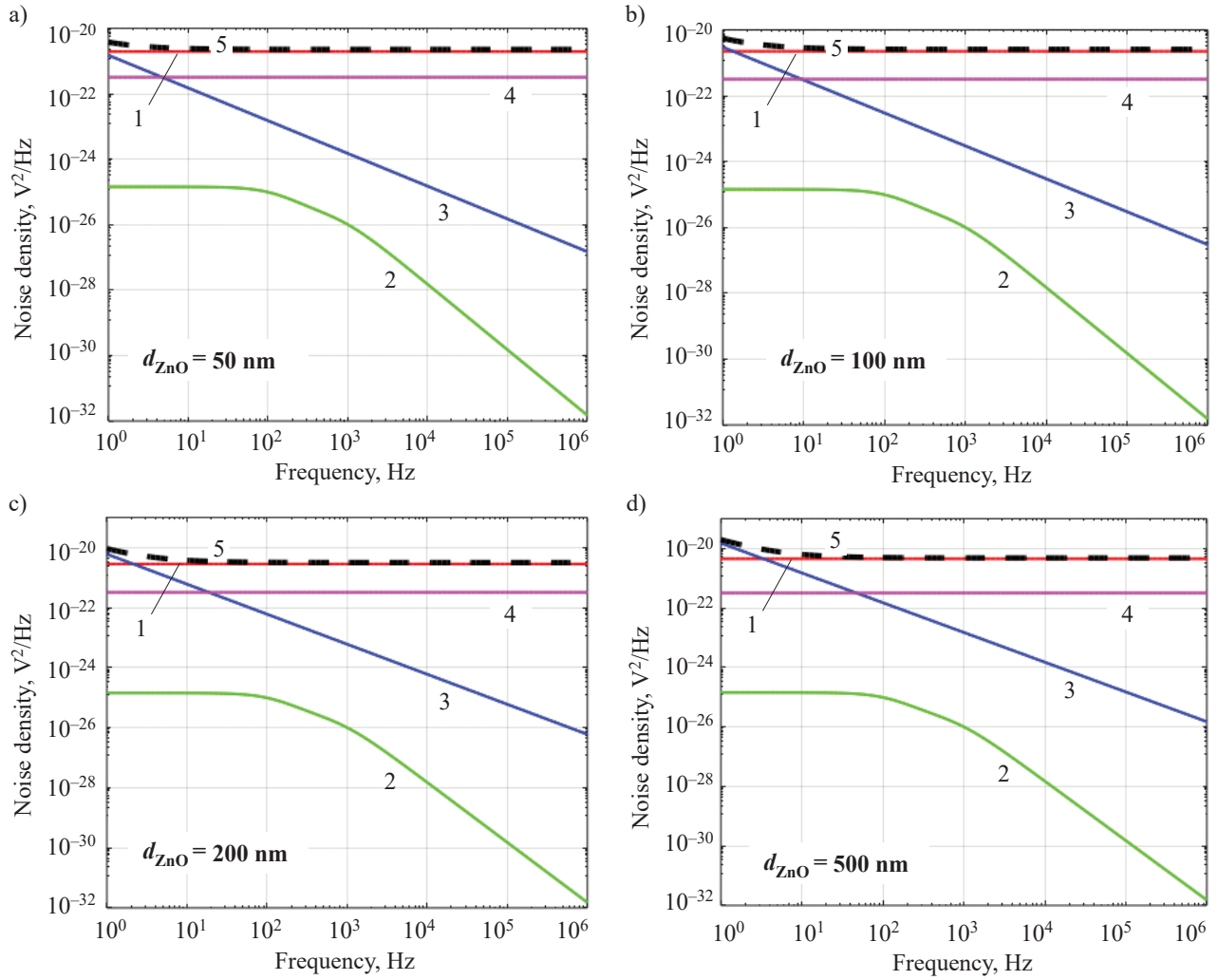


Fig. 9. Noise spectral characteristics of the n -ZnO/ p -Si heterostructure for different ZnO absorber layer thicknesses d_{ZnO} : 1 — thermal noise; 2 — GR noise; 3 — $1/f$ noise; 4 — shot noise; 5 — total noise

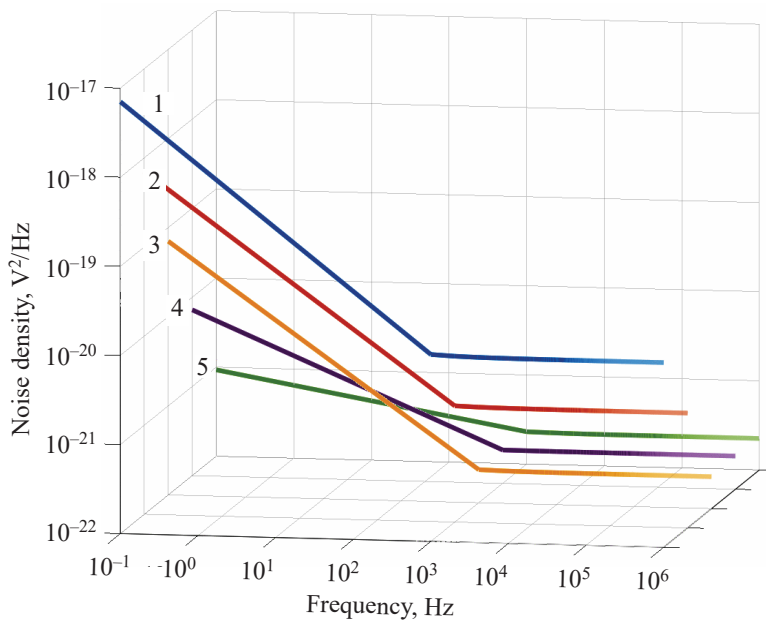


Fig. 10. Noise spectral characteristics of the n -ZnO/ p -Si heterostructure with different concentrations of electron traps in the ZnO layer (cm^{-3}): 1 — 10^{14} ; 2 — 10^{15} ; 3 — 10^{16} ; 4 — 10^{17} ; 5 — 10^{18} (layer thickness 300 nm)

SENSORS

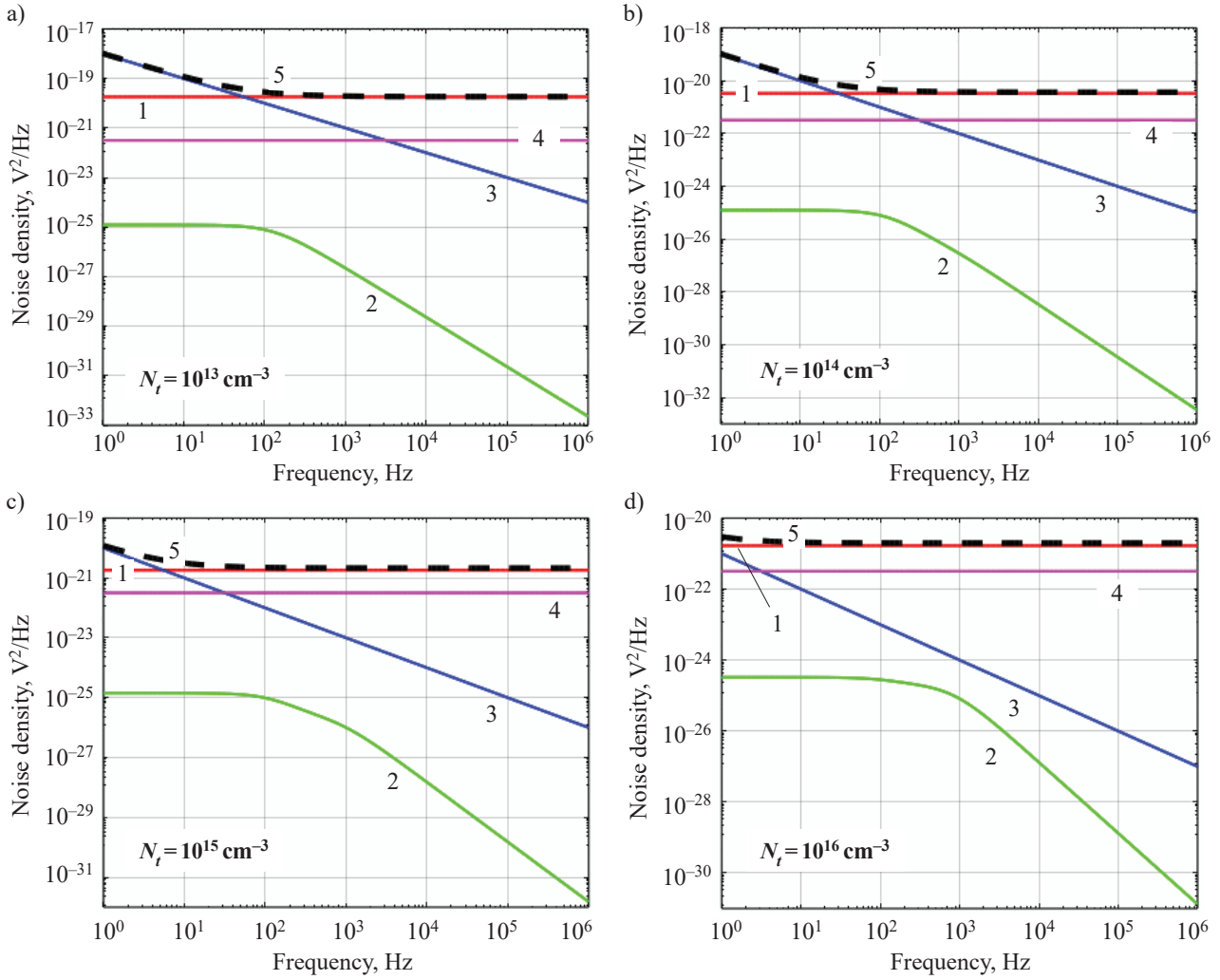


Fig. 11. Noise spectral characteristics of the n -ZnO/ p -Si heterostructure for different concentrations of electron traps in the ZnO layer N_t :

1 — thermal noise; 2 — GR noise; 3 — $1/f$ noise; 4 — shot noise; 5 — total noise
(layer thickness 300 nm)

```

1 % Model parameters
2 k = 1.38e-23; % Boltzmann's constant(J/K)
3 T = 300; % Temperature (K)
4 R1 = 1; % Resistance (Ohm)
5 q = 1.6e-19; % Electron charge (C)
6 tau1 = 2e-4; % Carrier lifetime (s)
7 nt1 = 1e13; % ZnO trap concentration (1/cm^3)
8 p = 1e15; % Si hole concentration (1/cm^3)
9 tauSi = 1.2e-3; % Carrier lifetime (s)
10 RSI=0.1;
11 I = 1e-3; % Current (A)
12 alpha1 = 1e-12; % Noise figure for 1/f
13 f = logspace(0, 6, 100); % Frequencies from 1 Hz to 1 MHz
14 % Thermal noise (Johnson-Nyquist noise)
15 S_V_thermal1 = 4 * k * T * (R1+RSI) * ones(size(f));
16 % GR-noise
17 S_I_GR1 = (4 * q^2 * ((tau1 * nt1) ./ (1 + (2 * pi * f * tau1).^2) + (tauSi * p) ./ (1 + (2 * pi * f * tauSi).^2)));
18 % Noise 1/f
19 S_I_flicker1 = alpha1 * I^2 ./ f;
20 % Schottky noise
21 S_I_shot1 = 2 * q * I * ones(size(f));
22 % Total noise spectral density

```

Fig. 12. Octave software interface for simulating the noise power spectral density of the n -ZnO/ p -Si heterostructure

general, g is a monotonically decreasing function of N , while r is a monotonically increasing function of N ; the exact forms of these functions are determined by the physical process under consideration. Under steady-state conditions, the balance between generation and recombination is established at $g_0 \approx g(N_f)$ and $r_0 \approx r(N_f)$. The values of g and r can be obtained by physically modeling the respective generation and recombination processes. Based on these calculations, the total noise spectral density of the heterostructure can be estimated numerically, for example using the Octave software environment (Fig. 12).

Quantum Efficiency Characteristics

The QE of a photovoltaic cell is influenced by a range of factors, including material properties, absorber layer thickness, and fabrication quality, as illustrated in Fig. 13.

The photoresponse of the device is also strongly dependent on the polarization state of the incident illumination. The photodetector based on the optimized heterojunction exhibits a broad spectral photoresponse spanning the ultraviolet region. The results demonstrate

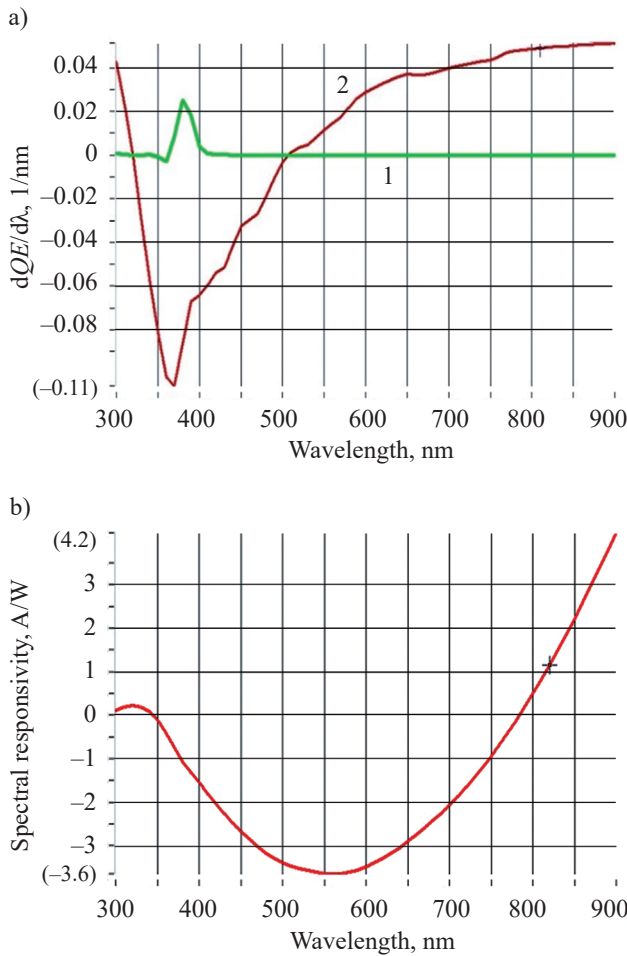


Fig. 13. Spectral dependencies of the derivative of the reduced quantum efficiency $dQE/d\lambda$ in dark (1) and illuminated (2) conditions (a), and responsivity (b) of the ZnO/Si heterostructure

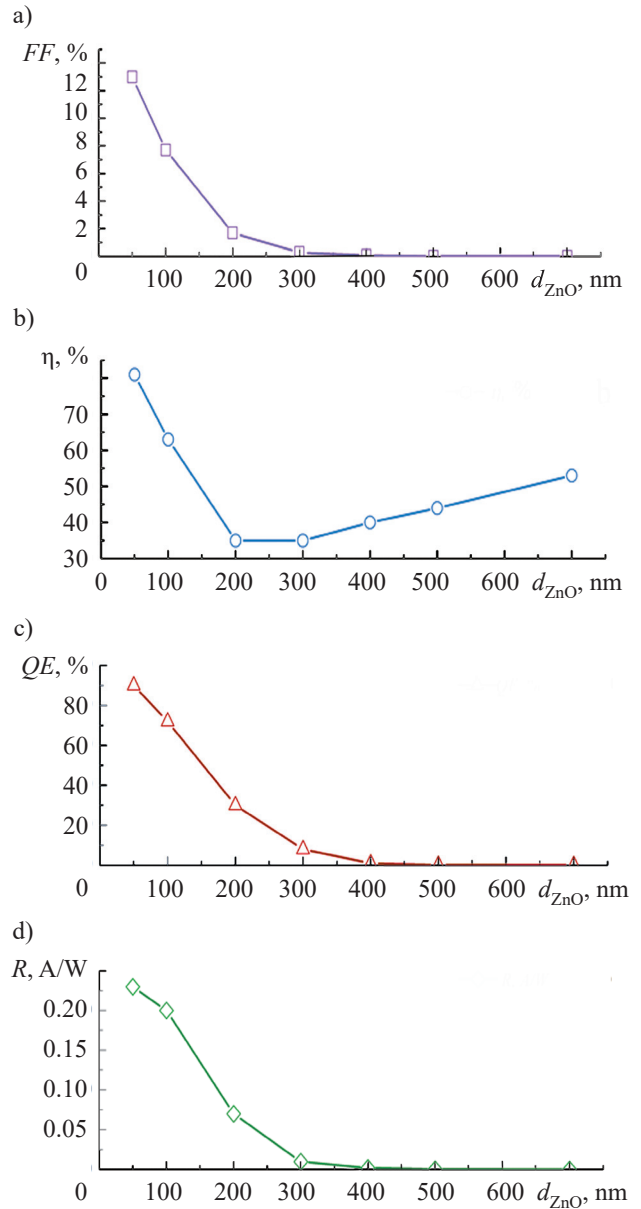


Fig. 14. Dependence of the fill factor FF (a), efficiency η (b), quantum efficiency QE (c), and responsivity R (d) of the n -ZnO/ p -Si heterostructure on the thickness d_{ZnO} of the ZnO absorbing layer

well-pronounced photodetection performance under ultraviolet irradiation, while the photosensitivity decreases appreciably in the visible spectral region. The high responsivity and on/off photocurrent ratio of the ZnO/Si device are attributed to enhanced charge carrier separation, facilitated by the interfacial coupling effect between the ZnO thin film and the Si substrate.

Responsivity R and specific detectivity D^* are the key figures of merit for evaluating photodetector performance and assessing detection sensitivity. Assuming that shot noise originating from the dark current is the dominant contribution to the total noise, R and D^* can be expressed as [47]:

$$R = \frac{I_{\text{light}}}{W_{\text{in}} A}; D^* = \frac{R\sqrt{A}}{\sqrt{2qI_{\text{dark}}}}, \quad (12)$$

where W_{in} is the incident light intensity;
 A is the effective area of the device;
 q is the elementary charge ($q = 1.60 \cdot 10^{-19}$ C);
 $2qI_{\text{dark}}$ is the shot noise current density.

Under ultraviolet illumination, the achieved responsivity of the photodetector is 0.23 A/W, and the specific detectivity is $1.1 \cdot 10^{10}$ Jones ($\text{cm} \cdot \text{Hz}^{-1/2} \cdot \text{W}^{-1}$), as shown in Fig. 13, b. The photovoltaic characteristics of the n -ZnO/ p -Si heterostructure as a function of ZnO absorber layer thickness are presented in Fig. 14.

Conclusions

In this work, an n -ZnO/ p -Si photodetector was numerically simulated and optimized using software SCAPS-1D. The simulated broadband ZnO/Si heterojunction photodetector exhibited a nonlinear increase in dark current as a function of applied voltage, consistent with the rectifying behavior of a p - n junction. The optimized heterojunction photodetector demonstrates a well-pronounced photoresponse across the spectral range of 200–400 nm. Under illumination, the optimal short-circuit current density reaches $J_{\text{SC}} = 13.9$ mA/cm², and the open-circuit voltage is $V_{\text{OC}} \approx 0.725$ V.

The simulation methodology for characterizing heterostructures is consistent with established standards. It enables the systematic selection of absorber layer thickness, electron affinity, and other electrophysical parameters for each constituent layer. Variation of the doping concentration in the absorber layer within SCAPS-1D yields a range of photovoltaic responses and responsivity values. Following optimization, the photosensitivity of the device is governed by the interplay between free carrier concentration and trap density. The improvement in the external quantum efficiency profile is primarily attributed to absorber layer optimization and, additionally, to the applied reverse bias voltage. The applied bias further enhances quantum efficiency by promoting charge carrier injection driven by photon absorption, as well as by the photon multiplication effect. At a wavelength of 300 nm, the optimized fill factor reaches 63.18%.

In summary, a self-powered photodetector based on the n -ZnO/ p -Si heterostructure was numerically investigated and optimized using SCAPS-1D. The responsivity and specific detectivity of the simulated device are 0.23 A/W and $1.1 \cdot 10^{10}$ Jones, respectively. The simulation results highlight the potential of n -ZnO/ p -Si-based optoelectronic devices and indicate a promising direction for further development. Further research should be directed toward the practical implementation and experimental verification of the proposed photodetector architecture.

REFERENCES

- [1] M. Ta, N. Xue, A. Muhammad, et al., "Recent Progress in Photodetectors: From Materials to Structures and Applications," *Micromachines*, vol. 15, no. 10, p. 1249, pp. 1–28, 2024, doi: 10.3390/mi15101249.
- [2] J. Qin, Z. Yan, and M. Huo, "Design of low-noise photodetector with a bandwidth of 130 MHz based on transimpedance amplification circuit," *Chinese Optics Letters*, vol. 14, no. 12, p. 122701, pp. 1–5, 2016, doi: 10.3788/COL201614.122701.
- [3] S. Vaishnavi and G. Seetharaman, "Computational modelling and photovoltaic performance evaluation of various ETL/HTL engineered MASnI3 planar perovskite solar cell architectures using SCAPS-1D," *Energy Conversion and Management*, vol. 332, p. 119747, pp. 1–22, 2025, doi: 10.1016/j.enconman.2025.119747.
- [4] D. K. Sharma, S. Shukla, K. K. Sharma, and V. Kumar, "A review on ZnO: Fundamental properties and applications," *Materials Today: Proceedings*, vol. 49, pt. 8, pp. 3028–3035, 2022, doi: 10.1016/j.matpr.2020.10.238.
- [5] F. T. Z. Toma, M. S. Rahman, and K. H. Maria, "A review of recent advances in ZnO nanostructured thin films by various deposition techniques," *Discover Materials*, vol. 5, art. no. 60, pp. 1–31, 2025, doi: 10.1007/s43939-025-00201-1.
- [6] B. Hussain, A. Aslam, T. M. Khan, et al., "Electron Affinity and Bandgap Optimization of Zinc Oxide for Improved Performance of ZnO/Si Heterojunction Solar Cell Using PC1D Simulations," *Electronics*, vol. 8, no. 2, p. 238, pp. 1–8, 2019, doi: 10.3390/electronics8020238.
- [7] L. Chen, X. Chen, and Y. Liu, "Research on ZnO/Si heterojunction solar cells," *Journal of Semiconductors*, vol. 38, no. 5, p. 054005, pp. 1–11, 2017, doi: 10.1088/1674-4926/38/5/054005.
- [8] H. Helal, M. B. Arbia, H. Pakdel, et al., "Enhanced NO2 Detection in ZnO-Based FET Sensor: Charge Carrier Confinement in a Quantum Well for Superior Sensitivity and Selectivity," *Chemosensors*, vol. 13, no. 10, p. 358, pp. 1–22, 2025, doi: 10.3390/chemosensors13100358.
- [9] R. Szymon, E. Zielony, A. Lysak, and M. A. Pietrzyk, "Influence of the type of interlayer on current transport mechanisms and defects in n -ZnO/ZnCdO/ p -Si and n -ZnCdO/ZnO/ p -Si heterojunctions grown by molecular beam epitaxy," *Journal of Alloys and Compounds*, vol. 951, p. 169859, pp. 1–10, 2023, doi: 10.1016/j.jallcom.2023.169859.
- [10] M. A. Salih, M. A. Mustafa, and B. A. A. Yousef, "Developing Lead-Free Perovskite-Based Solar Cells with Planar Structure in Confined Mode Arrangement Using SCAPS-1D," *Sustainability*, vol. 15, no. 2, art. 1607, pp. 1–18, 2023, doi: 10.3390/su15021607.
- [11] H. Yao and L. Liu, "Design and Optimize the Performance of Self-Powered Photodetector Based on PbS/TiS3 Heterostructure by SCAPS-1D," *Nanomaterials*, vol. 12, art. 325, pp. 1–11, 2022, doi: 10.3390/nano12030325.
- [12] G. C. EnSebe, K. Ukoba, and T.-C. Jen, "Numerical modeling of effect of annealing on nanostructured CuO/TiO2 pn heterojunction solar cells using SCAP," *AIMS Energy*, vol. 7, no. 4, pp. 527–538, 2019, doi: 10.3934/energy.2019.4.527.
- [13] A. A. Goje, N. A. Ludin, M. A. M. Teridi, et al., "Design and Simulation of Lead-free Flexible Perovskite Solar cell Using SCAPS-1D," *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*, vol. 1278, art. 012004, pp. 1–13, 2023, doi: 10.1088/1757-899X/1278/1/012004.
- [14] E. L. Meyer, S. Jakalase, A. Nqombolo, et al., "The Numerical Simulation of a Non-Fullerene Thin-Film Organic Solar Cell with Cu₂FeSnS₄ (CFTS) Kesterite as a Hole Transport Layer Using SCAPS-1D," *Coatings*, vol. 15, no. 3, p. 266, pp. 1–21, 2025, doi: 10.3390/coatings15030266.
- [15] A. Krishnan and T. D. Subash, "Simulation of NiOx Based Solar Cells Using SCAPS Software," *NanoWorld Journal*, vol. 9, no. S5, pp. S143–S148, 2023, doi: 10.17756/nwj.2023-s5-028.
- [16] S. N. Shiddique, M. I. R. Ebon, M. A. H. Pappu, et al., "Design and simulation of a high performance Ag₃CuS₂ jalpaite-based photodetector," *Heliyon*, vol. 10, no. 11, e32247, pp. 1–15, 2024, doi: 10.1016/j.heliyon.2024.e32247.

- [18] A. S. Alali, M. Oduncuoglu, H. Al-Dmour, and A. S. A. Ahmed, "Optimization of organic photodetectors using SCAPS-1D simulation: enhancing performance of PBDB-T-2F based devices through layer configuration and doping adjustments," *East European Journal of Physics*, vol. 1, pp. 151–159, 2025, doi: 10.26565/2312-4334-2025-1-14.
- [19] A. Maoucha, F. Djeflal, T. Berghout, and H. Ferhati, "Photoresponsivity Enhancement of SnS-Based Devices Using Machine Learning and SCAPS Simulations," *Engineering Proceedings*, vol. 58, no. 1, N128, pp. 1–6, 2023, doi: 10.3390/ecs-10-16014.
- [20] I. Paul, A. I. Shimul, B. C. Biswas, et al., "Exploring optoelectronic and photovoltaic properties of Be₃MF₃ (M=P, As, Sb) perovskites via machine learning and numerical simulation," *Scientific Reports*, vol. 16, art. 3799, pp. 1–27, 2026, doi: 10.1038/s41598-025-34000-8.
- [21] I. Virt, R. Gamernyk, P. Potera, et al., "Transient Photoconduction and Relaxation Photocurrent of ZnO Thin Films Produced by Pulsed Laser Deposition," *ECS Journal of Solid State Science and Technology*, vol. 11, no. 6, p. 063013, pp. 1–6, 2022, doi: 10.1149/2162-8777/ac765f.
- [22] I. Virt, P. Potera, G. Gamernyk, and B. Cieniek, "Structural and optical properties of Ni-doped ZnO thin films as TCO material, fabricated by pulsed laser deposition method," *Optical Materials*, vol. 154, art. 115643, pp. 1–7, 2024, doi: 10.1016/j.optmat.2024.115643.
- [23] A. D. Rana, I. D. Pharne, and K. Bhargava, "Numerical simulation of highly efficient double perovskite solar cell using SCAPS-1D," *Materials Today: Proceedings*, vol. 73, pt. 4, pp. 584–589, 2023, doi: 10.1016/j.matpr.2022.11.110.
- [24] G. M. Mustafa, B. Younas, M. Falk, et al., "Modeling and numerical analysis of FTO/TiO₂/Cs₂BiAgI₆/CBTS/Au solar cells for enhanced photovoltaic performance," *Inorganic Chemistry Communications*, vol. 175, no. 5, p. 114146, pp. 1–13, 2025, doi: 10.1016/j.inoche.2025.114146.
- [25] T. A. Chowdhury, "SCAPS modeling and performance analysis of AZO/SnS₂/CZTS solar cells," *Optics Continuum*, vol. 3, no. 8/15, pp. 1341–1368, 2024, doi: 10.1364/OPTCON.527415.
- [26] A. Javed, M. F. Nasir, S. Azam, and M. A. Amin, "Numerical simulation for a suitable electron transport layer of a lead-free CuInSe₂ based perovskite solar cell and PV module," *International Journal of Electrochemical Science*, vol. 20, no. 1, p. 100893, pp. 1–13, 2025, doi: 10.1016/j.ijeoe.2024.100893.
- [27] T. Hidouri, S. Rabhi, H. Bencherif, and R. Fornari, "Design of CsSnBr₃/Ga₂O₃ Hybrid Photodetectors for High UV Selectivity and Bifacial Usage," *Advanced Theory and Simulations*, vol. 8, p. e01163, pp. 1–11, 2025, doi: 10.1002/adts.202501163.
- [28] İ. Kanmaz, "Simulation of CdS/p-Si/p+-Si and ZnO/CdS/p-Si/p+-Si heterojunction solar cells," *Results in Optics*, vol. 10, p. 100353, pp. 1–9, 2023, doi: 10.1016/j.rio.2023.100353.
- [29] A. Houimi, S. Yiğit Gezgin, Y. Gündoğdu, and H. Ş. Kiliç, "I-V Characteristics Calculation Using SCAPS-1D," *Selçuk University Journal of Social and Technical Researches*, vol. 19, pp. 1–6, 2021.
- [30] M. Khaouani, A. Sessa, S. De Stefano, et al., "Experiment and simulation in silicon PN-junction photodetectors: Insights into electrical and optical transport," *Physica B: Condensed Matter*, vol. 730, p. 418479, pp. 1–10, 2026, doi: 10.1016/j.physb.2026.418479.
- [31] X. Chu, S. Liu, B.-B. Luan, et al., "Crystal-Facet-Controlled Internal Electric Field in MOF/COF Heterojunction Towards Efficient Photocatalytic Overall Water Splitting," *Angewandte Chemie International Edition*, vol. 64, p. e202422940, pp. 1–9, 2025, doi: 10.1002/anie.202422940.
- [32] N. N. Malpure, S. R. Patil, J. V. Sali, et al., "Influence of Multilayer Architecture on the Structural, Optical, and Photoluminescence Properties of ZnO Thin Films," *Photonics*, vol. 12, no. 12, p. 1219, pp. 1–17, 2025, doi: 10.3390/photonics12121219.
- [33] G. D. Obikoya, A. Soman, U. K. Das, and S. S. Hegedus, "Investigation into fill factor and open-circuit voltage degradations in silicon heterojunction solar cells under accelerated life testing at elevated temperatures," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 263, p. 112586, pp. 1–28, 2023, doi: 10.1016/j.solmat.2023.112586.
- [34] L. Chen, X. Chen, Y. Liu, et al., "Research on ZnO/Si heterojunction solar cells," *Journal of Semiconductors*, vol. 38, no. 5, art. 054005, pp. 1–11, 2017, doi: 10.1088/1674-4926/38/5/054005.
- [35] O. A. Fahad, B. K. Al Rawi, A. Ramizy, and E. Y. Salih, "High-performance ZnO/CdTe/Ge/Si heterojunction photodetector for short/mid-wavelength detection," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 383, art. 116198, pp. 1–8, 2025, doi: 10.1016/j.sna.2025.116198.
- [36] A. D. Pogrebnyak, N. Jamil, and A. K. M. Muhammed, "Simulation Study of n-ZnO/p-Si Heterojunction Solar Cell," *Nanosystems, Nanomaterials, Nanotechnologies*, vol. 9, no. 4, pp. 819–830, 2011.
- [37] H. Helal, M. B. Arbia, H. Pakdel, et al., "Enhanced NO₂ Detection in ZnO-Based FET Sensor: Charge Carrier Confinement in a Quantum Well for Superior Sensitivity and Selectivity," *Chemosensors*, vol. 13, no. 10, p. 358, pp. 1–22, 2025, doi: 10.3390/chemosensors13100358.
- [38] E. L. Meyer, S. Jakalase, A. Nqombolo, et al., "The Numerical Simulation of a Non-Fullerene Thin-Film Organic Solar Cell with Cu₂FeSnS₄ (CFTS) Kesterite as a Hole Transport Layer Using SCAPS-1D," *Coatings*, vol. 15, no. 3, p. 266, pp. 1–21, 2025, doi: 10.3390/coatings15030266.
- [39] M. Nasr, I. M. El Radaf, and A. M. Mansour, "Current transport and capacitance–voltage characteristics of an n-PbTe/p-GaP heterojunction prepared using the electron beam deposition technique," *Journal of Physics and Chemistry of Solids*, vol. 115, pp. 283–288, 2018, doi: 10.1016/j.jpcs.2017.12.029.
- [40] A. O. Tezcan, A. B. Çavdar, S. Eymur, and N. Tuğluoğlu, "Frequency-dependent interface states and diode parameters of Au/n-Si Schottky diode with BOD-Z-EN interfacial layer in dark and under illumination," *Physica B: Condensed Matter*, vol. 710, p. 417273, pp. 1–8, 2025, doi: 10.1016/j.physb.2025.417273.
- [41] Y. Kang, Y. Xu, D. Zhao, and J. Fang, "Frequency dependence of junction capacitance of GaN p–i–n UV detectors," *Solid-State Electronics*, vol. 49, no. 7, pp. 1135–1139, 2005, doi: 10.1016/j.sse.2005.05.001.
- [42] F. N. Hooge, "On the additivity of generation–recombination spectra. Part 1: Conduction band with two centres," *Physica B: Condensed Matter*, vol. 311, no. 3–4, pp. 238–249, 2002, doi: 10.1016/S0921-4526(01)01027-4.
- [43] F. N. Hooge, "On the additivity of generation–recombination spectra. Part 2: 1/f noise," *Physica B: Condensed Matter*, vol. 336, no. 3–4, pp. 236–251, 2003, doi: 10.1016/S0921-4526(03)00164-9.
- [44] L. K. J. Vandamme and F. N. Hooge, "On the additivity of generation–recombination spectra. Part 3: The McWhorter model for 1/f noise in MOSFETs," *Physica B: Condensed Matter*, vol. 357, no. 3–4, pp. 507–524, 2005, doi: 10.1016/j.physb.2004.09.106.
- [45] D. Kim, J.-W. Lee, J. Lim, et al., "Highly stable two-level current fluctuation in complex oxide heterostructures," *Nature Communications*, vol. 16, no. 1, art. 5459, pp. 1–10, 2025, doi: 10.1038/s41467-025-60672-x.
- [46] S. A. Vitusevich, S. V. Danylyuk, A. M. Kurakin, et al., "Origin of noise in heterostructures in the range of 10–100 MHz," *Journal of Applied Physics*, vol. 99, art. 073706, pp. 1–6, 2006, doi: 10.1063/1.2188048.
- [47] F. Wang, T. Zhang, R. Xie, et al., "How to characterize figures of merit of two-dimensional photodetectors," *Nature Communications*, vol. 14, art. 2224, pp. 1–9, 2023, doi: 10.1038/s41467-023-37635-1.

Received 31 March 2026

Accepted 19 June 2026

МОДЕЛЮВАННЯ ФОТОДІОДНОЇ СТРУКТУРИ
НА ОСНОВІ ГЕТЕРОПЕРЕХОДУ ZnO/Si

У роботі чисельно досліджено та проаналізовано за допомогою програмного забезпечення *Solar Cell Capacitance Simulator in One-Dimension (SCAPS-1D)* фотодетектор з власним живленням, який використовує об'ємний *n-p*-гетероперехід *n-ZnO/p-Si*. SCAPS-1D — це числова платформа для аналізу та оптимізації тонкоплівкових фотоелектричних гомо- та гетероперехідних структур за допомогою самоузгодженого розв'язання рівняння Пуассона та рівнянь неперервності носіїв заряду, що дозволяє проводити детальний аналіз багатошарових гетеропереходів, дозволяючи змінювати товщину шару, концентрацію легування, щільність дефектів та ширину забороненої зони. Програмне забезпечення побудовано на числовому розв'язанні фундаментальних напівпровідникових рівнянь, а саме рівняння Пуассона та рівнянь неперервності носіїв заряду, що забезпечує точне обчислення *J-V* характеристик та квантової ефективності.

Досліджено енергетичні зони, залежність густини струму від напруги (*J-V*), спектральні характеристики фоточутливості та детектуючу здатність в ультрафіолетовому діапазоні. Використовувалися різні параметри для опису електронного транспорту у плівці ZnO. Оптимізацією підібрано товщину шарів ZnO та Si, які були визначені на рівні 100 та 700 нм відповідно. Концентрація неглибокого донора шару ZnO змінювалась у межах від 10^{14} до 10^{18} см⁻³. Моделювання засвідчило, що фотодетектор на основі гетеропереходу з оптимальними параметрами характеризується значним фотовідгуком при опромінюванні ультрафіолетом із довжиною хвилі 300 нм. В умовах освітлення оптимальний струм короткого замикання досягає 13,9 мА/см², а напруга холостого ходу — близько 0,725 В. Для ZnO як матеріалу електронного транспорту (ETM) отримано такі найкращі результати: загальна ефективність $\eta \approx 7,71\%$, коефіцієнт заповнення $FF \approx 63,18\%$, струм короткого замикання $J_{SC} \approx 13,9$ мА/см², напруга холостого ходу $V_{OC} \approx 0,725$ В. Чутливість та детектувальна здатність змодельованого фотодетектора становлять $R = 0,23$ А/Вт і $D^* = 1,1 \cdot 10^{10}$ Джонс. Для покращення продуктивності фотодетекторів було досліджено вплив товщини шарів, концентрації неглибоких донорів та густини дефектів. Отримані результати моделювання свідчать про перспективність подальших досліджень у галузі оптоелектронних пристроїв на основі ZnO.

Ключові слова: фотоелемент, фотодетектор, числове моделювання, матеріал електронного транспорту (ETM), ZnO, гетероструктура, програма SCAPS-1D.

Відомості про авторів

Ігор Вірт, докт. фіз.-мат. наук, професор, Дрогобицький державний педагогічний університет імені Івана Франка, Україна;
e-mail: isvirt@dspu.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7200-6055>

Іван Падалка, аспірант, Дрогобицький державний педагогічний університет імені Івана Франка, Україна;
e-mail: ivan.padalka@dspu.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0007-4071-5878>

About the authors

Ihor Virt, Dr. Sc, Professor, Ivan Franko State Pedagogical University of Drohobych, Ukraine;
e-mail: isvirt@dspu.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7200-6055>

Ivan Padalka, Grad. Student, Ivan Franko State Pedagogical University of Drohobych, Ukraine;
e-mail: ivan.padalka@dspu.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0007-4071-5878>



Copyright: © 2026, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Сергій ЯНУШЕВСЬКИЙ, Юрій ДОБРОВОЛЬСЬКИЙ

Україна, Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича

АПАРАТНО-ПРОГРАМНИЙ ГЕНЕРАТОР ВИПАДКОВИХ ЧИСЕЛ НА ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВОЇ ФОТОМАТРИЦІ ТА ЛОГІЧНИХ КОМБІНАЦІЙ КЛІТИННИХ АВТОМАТІВ

На основі методів програмної інженерії запропоновано апаратно-програмний генератор випадкових чисел із дворівневою нормалізацією шуму фотодіодних матриць. Стохастичний фотострум сенсора перетворюється у дискретні числа, а для усунення кореляцій застосовано постобробку клітинними автоматами з хаотичними правилами та багатокomпонентною XOR-комбінацією. Легковаговий алгоритм адаптивного контролю ітерацій знижує обчислювальні витрати, що дозволяє реалізувати побітові булеві операції на мікроконтролерах у реальному часі. Експерименти підтверджують нормалізацію розподілу та успішне проходження тестів NIST STS при високій пропускну здатності.

Ключові слова: клітинні автомати, фотоматриця, програмна інженерія, генератор випадкових чисел, постобробка даних, тести NIST STS, швидкість генерації, криптостійкість, захист інформації.

Забезпечення інформаційної безпеки в інфокомунікаційних системах потребує використання криптографічно стійких послідовностей випадкових чисел. Традиційні програмні методи генерації є детермінованими та стають вразливими до криптоаналізу в міру зростання обчислювальних потужностей [1]. Перспективним напрямком є проектування апаратних генераторів (*true random number generator*, TRNG), що базуються на стохастичних фізичних явищах у напівпровідникових елементах [2]. Як джерело первинного хаосу зазвичай використовують випадкові коливання фотоструму в кремнієвих фотодіодах або інтегральних фотоматрицях.

Проте фізичні сигнали, що зчитуються безпосередньо з напівпровідникових сенсорів, часто мають незадовільні статистичні характеристики, пов'язані з конструктивними дефектами апаратури або змінами умов зовнішнього середовища. Емпіричні дослідження показують, що первинні дані з фотоматриць мають нерівномірний розподіл значень, локальні кореляції або зони повної відсутності певних бітових комбінацій [3]. Для нормалізації таких потоків відповідно до вимог сучасних криптографічних стандартів необхідна додаткова побітова постобробка. Застосування класичних багатокрокових методів фільтрації призводить до критичного зниження пропускну здатності та зростання енергоспоживання обчислювального тракту електронного пристрою [4], [5].

Ефективним розв'язанням цієї проблеми є використання одновимірних клітинних автоматів (КА), які функціонують як низькорівневі апаратні криптопримітиви. Завдяки паралелізму структури та простоті логічних операцій булевої алгебри, алгоритми КА виконуються безпосередньо в регістрах центрального

процесора або на базі мікроконтролерів за мінімальну кількість тактових циклів [6] – [8]. Недостатньо вивченим залишається питання оптимізації обчислювальних витрат апаратури за допомогою динамічного керування ітеративністю КА залежно від поточного стану напівпровідникового сенсора.

Метою цієї роботи є дослідження апаратно-програмної архітектури генератора послідовностей випадкових чисел на основі фотоматриці та дворівневої системи нормалізації сигналів логічними комбінаціями клітинних автоматів з механізмом адаптивного керування обчислювальним навантаженням.

Архітектура апаратної системи та формування первинного сигналу ентропії

Апаратна частина генератора базується на реєстрації стохастичних змін фотоструму в напівпровідникових структурах. Фізичним джерелом ентропії слугує інтегральна кремнієва фотоматриця або система дискретних фотодіодних елементів. В умовах фіксованої освітленості або у повній темряві генерація носіїв заряду в напівпровіднику має ймовірнісний характер [9]. Безперервний аналоговий сигнал на виході сенсора описується густиною ймовірності нормального розподілу Гауса:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2\right), \quad (1)$$

де $f(x)$ — функція густини ймовірності випадкової величини x (миттєвого значення амплітуди сигналу);

σ — середньоквадратичне відхилення, що визначає дисперсію випадкового процесу;

μ — математичне сподівання або середнє значення амплітуди сигналу.

Зі зростанням рівня освітленості дисперсія значень струму збільшується, проте характер розподілу залишається незмінним [10].

Для знімання та обробки первинного сигналу використано оптико-електронний тракт на основі цифрової USB-вебкамери з CMOS-фотоматрицею (рис. 1). Первинний стохастичний фотострум, згенерований світлочутливими елементами матриці, піддається внутрішньому аналогово-цифровому перетворенню безпосередньо вбудованим контролером сенсора. Сформований цифровий потік через USB-інтерфейс передається в обчислювальний тракт (ПК або мікроконтролер) для формування первинної матриці даних у регістрах пам'яті.

Відомо, що у процесі квантування безперервна шкала напруги поділяється на фіксовані інтервали [11]. Це дозволяє трансформувати безперервну амплітуду струму в послідовність дискретних цілих випадкових чисел у діапазоні від 0 до 255. У результаті квантування цифровий потік на виході АЦП зберігає дискретизовану форму нормального (гаусівського) розподілу із симетричним відхиленням відносно середнього значення μ [12].

При використанні інтегрального матричного сенсора у режимі SVGA (800/600 пікселів) первинні дані



Рис. 1. Структурна схема апаратно-програмного тракту генерації послідовностей випадкових чисел

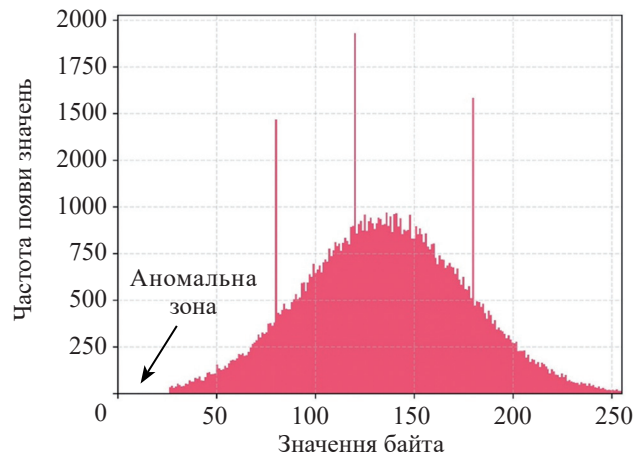


Рис. 2. Гістограма розподілу частоти появи байтових значень для первинного цифрового потоку

формуються у вигляді двовимірної масиви цілих чисел. Кожен елемент цієї матриці відображає амплітуду просторового шуму окремого напівпровідникового RGB-триплета. Сканування матриці та її розгортання в одновимірний масив забезпечує високу швидкість формування первинного цифрового потоку [13].

Проте емпіричний аналіз “сирого” бінарного сигналу виявляє його суттєву статистичну неоднорідність [2], [13]. Через технологічний розкид чутливості окремих зон фотоматриці та дискретність кроків АЦП у вихідній послідовності виникають стійкі локальні кореляції, основні параметри яких систематизовано й наведено в табл. 1. Також фіксуються аномальні зони повної відсутності певних бітових комбінацій в інтервалі $[0 \dots 25]$ (рис. 2). Такі дефекти порушують криптографічну вимогу рівномірності розподілу значень, що унеможливорює безпосереднє використання первинного потоку без додаткової нормалізації. За результатами статистичного аналізу пакета тестів NIST STS, “сирий” сигнал виявився спроможним успішно подолати лише 4 з 15 груп еталонних перевірок, повністю проваливши решту 11.

Успішно пройдені первинним сигналом тести обмежуються групами, які представлені у табл. 2. Для решти 11 груп тестів (такі як FFT / Спектральний, Approximate Entropy, Serial, Linear Complexity та ін.) значення 0,0000 зафіксовано як для P -value, так і для пропорції, що автоматично виставило їм статус FAILED і підтвердило незадовільну якість первинного хаосу.

Математична модель нормалізації потоку на базі клітинних автоматів

Для усунення виявлених дефектів і локальних кореляцій первинного сигналу застосовано математичний апарат одновимірних КА.

Клітинні автомати є дискретною динамічною системою, що складається з лінійного масиву од-

Таблиця 1

Параметри статистичної неоднорідності первинного потоку даних

Числовий параметр дефекту сигналу		Фіксоване експериментальне значення	Наслідки для криптографічної стійкості
Порожній діапазон у спектрі байтів		інтервал [0...25] (відсутність бітів)	Грубе порушення вимоги рівномірності розподілу
Тимчасова залежність даних (кореляція)	у темряві	до 30% (крок 0,04 с)	Наявність стійких локальних зв'язків у часі
	при світлі	до 10% (крок 0,04 с)	Пряма залежність якості ентропії від середовища
Флуктуація сигналу (середнє / дисперсія)	0,1 люкс	27 нА / $\approx 5\%$	Передбачуваність і низький рівень хаосу
	10 люкс	270 нА / $\approx 50\%$	Зміщення параметрів закону розподіл

Таблиця 2

Значення успішно пройдених тестів NIST STS для первинного потоку

Назва статистичного тесту пакета NIST	Коефіцієнт ймовірності P-value	Пропорція успішних підтестів	Статус
Frequency (monobit) test	0,2435	0,98	PASSED
Frequency test within a block	0,1581	0,97	PASSED
Cumulative sums (cusum) test	0,3122	0,98	PASSED
Longest run of ones in a block	0,0843	0,96	PASSED

норідних комірок, кожна з яких може перебувати лише в одному з двох станів: 0 або 1. Еволюція цієї системи відбувається тактами (циклами). На кожному кроці часу стан комірки оновлюється одночасно із рештою елементів зафіксованої сітки [14]. Нове значення кожної окремої комірки залежить виключно від її власного поточного стану та стану її найближчих сусідів ліворуч і праворуч. Цей локальний взаємозв'язок задається функцією переходу, яку в теорії автоматів називають правилом еволюції [15]. Завдяки простоті логічних операцій булевої алгебри, таких як виключне АБО (XOR), кон'юнкція (AND) та інверсія (NOT), усі обчислення виконуються на рівні елементарних побітових зсувів у регістрах процесора [16].

У запропонованому алгоритмі “сирі” дефектні дані з АЦП мікроконтролера використовуються як початковий вектор для ініціалізації клітинної сітки. Позначимо цей початковий стан масиву в момент часу $t=0$ як вектор:

$$X^0 = \{x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0\}, x_i \in \{0, 1\}. \quad (2)$$

Замість тривалого накопичення ентропії за допомогою одного класичного правила КА, наприклад Правила 30, у роботі реалізовано динамічне перемикавання між декількома різними правилами. Процедура нормалізації передбачає паралельне виконання кроків еволюції для двох незалежних правил із подальшим поєднанням їхніх результатів через операцію XOR-MIX.

Наведемо покроковий математичний алгоритм процедури нормалізації.

Крок 1. Паралельне обчислення проміжних станів. На кожному такті t еволюції поточний стан трійки сусідніх комірок $\{x_{i-1}^t, x_i^t, x_{i+1}^t\}$ обробляється одночасно двома різними функціями переходу F_A та F_B :

$$s_{1,i}^{t+1} = F_A(x_{i-1}^t, x_i^t, x_{i+1}^t); \quad (3)$$

$$s_{2,i}^{t+1} = F_B(x_{i-1}^t, x_i^t, x_{i+1}^t), \quad (4)$$

де $s_{1,i}, s_{2,i}$ — тимчасові бітові значення для i -ї комірки, отримані за правилом A та правилом B відповідно.

Крок 2. Логічне змішування потоків (операція XOR-MIX). Фінальний стан комірки x_i на наступному такті часу $t+1$ формується шляхом застосування операції побітового виключного АБО ($\oplus$) до отриманих значень:

$$x_i^{t+1} = s_{1,i}^{t+1} \oplus s_{2,i}^{t+1}. \quad (5)$$

Для оптимізації обчислювального навантаження на мікроконтролер впроваджено алгоритм адаптивного керування кількістю ітерацій k еволюції КА. На кожному кроці для вікна первинних даних N обчислюється поточне середньоквадратичне відхилення (СКВ):

$$\sigma_t = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \mu)^2}. \quad (6)$$

Отримане значення σ_t порівнюється з еталонним показником рівномірного розподілу σ_{ref} . Якщо відхилення $|\sigma_t - \sigma_{\text{ref}}| \leq \varepsilon$ (де ε — порогове значення), кількість ітерацій обробки зменшується до мінімальної ($k = 1$). У разі зростання неоднорідності первинного

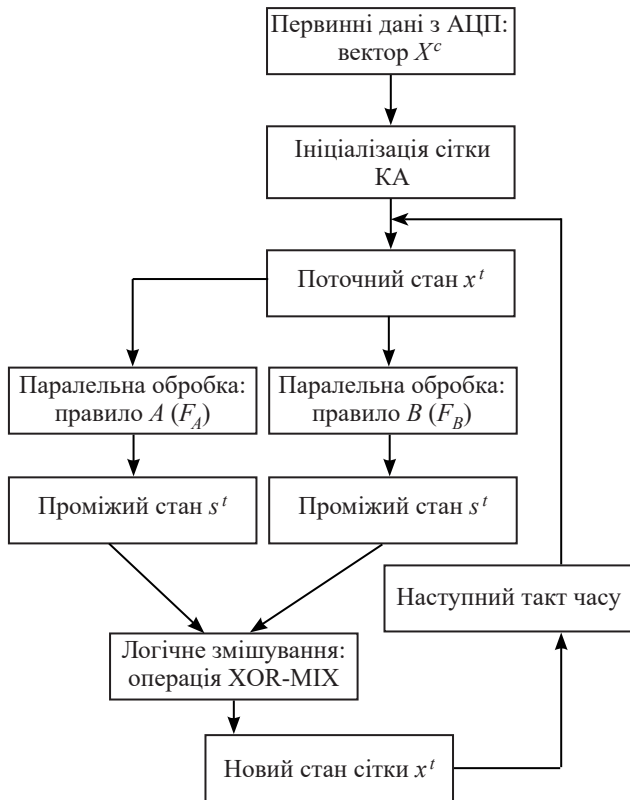


Рис. 3. Схематичне зображення процедури нормалізації потоку на базі клітинних автоматів

шуму система автоматично збільшує кількість ітерацій ($k=2; 3$) до досягнення необхідного рівня ентропії.

Схематично процедуру нормалізації можна подати у вигляді схеми взаємодії блоків, зображеної на **рис. 3**.

Така просторово-часова комбінація логічних правил дозволяє ефективно руйнувати статистичні зв'язки та міжкадрові залежності первинного сигналу. Кожна ітерація автомата працює як математичний екстрактор хаосу — “розмиває” локальні закономірності напівпровідникового шуму та цілком заповнює аномальні порожнечі у вихідних байтах. Вирівняний потік після нормалізації комбінацією правил клітинних автоматів продемонстровано на **рис. 4**.

Впровадження комбінованого клітинного автомата дозволяє повністю вирівняти статистичний розподіл. Після завершення циклу постобробки вихідний бінарний потік позбується технологічних дефектів АЦП і набуває статистичних властивостей, наближених до білого шуму. Сформована послідовність чисел відповідає

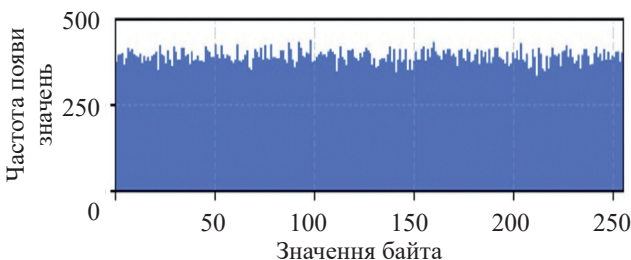


Рис. 4. Розподіл значень байтів вирівняного потоку

сучасним вимогам до криптографічної стійкості і стає придатною для генерації секретних ключів.

Експериментальна перевірка та аналіз статистичної якості згенерованого потоку

Для оцінки ефективності запропонованого методу нормалізації було проведено фінальне статистичне тестування. Вихідний бінарний потік даних обсягом 100 Мбіт, отриманий після обробки комбінованим КА, повторно перевірявся за допомогою еталонного пакету тестів NIST STS. Результати цього експерименту зафіксували суттєве покращення всіх характеристик сигналу, що можна побачити на **рис. 5**.

Як видно з **рис. 5**, на відміну від первинного “сирого” потоку нормалізована послідовність бітів успішно пройшла всі 15 груп тестів без жодного виключення. Для кожного окремого тесту отримане значення коефіцієнта ймовірності (P -value) перевищило критичну межу 0,01, значення розподілилися рівномірно в діапазоні від 0,12 до 0,89. Пропорція успішних підтестів склала від 97% до 99%, що повністю задовольняє суворим криптографічним стандартам. Пакет перевірок підтвердив повну відсутність періодичних дефектів, локальних кореляцій та лакун.

Під час досліджень також було проаналізовано швидкість формування випадкових чисел. Апаратним джерелом первинної ентропії у лабораторному стенді слугувала стандартна цифрова USB-вебкамера на базі CMOS сенсора (Logitech HD Webcam C270/ C310). Сигнал зчитувався у форматі нестиснутого відеопотоку з роздільною здатністю SVGA (800×600 пікселів) та фіксованою частотою оновлення кадрів 25 кадр/с (часовий інтервал між суміжними кадрами $\Delta t = 0,04$ с). Вибір CMOS-матриці обґрунтований наявністю природного теплового та дробового шуму напівпровідникових зон, який виступає базовим компонентом для генерації послідовностей випадкових чисел.

Завдяки використанню простих логічних операцій булевої алгебри алгоритм працює надзвичайно швидко. Процедура нормалізації не створює обчислювального навантаження на систему. Експериментальні по-

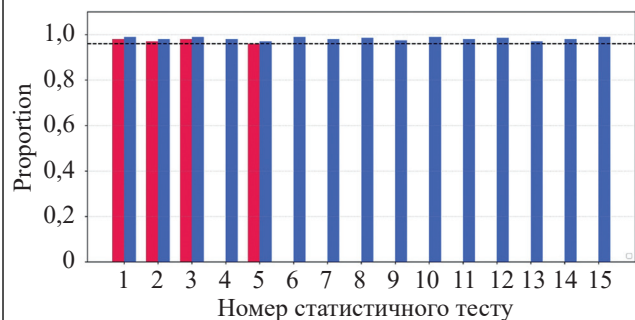


Рис. 5. Порівняльна діаграма пропорцій успішних підтестів ($proportion$) для 15 основних тестів пакета NIST STS:

червоні стовпчики — первинний “сирий” потік;
сині стовпчики — оброблений потік (XOR-MIX КА);
пунктир — мінімально допустима пропорція (0,96)

Результати аналізу швидкодії на базі процесора ПК (Intel Core i5)

Параметр ефективності системи	Значення без постобробки	Значення з нормалізацією (XOR-MIX KA)	Різниця значень (витрати ресурсів)
Швидкість потоку / Ентропійна швидкість	48,0 Мбіт/с	47,8 Мбіт/с	-0,2 Мбіт/с
Навантаження на CPU (1 ядро)	0,5%	0,8%	+0,3%
Тривалість оброблення кадру SVGА	8,2 мс	8,3 мс	+0,1 мс

казники швидкодії та витрат системних ресурсів наведено в **табл. 3**.

При оцінюванні продуктивності генератора важливо розмежувати фізичну (“сиру”) швидкість зчитування та реальну ентропійну швидкість вихідного потоку. Фізична швидкість формується параметрами CMOS-сенсора (800×600 пікселів при 25 кадр/с) і становить $R_{\text{raw}} = 48,0$ Мбіт/с. Проте через статистичну неоднорідність первинного шуму густина ентропії “сирих” бітів є недостатньою ($H < 1,0$ біт ентропії/біт за стандартом NIST), що унеможливає їх безпосереднє криптографічне використання.

Застосування постобробки на базі XOR-MIX KA забезпечує нормалізацію потоку з незначними обчислювальними накладними витратами (зниження швидкості на 0,2 Мбіт/с). У результаті реальна ентропійна швидкість генерації становить $R_{\text{ent}} = 47,8$ Мбіт/с за умови забезпечення максимальної оцінки ентропії ($H \approx 1,0$ біт/біт за стандартом NIST SP 800-90B), що підтверджено проходженням тестування NIST STS.

Зазначимо, що швидкість генерації фінального потоку обмежена лише апаратними можливостями зчитування даних із фотоматриці сенсора. Це дозволяє використовувати розроблений метод у реальному часі на малопотужних мікроконтролерах.

Висновки

Розроблено та перевірено апаратно-програмний генератор випадкових чисел на основі CMOS-матриці та клітинних автоматів. Встановлено, що первинний цифровий потік містить апаратні дефекти (міжкадрову кореляцію, аномальні лакуни), які унеможливають його використання без постобробки. Запропонований метод нормалізації на базі одновимірних клітинних автоматів із динамічним перемиканням правил та змішуванням за принципом XOR-MIX ефективно усуває ці залежності. При додатковому навантаженні на CPU лише 0,3% і затримці кадру до 0,1 мс алгоритм забезпечує генерацію даних зі швидкістю 47,8 Мбіт/с у реальному часі. Сформований потік демонструє суттєве нівелювання технологічних дефектів та аномальних лакун й успішно проходить усі тести NIST STS, що підтверджує його криптографічну стійкість і дозволяє рекомендувати метод для використання в системах захисту інформації, вбудованих засобах кібербезпеки та мобільних сенсорних мережах.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- [1] F. Martinez, “Attacks on pseudo random number generators hiding a linear structure,” in *Topics in Cryptology – CT-RSA 2022*, 2022, pp. 97–119. doi: 10.1007/978-3-030-95312-6_5.
- [2] R. L. Diachuk, K. M. Dmytrashchuk, A. Mazurets, H. V. Prokhorov, and S. V. Yanushevskiy, “Photosensitive matrix as a source of entropy,” in *Proceedings of SPIE*, vol. 13813, 2025, Art. no. 138132C. doi: 10.1117/12.3092587.
- [3] Д. Ганжело та Г. Прохоров, “Дослідження числової випадкової послідовності, що одержана з веб камери”, *Herald of Khmelnytskyi National University. Technical sciences*, vol. 333, no. 2, pp. 120–124, Apr. 2024, doi: 10.31891/2307-5732-2024-333-2-18.
- [4] L. Crocetti, P. Nannipieri, S. Di Matteo, L. Fanucci, and S. Saponara, “Review of Methodologies and Metrics for Assessing the Quality of Random Number Generators,” *Electronics*, vol. 12, no. 3, p. 723, Jan. 2023. doi: 10.3390/electronics12030723.
- [5] *Recommendation for the Entropy Sources Used for Random Bit Generation*, National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MD, USA, Tech. Rep. NIST SP 800-90B, 2018. doi: 10.6028/NIST.SP.800-90B.
- [6] S. Wolfram, “Random sequence generation by cellular automata,” *Advances in Applied Mathematics*, vol. 7, no. 2, pp. 123–164, Jun. 1986. doi: 10.1016/0196-8858(86)90028-X.
- [7] T. Toffoli and N. Margolus, *Cellular Automata Machines: A New Environment for Modeling*. Cambridge, MA, USA: MIT Press, 1987.
- [8] J. L. Hennessy and D. A. Patterson, *Computer Architecture: A Quantitative Approach*, 6th ed. Cambridge, MA, USA: Morgan Kaufmann, 2017.
- [9] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2006. doi: 10.1002/0470068329.
- [10] S. Donati, *Photodetectors: Devices, Circuits, and Applications*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2000.
- [11] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*, 4th ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson Prentice Hall, 2007.
- [12] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 4th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2002.
- [13] H. Prokhorov, M. Hanzhelo, R. Diachuk, and S. Yanushevskiy, “Investigation of statistical characteristics of random number sequences generated by a webcam using cellular automata functionality and NIST patterns,” *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, vol. 3, no. 1, p. 01007, 2025. doi: 10.31861/sisiot2025.1.01007.
- [14] S. Wolfram, “Statistical mechanics of cellular automata,” *Reviews of Modern Physics*, vol. 55, no. 3, pp. 601–644, Jul. 1983. doi: 10.1103/RevModPhys.55.601.
- [15] S. Wolfram, *A New Kind of Science*. Champaign, IL, USA: Wolfram Media, 2002.
- [16] P. Chaudhuri, D. R. Chowdhury, S. Nandi, and S. Chattopadhyay, *Additive Cellular Automata: Theory and Applications*, vol. 1. Los Alamitos, CA, USA: IEEE Computer Society Press, 1997. doi: 10.1109/9780470544150.

Надійшла до редакції 24.05.2026

Прийнято до друку 9.06.2026

HARDWARE SOFTWARE TRUE RANDOM NUMBER GENERATOR BASED
ON A SEMICONDUCTOR PHOTODIODE ARRAY AND LOGICAL COMBINATIONS
OF CELLULAR AUTOMATA

Primary binary sequences obtained directly from semiconductor photodiode arrays of standard CMOS webcams exhibit significant non-uniform frequency distributions and high inter-frame correlation. Experimental measurements reveal critical defects, including anomalous byte gaps in the [0...25] range and a 30% correlation in darkness. To address these vulnerabilities, a hardware-software true random number generator architecture based on software engineering principles with two-level spatial noise normalization is proposed. The primary entropy source is the stochastic photocurrent of the array elements, captured at 25 frames per second and transformed into discrete numbers via analog-to-digital conversion. Local statistical correlations are eliminated using post-processing based on logical combinations of one-dimensional cellular automata. The developed algorithm combines chaotic rule-switching and a multi-component XOR-MIX combination of equivalent primitives. For high computational efficiency, a lightweight algorithm for adaptive control of evolution iterations based on express root-mean-square deviation control is introduced. The low complexity of bitwise Boolean operations enables real-time data processing on personal computers and embedded microcontrollers. Experimental results show that the developed algorithm provides a real-time generation speed of 47.8 Mbps, with an additional CPU load of only 0.3% and a frame latency of less than 0.1 ms. The normalized stream effectively mitigates inherent hardware defects, successfully passing all 15 NIST STS test groups with a stable proportion of over 96%, confirming the cryptographic strength of the method and its high suitability for modern information security applications.

Keywords: cellular automata, photodiode array, software engineering, random number generator, data post processing, NIST STS tests, generation speed, cryptographic strength, information security.

REFERENCES

- [1] F. Martinez, "Attacks on pseudo random number generators hiding a linear structure," in *Topics in Cryptology – CT-RSA 2022*, 2022, pp. 97–119. doi: 10.1007/978-3-030-95312-6_5.
- [2] R. L. Diachuk, K. M. Dmytrashchuk, A. Mazurets, H. V. Prokhorov, and S. V. Yanushevskiy, "Photosensitive matrix as a source of entropy," in *Proceedings of SPIE*, vol. 13813, 2025, Art. no. 138132C. doi: 10.1117/12.3092587.
- [3] D. Hanzhelo and G. Prokhorov, "Investigation of a Numerical Random Sequence Obtained from a Webcam," *Herald of Khmelnytskyi National University. Technical Sciences*, no. 2 (333), pp. 120–124, 2024 (in Ukrainian). doi: 10.31891/2307-5732-2024-333-2-18.
- [4] L. Crocetti, P. Nannipieri, S. Di Matteo, L. Fanucci, and S. Saponara, "Review of Methodologies and Metrics for Assessing the Quality of Random Number Generators," *Electronics*, vol. 12, no. 3, p. 723, Jan. 2023. doi: 10.3390/electronics12030723.
- [5] *Recommendation for the Entropy Sources Used for Random Bit Generation*, National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MD, USA, Tech. Rep. NIST SP 800-90B, 2018. doi: 10.6028/NIST.SP.800-90B.
- [6] S. Wolfram, "Random sequence generation by cellular automata," *Advances in Applied Mathematics*, vol. 7, no. 2, pp. 123–164, Jun. 1986. doi: 10.1016/0196-8858(86)90028-X.
- [7] T. Toffoli and N. Margolus, *Cellular Automata Machines: A New Environment for Modeling*. Cambridge, MA, USA: MIT Press, 1987.

- [8] J. L. Hennessy and D. A. Patterson, *Computer Architecture: A Quantitative Approach*, 6th ed. Cambridge, MA, USA: Morgan Kaufmann, 2017.
- [9] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2006. doi: 10.1002/0470068329.
- [10] S. Donati, *Photodetectors: Devices, Circuits, and Applications*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2000.
- [11] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*, 4th ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson Prentice Hall, 2007.
- [12] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 4th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2002.
- [13] H. Prokhorov, M. Hanzhelo, R. Diachuk, and S. Yanushevskiy, "Investigation of statistical characteristics of random number sequences generated by a webcam using cellular automata functionality and NIST patterns," *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, vol. 3, no. 1, p. 01007, 2025. doi: 10.31861/sisiot2025.1.01007.
- [14] S. Wolfram, "Statistical mechanics of cellular automata," *Reviews of Modern Physics*, vol. 55, no. 3, pp. 601–644, Jul. 1983. doi: 10.1103/RevModPhys.55.601.
- [15] S. Wolfram, *A New Kind of Science*. Champaign, IL, USA: Wolfram Media, 2002.
- [16] P. Chaudhuri, D. R. Chowdhury, S. Nandi, and S. Chattopadhyay, *Additive Cellular Automata: Theory and Applications*, vol. 1. Los Alamitos, CA, USA: IEEE Computer Society Press, 1997. doi: 10.1109/9780470544150.

Відомості про авторів

Сергій Янушевський, асистент, Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича, Україна;
e-mail: s.yanushevskiy@chnu.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0007-3426-2868>

Юрій Добровольський, докт. техн. наук, професор, Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича, Україна;
e-mail: y.dobrovolsky@chnu.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0626-0594>

About the authors

Serhii Yanushevskiy, Assistant Lecturer, Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University, Ukraine;
e-mail: s.yanushevskiy@chnu.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0007-3426-2868>

Yuriy Dobrovolsky, Dr. Sc., Professor of the Department, Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University, Ukraine;
e-mail: y.dobrovolsky@chnu.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0626-0594>



Copyright: © 2026, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Іван ГОРБАТИЙ, Олександр УСАТИЙ

Україна, Національний університет «Львівська політехніка»

МЕТОДИ НЕЙРОМЕРЕЖЕВОЇ КЛАСИФІКАЦІЇ СИГНАЛІВ ІЗ РОЗШИРЕНИМ СПЕКТРОМ У СИСТЕМАХ РАДІОМОНІТОРИНГУ

Розглянуто задачу автоматичної класифікації сигналів із розширеним спектром у системах радіомоніторингу, що функціонують на платформах з обмеженими обчислювальними ресурсами. Запропоновано компактний вектор інформативних ознак, який поєднує частотні, часово-частотні та статистичні характеристики. Теоретично обґрунтовано використання параметрів Гйорта на основі моментів спектральної щільності потужності. За результатами абляційного аналізу сформовано скорочений вектор із п'яти ознак. Побудовано нейромережесий класифікатор у формах з рухомою та фіксованою комою. Досягнуто точність класифікації понад 91% у діапазоні відношення сигнал/шум від 0 до 20 дБ, що підтверджує ефективність запропонованого підходу для систем радіомоніторингу в реальному часі.

Ключові слова: сигнали з розширеним спектром, цифрові радіосигнали, нейронні мережі, цілочисельна квантизація, радіомоніторинг, вбудовані системи.

Сучасні системи радіомоніторингу функціонують в умовах постійного ускладнення радіоелектронного середовища, що зумовлено збільшенням кількості джерел радіовипромінювання та активним застосуванням методів підвищення завадостійкості й прихованості зв'язку. До таких методів належать технології з розширеним спектром: перестрибування робочої частоти (*frequency-hopping spread spectrum, FHSS*), пряме розширення спектра (*direct-sequence spread spectrum, DSSS*) та лінійна частотна модуляція (*chirp spread spectrum, CSS*) [1], [2]. Їх виявлення та ідентифікація є складним завданням, особливо за низького відношення сигнал/шум (*signal-to-noise ratio, SNR*) [3], [4].

Особливого значення задача класифікації сигналів із розширеним спектром набуває у складі розподілених систем радіомоніторингу, де обробка здійснюється безпосередньо на периферійних вузлах збору — одноплатних комп'ютерах та мікроконтролерах з обмеженими ресурсами пам'яті та обчислювальної потужності. Такі платформи орієнтовані на обробку в режимі реального часу, тому основними критеріями застосовності методу класифікації є не лише точність, а й обчислювальна складність, обсяг пам'яті моделі та енергоефективність.

Існуючі методи класифікації сигналів із розширеним спектром умовно поділяють на три покоління, кожне з яких має суттєві обмеження для вбудованих систем, що працюють у режимі реального часу. Класичні детерміновані методи ґрунтуються на спектральному аналізі з використанням швидкого перетворення Фур'є, часово-частотних перетворень (короткочасне перетворення Фур'є, вейвлет-перетворення [5])

та ентропійних характеристик з фіксованими пороговими правилами [1], [6]. Основними недоліками цих методів є чутливість до рівня шуму (точність падає нижче 70% за $\text{SNR} < 0$ дБ [7]), відсутність адаптивності та висока обчислювальна складність двовимірних часово-частотних подань, яка має порядок $O(N^2 \log N)$ для сигналу довжиною N відліків.

Методи машинного навчання на основі ознак частково долають обмеження класичних підходів [4], [7]. Зокрема, у роботі [7] для ідентифікації FHSS-сигналів застосовано штучні нейронні мережі на параметричних ознаках, що забезпечує точність 92–95% за $\text{SNR} \geq 5$ дБ. Проте такі методи орієнтовані переважно на один клас сигналів, вони використовують евристичне формування вектора ознак без формалізованого обґрунтування та не передбачають оцінки стійкості до цілочисельної квантизації. У нашій попередній роботі [4] був виконаний порівняльний аналіз глибоких нейронних мереж для класифікації цифрових модуляцій, який підтвердив залежність точності від стратегії навчання та архітектури.

Методи глибокого навчання на часово-частотних поданнях забезпечують високу точність класифікації. У роботі [8] для сигналів з низькою ймовірністю перехоплення (*low probability of intercept, LPI*) застосовано згорткові нейронні мережі на спектрограмах, що дало точність 96% за $\text{SNR} \geq 0$ дБ. Водночас такі мережі характеризуються високою обчислювальною складністю (10^8 – 10^9 операцій множення-накопичення на один прямий прохід), значним обсягом моделі (5–20 Мб) та орієнтацією на офлайн-обробку [9]–[11]. Це унеможливає їх застосування на платформах з бюджетом у десятки-сотні кілобайт оперативної пам'яті.

Отже, жоден з відомих підходів не забезпечує одночасного виконання трьох ключових вимог: високої точності за від'ємних значень SNR, низької обчислювальної складності (менше 10^5 операцій на одну реалізацію) та сумісності з цілочисельною арифметикою. Це визначає актуальність розроблення методу, що поєднує компактний вектор інформативних ознак, обчислюваних переважно у часовій області, з легкою нейромережевою моделлю, адаптованою до 8-бітового цілочисельного формату.

Метою цієї роботи є розроблення методу нейромережевої класифікації широкосмугових радіосигналів, орієнтованого на платформи з обмеженими обчислювальними ресурсами, з теоретичним обґрунтуванням вибору вектора ознак та кількісним порівнянням обчислювальних витрат з відовими підходами.

Формування вектора ознак

Для формування вектора ознак використано частотні, часово-частотні та статистичні характеристики сигналів FHSS, DSSS та CSS, які дозволяють виокремити їх за відмінностями у спектральній структурі та динамікою зміни частотних компонентів. Пріоритет надавався параметрам, що поєднують високу дискримінаційну здатність з низькою обчислювальною складністю. Повний склад ознак, їх належність до групи, алгоритмічну складність та фізичний зміст наведено у **табл. 1**.

Ключовим елементом запропонованого вектора є параметри Гйорта — активність $A(x)$, мобільність $M(x)$ та складність $C(x)$ [12], які відображають, відповідно, повну потужність сигналу, середньоквадратичну частоту та відносну ширину смуги частот [13] і обчислюються виключно у часовій області. Для дискретного сигналу $x[n]$ довжиною N ці параметри визначаються за формулами

$$A(x) = \sigma_x^2; \quad (1)$$

$$M(x) = \sigma_x' / \sigma_x; \quad (2)$$

$$C(x) = M(x') / M(x), \quad (3)$$

де σ_x , σ_x' — стандартне відхилення сигналу та першої різниці відповідно;

$x'[n]$ — перша різниця сигналу, $x'[n] = x[n] - x[n-1]$.

Згідно з теоремою Парсеваля, для стаціонарних у широкому сенсі процесів мобільність Гйорта аналітично пов'язана з нормованим другим спектральним моментом спектральної щільності потужності $S(\omega)$:

$$M^2(x) = (1/\sigma^2 x) \cdot \int \omega^2 \cdot S(\omega) d\omega. \quad (4)$$

Аналогічно, складність $C(x)$ пов'язана з четвертим спектральним моментом. Поведінка параметрів у різних класах сигналів має специфічні риси. Мобільність сигналів DSSS з майже рівномірним спектром у смузі B близька до $B/\sqrt{3}$ за найменшої складності. Для FHSS мобільність демонструє стрибкоподібні зміни у часі, що відображає дискретну зміну центральної частоти, а складність приймає найбільші значення через різкі перехідні процеси. У сигналах CSS мобільність зростає монотонно, а складність приймає проміжні значення, відображаючи плавну зміну миттєвої частоти. Отже, параметри Гйорта забезпечують опис спектральної структури без явного обчислення перетворення Фур'є зі складністю $O(N)$ порівняно з $O(N \log N)$ для частотних аналогів.

Таким чином, запропонований вектор ознак об'єднує частотні дескриптори (F1, F2, F3), часово-частотні характеристики (F4, F5, F7, F8) та статистичні показники (F6, F9, F10), причому параметри Гйорта (F6, F7, F8) виконують роль обчислювально ефективних замінників традиційних спектральних характеристик.

Таблиця 1

Класифікація вектора інформативних ознак сигналів

Назва ознаки	Позначення	Група	Складність	Фізичний зміст
Спектральна ентропія	F1	Частотні	$O(N \log N)$	Міра впорядкованості спектра
Спектральна рівномірність	F2	Частотні	$O(N)$	Оцінка шумоподібності
Ефективна ширина спектра (99%)	F3	Частотні	$O(N)$	Еквівалент ширини спектра
Варіація спектра у часі	F4	Часово-частотні	$O(N)$	Нестаціонарність частотної структури
Показник перестрибування частоти	F5	Часово-частотні	$O(N \log N)$	Оцінка дискретної частотної динаміки
Активність Гйорта	F6	Часові	$O(N)$	Енергія сигналу
Мобільність Гйорта	F7	Часово-частотні	$O(N)$	Оцінка середньої частоти
Складність Гйорта	F8	Часово-частотні	$O(N)$	Оцінка ширини спектра
Експес амплітудного розподілу	F9	Статистичні	$O(N)$	Негаусовість розподілу
Дисперсія енергетичної обвідної	F10	Часові	$O(N)$	Нестаціонарність амплітудної обвідної

Оцінка обчислювальної складності

Для кількісного обґрунтування ефективності оцінювали обчислювальну складність повного конвеєра класифікації для реалізації сигналу довжиною $N = 1024$ комплексних відліків. Сумарна кількість операцій множення-накопичення на обчислення скороченого вектора (F3, F5, F7, F8, F9) становить приблизно $3 \cdot 10^4$ з таким розподілом витрат: F3 — близько 10240 операцій для оцінки спектра потужності; F5 — 7200 для короткочасного перетворення Фур'є з вісьмома вікнами по 128 відліків; F7 та F8 — 8200 для обчислення двох рівнів різниць та відповідних дисперсій; F9 — 4100 для обчислення моментів вищого порядку. Для повного вектора з десяти ознак сумарна кількість зростає до $7 \cdot 10^4$ операцій.

Для архітектури багатошарового перцептрона з двома прихованими шарами (32 та 16 нейронів) кількість операцій множення-накопичення на один інференс становить $5 \cdot 32 + 32 \cdot 16 + 16 \cdot 5 = 752$, що відповідає близько 2,5% від вартості обчислення ознак. Тобто, основна частина обчислювальних ресурсів витрачається на етап формування вектора характеристик, що виправдовує використання низько-складних часових ознак в процесі його проєктування.

З табл. 2 видно, що запропонований підхід у цілочисельній конфігурації на скороченому векторі забезпечує зменшення обчислювальних витрат на чотири порядки та скорочення обсягу моделі приблизно у 5000 разів порівняно з підходом на основі згорткових мереж [8], зберігаючи при цьому еквівалентну точність у діапазоні SNR ≥ 0 дБ. У зіставленні з методом [7], орієнтованим лише на FHSS, запропонований підхід характеризується удвічі меншою складністю та ширшим охопленням класів сигналів.

Час інференсу оцінювався для типових платформ радіомоніторингу — одноплатних комп'ютерів BeagleBone AI та Raspberry Pi з тактовою частотою процесора близько 1 ГГц. Наведені у табл. 2 кіль-

кість операцій та обсяг пам'яті моделі слід розглядати як теоретичні оцінки порядку величини, отримані з аналітичних виразів складності алгоритмів. Час інференсу визначався на основі тактової частоти процесора, він може відрізнятися від результатів вимірювань залежно від рівня оптимізації реалізації та ступеня паралелізму обчислень.

Нейромережева модель та абляційний аналіз

Для побудови класифікатора використано архітектуру багатошарового перцептрона з двома прихованими шарами, схему якої наведено на рис. 1. Вхідний шар приймає N ознак ($N = 10$ для повного вектора та $N = 5$ для скороченого), вихідний шар формує ймовірнісні оцінки належності сигналу до п'яти класів: адитивний білий гаусовий шум, вузькосмуговий сигнал, FHSS, DSSS, CSS. Приховані шари застосовують нелінійні функції активації для апроксимації залежностей між ознаками. Вибір такої архітектури зумовлений необхідністю досягнення достатньої точності за обмеженої обчислювальної складності: на відміну від згорткових мереж багатошаровий перцептрон не потребує операцій згортки, що знижує складність на три-чотири порядки при зіставній точності для компактних векторів ознак.

Для зменшення розмірності вектора виконано абляційний аналіз шляхом послідовного виключення кожної ознаки з оцінкою зміни точності ΔAcc відносно базового варіанту (10 ознак, точність 91,42%) на валідаційній вибірці у діапазоні SNR від 0 до 20 дБ. Застосовано формалізований кількісний критерій відбору, що складається з трьох умов:

K1 (індивідуальна значущість) — ознака залишається, якщо $|\Delta Acc| \geq 0,5\%$;

K2 (некорельованість) — ознака вилучається при коефіцієнті кореляції Пірсона $|\rho| \geq 0,7$ з іншою ознакою, що має більше значення $|\Delta Acc|$;

K3 (негативний внесок) — ознака вилучається, якщо $\Delta Acc \geq 0$ (тобто її видалення не погіршує модель).

Таблиця 2

Порівняння обчислювальних витрат методів класифікації сигналів

Метод	Кількість операцій на реалізацію	Обсяг пам'яті моделі, Кб	Час інференсу, мкс	Примітка
Класичний спектральний аналіз з пороговими правилами [1]	$1 \cdot 10^4$	< 1	10	Низька адаптивність до SNR
Машинне навчання на параметричних ознаках FHSS [7]	$5 \cdot 10^4$	10	50	Один клас сигналів
Згорткові мережі на спектрограмах 224×224 [8]	$5 \cdot 10^8$	10240	50	Офлайн-обробка
Запропонований: 10 ознак, формат з рухомою комою	$7 \cdot 10^4$	15	70	Максимальна точність за низького SNR
Запропонований: 5 ознак, формат з рухомою комою	$3 \cdot 10^4$	8	30	Компроміс точність / ресурси
Запропонований: 5 ознак, цілочисельний формат	$3 \cdot 10^4$	2	15	Рекомендовано для вбудованих систем

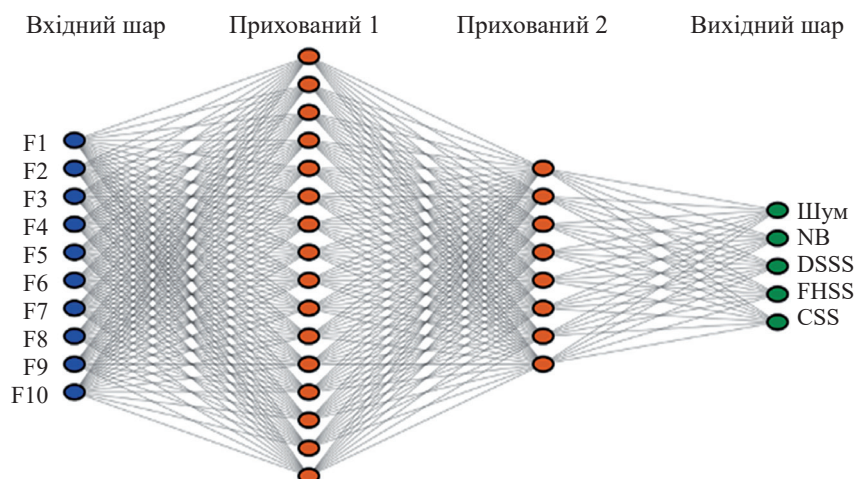


Рис. 1. Структурна схема нейромережевого класифікатора

Додатково застосовується правило винятку K1*: ознака зберігається при $|\Delta Acc| < 0,5\%$, якщо коефіцієнт кореляції Пірсона з найбільш корельованою іншою ознакою $|\rho^*| < 0,3$ (тобто вона несе унікальну некорельовану інформацію). Остаточне рішення приймається за мажоритарним правилом.

Як видно з табл. 3, п'ять залишених ознак {F3, F5, F7, F8, F9} є комплементарними: F3 та F5 забезпечують частотний опис, F7 та F8 — часово-частотний з меншими обчислювальними витратами, а F9 — статистичну характеристику для розрізнення гаусових та негаусових процесів. Середнє попарне значення $|\rho|$ для цих ознак становить 0,34, що підтверджує їхню функціональну незалежність.

Принциповим результатом абляційного аналізу є вилучення F6: додатне значення $\Delta Acc = +0,13\%$ свідчить про те, що повна енергія сигналу, яка суттєво залежить від рівня шуму, вносить систематичну похибку у рішення класифікатора. Ознака F1 (спектральна ентропія) стає критичною лише при $SNR < -5$ дБ, що визначає обмеження скороченого вектора (розглядатимуться у наступному розділі). Таким чином, під повним вектором ознак надалі розуміється набір із 10 компонентів (F1...F10), під скороченим — набір

із п'яти компонентів {F3, F5, F7, F8, F9}. Значення коефіцієнтів кореляції $|\rho^*|$, наведені у табл. 3, отримані на підмножині навчальних даних у діапазоні SNR від 0 до 20 дБ та можуть незначно змінюватися залежно від обсягу та характеристик вибірки.

Для реалізації моделі на платформах з обмеженими ресурсами застосовано цілочисельну квантизацію до 8-бітового формату після навчання у форматі з рухомою комою одинарної точності. Діапазони ваги та активації визначаються на основі статистичних характеристик навчальних даних, що мінімізує втрати точності. Процедура квантизації виконується після завершення навчання і не потребує повторного повного тренування, що суттєво спрощує виробниче розгортання моделі.

Результати досліджень та їх обговорення

Для експериментальних досліджень було сформовано репрезентативний набір даних із 10 000 реалізацій комплексних аналітичних сигналів (по 20 000 на клас). Частота дискретизації становила 1 МГц, довжина кожної реалізації — 1024 комплексні відліки. Сигнали DSSS моделювалися з використанням 11-чипового коду Баркера [14], [15], FHSS — зі швид-

Таблиця 3

Абляційний аналіз та формування скороченого вектора

Ознака	$\Delta Acc, \%$	$ \rho^* $	Критерій	Рішення	Обґрунтування
F1	-0,30	0,72 (F2)	K2	Вилучити	Корелює з F2; критична лише при $SNR < -5$ дБ
F2	-0,23	0,74 (F7)	K2	Вилучити	Корельована з F7 при меншій складності обчислення
F3	-1,17	0,41	K1	Залишити	Критична для розрізнення DSSS від вузькосмугових
F4	-0,27	0,68 (F5)	K1	Вилучити	Індивідуальний вплив нижче порога; F5 перебиває
F5	-0,87	0,52	K1	Залишити	Унікально фіксує дискретні стрибки частоти FHSS
F6	+0,13	0,38	K3	Вилучити	Додатне ΔAcc — видалення покращує модель
F7	-1,70	0,74	K1	Залишити	Найбільший індивідуальний внесок; пов'язаний з $M^2(x)$ (див. формулу (4))
F8	-0,77	0,41	K1	Залишити	Важлива для CSS — плавна зміна миттєвої частоти
F9	-0,43	0,22	K1*	Залишити	Гранична $ \Delta Acc $, але найнижча кореляція (0,22) та роль при низькому SNR
F10	-0,07	0,31	K1	Вилучити	Дубльована функціональність з F6, F9

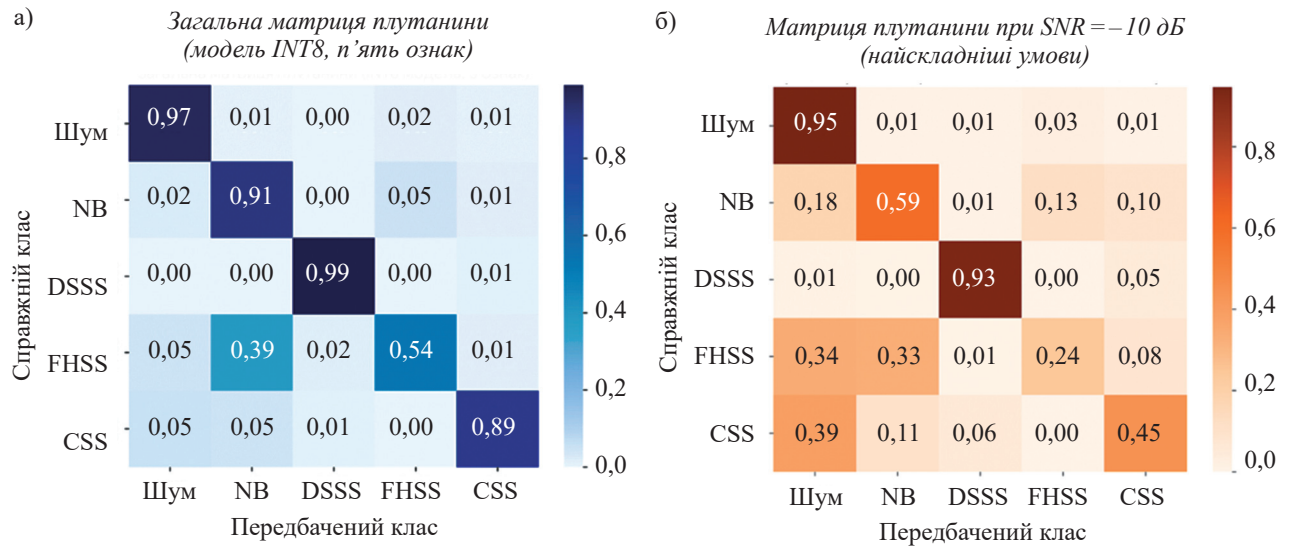


Рис. 2. Матриця невідповідностей моделі у цілочисельному форматі:
а — усереднений результат для SNR від -10 до 20 дБ; б — SNR = -10 дБ

кістю 500 стрибків/с, CSS — як лінійна частотна модуляція з випадковими граничними частотами (імітація фізичного рівня технології LoRa). Сигнали генерувалися з випадковою початковою фазою та центральною частотою у діапазоні SNR від -10 до +20 дБ для моделювання критичних умов приймання, характерних для сигналів з низькою ймовірністю перехоплення. Навчання та тестування здійснювалося на підмножині даних, які не перетинаються, що забезпечує коректність оцінки узагальнювальної здатності моделі.

Модель з рухомою комою на повному векторі ознак забезпечує точність понад 91,4% при SNR > 0 дБ, досягаючи 93,2% при SNR = 20 дБ. Навіть за інтенсивних завад (SNR = -10 дБ) точність залишається на рівні 87,1%, що підтверджує високу дискримінативну здатність вектора ознак. Для аналізу характеру помилок класифікації використано матриці невідповідностей, наведені на **рис. 2**.

Як видно з **рис. 2, а**, система майже безпомилково ідентифікує DSSS та шум, що підтверджує ефективність ознаки F9 (ексцес амплітуди) для розрізнення негаусовості DSSS-сигналів. Водночас спостерігається певний перетин між вузькосмуговими сигналами та FHSS, що є фізично обґрунтованим явищем: на коротких інтервалах FHSS-сигнал може виглядати як вузькосмуговий. Точність ідентифікації CSS залишається стабільно високою (близько 89%), що доводить ефективність параметра F8 (складність Гюрта). У випадку SNR = -10 дБ (**рис. 2, б**) FHSS помилково класифікується як шум у 34% випадків, а 39% CSS розпізнаються як шум через недостатню потужність для статистичного виявлення параметрами Гюрта.

Проведені експерименти для трьох конфігурацій моделі дозволяють зазначити, що перехід від повного вектора ознак до скороченого демон-

струє високу стабільність при SNR > 0 дБ: точність оптимізованої моделі становить 91,2–91,8%, це лише на 1,5% нижче за базову при удвічі меншій розмірності вектора. Найбільша різниця між моделями спостерігається при високому рівні завад (SNR = -10 дБ): базова модель зберігає точність 87%, тоді як оптимізовані версії демонструють зниження до 70% — з рухомою комою та 66% — цілочисельний формат. Це підтверджує зроблений в абляційному аналізі висновок, що вилучена ознака F1 (спектральна ентропія) стає критичною в умовах глибокого маскування сигналу шумом. Для критичних застосувань при SNR < -5 дБ рекомендується попередньо застосувати алгоритми придушення шуму, збільшити час спостереження для накопичення статистики або використати повний вектор ознак.

Перехід від формату з рухомою комою до цілочисельного призводить до незначної втрати точності, що ілюструється графіками на **рис. 3**. При SNR ≥ 0 дБ криві практично збігаються, що підтверджує мож-

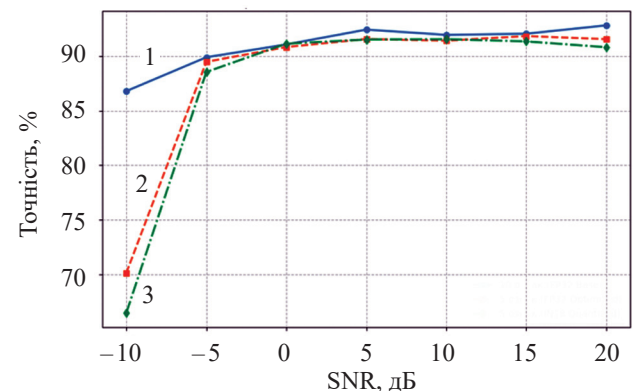


Рис. 3. Залежність точності моделей з рухомою комою (базової 1 та оптимізованої 2) та у цілочисельному форматі (3) від SNR

ливість цілочисельних обчислень без суттєвої втрати якості. Для типових сценаріїв приймання сигналу при $\text{SNR} = 5$ дБ оптимальною є модель із п'ятьма ознаками у цілочисельному форматі: точність понад 91% за вимог до пам'яті у чотири рази менше порівняно з базовою моделлю з рухомою комою.

Отримані експериментальні результати узгоджуються з теоретичним аналізом обчислювальної складності (див. табл. 2): запропонований метод у цілочисельній конфігурації на скороченому векторі ознак забезпечує оптимальний компроміс між точністю класифікації та обчислювальними витратами. Додатково слід зазначити стійкість методу до типових впливів у реальних умовах: варіацій центральної частоти сигналу, випадкової початкової фази, різної тривалості сигналу у межах вікна спостереження. Це досягається використанням статистичних інтегральних ознак, інваріантних до фазових зсувів та короткочасних флуктуацій.

Висновки

Запропонований метод нейромережевої класифікації широкосмугових радіосигналів для вбудованих платформ радіомоніторингу поєднує високу точність при малих значеннях відношення сигнал/шум, низьку обчислювальну складність та сумісність із цілочисельною арифметикою. Теоретичне обґрунтування інформативності параметрів Гйорта дозволило замінити частотні дескриптори часовими еквівалентами зі складністю $O(N)$ замість $O(N \log N)$, що суттєво зменшило обчислювальні витрати. Розроблена методика абляційного аналізу дозволила сформувати скорочений вектор із п'яти ознак, який забезпечує точність понад 91% при $\text{SNR} \geq 0$ дБ та потребує лише близько $3 \cdot 10^4$ операцій на одну реалізацію і приблизно 2 Кб пам'яті моделі, що на чотири порядки менше порівняно з підходами на основі згорткових мереж.

Експериментальні результати підтвердили стійкість методу до варіацій центральної частоти, випадкової початкової фази та різної тривалості сигналу, що робить його придатним для застосування у розподілених мережах радіомоніторингу, портативних засобах радіотехнічної розвідки, системах виявлення сигналів з низькою ймовірністю перехоплення та бортових комплексах моніторингу літальних апаратів.

Подальший розвиток методу варто спрямувати на інтеграцію алгоритмів придушення шуму для умов $\text{SNR} < -5$ дБ, розширення набору класів для охоплення сучасних технологій зв'язку (OFDM, 5G, супутникові системи низької орбіти), дослідження апаратного прискорення на DSP та FPGA, а також на перехід від класифікації до оцінювання параметрів сигналу з використанням багатозадачних нейромережевих архітектур.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- [1] D. Torrieri, *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*, 5th ed. Cham, Switzerland: Springer, 2022, 710 p. doi: 10.1007/978-3-030-75343-6
- [2] D. Stanescu, A. Digulescu, C. Ioana, and A. Serbanescu, "Spread spectrum modulation recognition based on phase diagram entropy," *Frontiers in Signal Processing*, vol. 3, art. no. 1197619, 2023. doi: 10.3389/frsip.2023.1197619
- [3] N. Islam and S. Shin, "Deep learning in physical layer: review on data driven end-to-end communication systems and their enabling semantic applications," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 5, pp. 4207–4240, 2024. doi: 10.1109/ojcoms.2024.3425314
- [4] I. B. Горбатий та О. А. Усатий, "Порівняльний аналіз методів автоматичної класифікації цифрових модуляцій на основі глибинних нейронних мереж," *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, № 3–4, с. 33–39, 2025. doi: 10.15222/TKEA2025.3.4.33
- [5] C. M. Akujobi, *Wavelets and Wavelet Transform Systems and Their Applications: A Digital Signal Processing Approach*. Cham, Switzerland: Springer, 2022, 644 p. doi: 10.1007/978-3-030-87528-2
- [6] I. B. Горбатий та О. А. Усатий, "Дослідження методів спектрального аналізу сигналів із розширеним спектром у сучасних комунікаційних системах," *Інформаційно-комунікаційні технології та електронна інженерія*, т. 5, № 1, с. 125–135, 2025. doi: 10.23939/ictee2025.01.125
- [7] M. T. Khan, A. Z. Sha'ameri, and M. M. A. Zabidi, "Classification of FHSS signals in a multi-signal environment by artificial neural network," *International Journal of Computing and Digital Systems*, vol. 11, no. 1, pp. 775–789, 2022. doi: 10.12785/ijcds/110163
- [8] T. Huynh-The, V.-S. Doan, C.-H. Hua, Q.-V. Pham, T.-V. Nguyen, and D.-S. Kim, "Accurate LPI radar waveform recognition with CWD-TFA for deep convolutional network," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 10, no. 8, pp. 1638–1642, 2021. doi: 10.1109/LWC.2021.3075880
- [9] B. Jacob et al., "Quantization and training of neural networks for efficient integer-arithmetic-only inference," in *Proc. IEEE Conf. Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, Salt Lake City, USA, 2018, pp. 2704–2713. doi: 10.1109/CVPR.2018.00286
- [10] H. Zhao, D. Liu, and H. Li, "Efficient integer-arithmetic-only convolutional neural networks," *arXiv preprint, arXiv:2006.11735*, 2020. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/2006.11735>
- [11] A. Gholami, S. Kim, Z. Dong, Z. Yao, M. W. Mahoney, and K. Keutzer, "A survey of quantization methods for efficient neural network inference," in *Low-Power Computer Vision*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2022, pp. 291–326. doi: 10.1201/9781003162810-13
- [12] B. Hjorth, "EEG analysis based on time domain properties," *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology*, vol. 29, no. 3, pp. 306–310, 1970. doi: 10.1016/0013-4694(70)90143-4
- [13] W. H. Alawee, A. Basem, and L. A. Al-Haddad, "Advancing biomedical engineering: Leveraging Hjorth features for electroencephalography signal analysis," *Journal of Electrical Bioimpedance*, vol. 14, no. 1, pp. 66–72, 2023. doi: 10.2478/joeb-2023-0009
- [14] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, 2nd ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2014, 656 p.
- [15] V. Maksimov and I. Khrapovitsky, "New composite Barker codes in the synchronization system of broadband signals," *Information and Telecommunication Sciences*, no. 2, pp. 24–30, 2020. doi: 10.20535/2411-2976.22020.24-30

Надійшла до редакції 24.03.2026

Прийнято до друку 20.04.2026

NEURAL NETWORK-BASED METHODS FOR SPREAD SPECTRUM SIGNAL CLASSIFICATION IN RADIO MONITORING SYSTEMS

Automatic classification of spread spectrum signals — frequency-hopping, direct-sequence, and chirp — is a key task in modern radio monitoring systems, particularly relevant for distributed sensor networks with constrained computational resources. A critical review of existing approaches shows that none of the three generations of classification methods — classical deterministic, feature-based machine learning, and deep learning on time-frequency representations — simultaneously meets three essential requirements: high accuracy at negative signal-to-noise ratios, computational complexity below 10^5 multiply-accumulate operations per realization, and compatibility with integer arithmetic for embedded deployment. This paper proposes a method that addresses this gap through a compact, informative feature vector combining frequency-domain, time-frequency, and statistical characteristics. The informativeness of Hjorth parameters is theoretically justified via their analytical link to spectral moments of the power spectral density, enabling $O(N)$ time-domain computation equivalent to frequency-domain analysis. A formalized ablation analysis with three quantitative selection criteria (individual significance, pairwise correlation below 0.7, and absence of negative contribution) yields a reduced vector of five components. Complexity analysis confirms approximately $3 \cdot 10^4$ operations per realization and 2 kB model memory in integer configuration — four orders of magnitude less than convolutional network-based approaches. Experimental evaluation of a multilayer perceptron classifier demonstrates stable accuracy above 91% across a wide SNR range, 93.2% at 20 dB and 87% at -10 dB, with negligible degradation under integer quantization, confirming practical applicability to embedded and distributed radio monitoring systems.

Keywords: spread spectrum signals, digital radio signals, neural networks, integer quantization, radio monitoring, embedded systems.

REFERENCES

- [1] D. Torrieri, *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*, 5th ed. Cham, Switzerland: Springer, 2022, 710 p. doi: 10.1007/978-3-030-75343-6
- [2] D. Stanescu, A. Digulescu, C. Ioana, and A. Serbanescu, "Spread spectrum modulation recognition based on phase diagram entropy," *Frontiers in Signal Processing*, vol. 3, art. no. 1197619, 2023. doi: 10.3389/frsip.2023.1197619
- [3] N. Islam and S. Shin, "Deep learning in physical layer: review on data driven end-to-end communication systems and their enabling semantic applications," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 5, pp. 4207–4240, 2024. doi: 10.1109/ojcoms.2024.3425314
- [4] I. V. Horbatiy and O. A. Usaty, "Comparative analysis of digital modulation classification methods based on deep neural networks (in Ukrainian)," *Technology and Design in Electronic Equipment*, no. 3–4, pp. 33–39, 2025. doi: 10.15222/TKEA2025.3-4.33
- [5] C. M. Akujobi, *Wavelets and Wavelet Transform Systems and Their Applications: A Digital Signal Processing Approach*. Cham, Switzerland: Springer, 2022, 644 p. doi: 10.1007/978-3-030-87528-2
- [6] I. V. Horbatiy and O. A. Usaty, "Investigation of spread spectrum signal analysis methods in modern communication systems (in Ukrainian)," *Information and Communication Technologies and Electronic Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 125–135, 2025. doi: 10.23939/ictet2025.01.125
- [7] M. T. Khan, A. Z. Sha'ameri, and M. M. A. Zabidi, "Classification of FHSS signals in a multi-signal environment by artificial neural network," *International Journal of Computing and Digital Systems*, vol. 11, no. 1, pp. 775–789, 2022. doi: 10.12785/ijcds/110163
- [8] T. Huynh-The, V.-S. Doan, C.-H. Hua, Q.-V. Pham, T.-V. Nguyen, and D.-S. Kim, "Accurate LPI radar waveform recognition with CWD-TFA for deep convolutional network," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 10, no. 8, pp. 1638–1642, 2021. doi: 10.1109/LWC.2021.3075880
- [9] B. Jacob et al., "Quantization and training of neural networks for efficient integer-arithmetic-only inference," in *Proc. IEEE Conf. Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, Salt Lake City, USA, 2018, pp. 2704–2713. doi: 10.1109/CVPR.2018.00286
- [10] H. Zhao, D. Liu, and H. Li, "Efficient integer-arithmetic-only convolutional neural networks," *arXiv preprint, arXiv:2006.11735*, 2020. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/2006.11735>
- [11] A. Gholami, S. Kim, Z. Dong, Z. Yao, M. W. Mahoney, and K. Keutzer, "A survey of quantization methods for efficient neural network inference," in *Low-Power Computer Vision*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2022, pp. 291–326. doi: 10.1201/9781003162810-13
- [12] B. Hjorth, "EEG analysis based on time domain properties," *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology*, vol. 29, no. 3, pp. 306–310, 1970. doi: 10.1016/0013-4694(70)90143-4
- [13] W. H. Alawee, A. Basem, and L. A. Al-Haddad, "Advancing biomedical engineering: Leveraging Hjorth features for electroencephalography signal analysis," *Journal of Electrical Bioimpedance*, vol. 14, no. 1, pp. 66–72, 2023. doi: 10.2478/joeb-2023-0009
- [14] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, 2nd ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2014, 656 p.
- [15] V. Maksimov and I. Khrapovitsky, "New composite Barker codes in the synchronization system of broadband signals," *Information and Telecommunication Sciences*, no. 2, pp. 24–30, 2020. doi: 10.20535/2411-2976.22020.24-30

Відомості про авторів

Іван Горбатий, докт. техн. наук, професор, зав. кафедри, Львівська політехніка, Україна;
e-mail: giv@polynet.lviv.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6495-192X>

Олександр Усатий, аспірант, Львівська політехніка, Україна;
e-mail: oleksandr.a.usaty@lpnu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0007-3470-702X>

About the authors

Ivan Horbatiy, Dr.Sc., Professor, Head of Department, Lviv Polytechnic National University, Ukraine;
e-mail: giv@polynet.lviv.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6495-192X>

Oleksandr Usaty, Ph.D. Student, Lviv Polytechnic National University, Ukraine;
e-mail: oleksandr.a.usaty@lpnu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0007-3470-702X>



Copyright: © 2026, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Ігор ТВЕРДОВСЬКИЙ, Сергій СТЕПЕНКО

Україна, Національний університет «Чернігівська політехніка»

АДАПТАЦІЯ МЕТОДУ ОЦІНКИ ЗВАЖЕНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ФОТОЕЛЕКТРИЧНИХ ІНВЕРТОРІВ ДО КЛІМАТИЧНИХ ТА ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ УМОВ УКРАЇНИ

Розроблено методику визначення регіональних зважених коефіцієнтів ефективності фотоелектричних інверторів на основі даних PVGIS SARAH-3 (2005–2023). Методику застосовано для 19 локацій України, що охоплюють п'ять кліматичних зон. Запропоновано та розраховано національний зважений коефіцієнт корисної дії (ККД) та проведено порівняння з європейським та каліфорнійським зваженими ККД. Встановлено, що розподіл робочих точок інверторів в Україні суттєво відрізняється від закладеного в європейському стандарті оцінки їхньої ефективності. Зокрема, вага домінуючої точки навантаження 50% зменшується більш ніж удвічі порівняно з європейською метрикою, а найбільшу частку річної енергії (майже 40%) акумулює точка 75%, яка взагалі відсутня в європейській формулі. На практиці це призводить до зміни рейтингу комерційних інверторів та має важливе значення для проєктування фотоелектричних систем в Україні.

Ключові слова: фотоелектричний інвертор, зважена ефективність, коефіцієнт корисної дії, національний зважений ККД, PVGIS, європейська ефективність, каліфорнійська ефективність.

Глобальна встановлена потужність фотоелектричних (ФЕ) систем перевищила 1,5 ТВт у 2024 році, при цьому Україна має понад 8 ГВт встановленої сонячної потужності [1], [2]. В умовах енергетичної кризи, спричиненої руйнуванням понад 65% генерувальних потужностей країни внаслідок системних і цілеспрямованих атак армії РФ, розподілена сонячна генерація стає критичним елементом енергетичної безпеки нашої держави. Кількість побутових споживачів-виробників (просьюмерів) зросла до 53 000, а частка нових установок з акумуляторними системами перевищує 40% [1].

Ефективність інвертора є ключовим параметром для проєктування ФЕ-систем та прогнозування вироблення електроенергії. Для порівняння інверторів використовуються зважені показники ефективності: європейська ефективність η_{EU} , визначена стандартом EN 50530 [3] та запропонована Jantsch, Schmidt і Schmid у Fraunhofer ISE (1992) [4], і каліфорнійська ефективність η_{CEC} [5]. Обидві метрики використовують фіксовані вагові коефіцієнти, що відображають розподіл сонячної іррадіації конкретних регіонів: центральної Європи (близько 48–50° пн. ш.) для η_{EU} та Каліфорнії для η_{CEC} . Математичні моделі ефективності інверторів, що використовуються у програмному забезпеченні для моделювання ФЕ-систем, детально описані у [6], а підхід Sandia National Laboratories до моделювання ефективності мережових ФЕ-інверторів — у [7].

Зважена європейська ефективність (*european efficiency, euro efficiency, euro-eta*) — це середньозважений коефіцієнт корисної дії (ККД) інвертора, що

враховує реальний розподіл часу функціонування пристрою на різних рівнях потужності протягом року. На відміну від максимальної (пікової) ефективності, яка досягається за ідеальних лабораторних умов при номінальному навантаженні, зважена ефективність відображає реальну продуктивність інвертора в польових умовах, де він працює з різною потужністю залежно від рівня сонячної іррадіації (хмарність, ранкові та вечірні години, сезонні зміни). Вища зважена ефективність (у сучасних інверторів вона сягає 97–98%) означає менші втрати енергії при перетворенні постійного струму від ФЕ-модулів у змінний струм для мережі або споживача, що безпосередньо впливає на економічну ефективність фотоелектричної станції.

У контексті інтеграції України до європейського енергетичного ринку (в березні 2022 року завершено синхронізацію з ENTSO-E, Україна отримала статус кандидата в ЄС, триває гармонізація стандартів) постає питання, чи адекватно європейські стандарти оцінки ефективності ФЕ-інверторів відображають реальні умови експлуатації в Україні. Для відповіді проаналізуємо дані сонячної іррадіації для 19 локацій України та надамо кількісну оцінку.

Аналіз публікацій та постановка проблеми

Зважена ефективність η_{EU} була запропонована Jantsch et al. [4] у 1992 році на базі Fraunhofer ISE (Фрайбург, Німеччина) та формалізована стандартом EN 50530 [3]. Стандарт визначає загальну ефективність інвертора як добуток ефективності перетворення та статичної ефективності відстеження точки максимальної потужності (*maximum power point tracking, MPPT*): $\eta_{total} = \eta_{conv} \eta_{MPPT}$. Стандарт IEEE 1526 [8] визначає ре-

комендовану практику тестування продуктивності автономних ФЕ-систем. У формулі для η_{EU} використовується шість точок навантаження з ваговими коефіцієнтами, що відображають частку енергії на кожному рівні:

$$\eta_{EU} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + 0,10\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,20\eta_{100\%}. \quad (1)$$

Для каліфорнійської ефективності η_{SEC} використовується інший набір точок з домінуючою вагою 0,53 для 75% навантаження інвертора, що відображає вищу сонячну іррадіацію, типову для Каліфорнії:

$$\eta_{SEC} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + 0,12\eta_{30\%} + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%}. \quad (2)$$

Обмеженість обох стандартизованих підходів полягає у їх прив'язці до конкретного клімату. Це мотивувало дослідників з різних країн до розробки численних регіональних альтернатив. Моделювання електричної ефективності інверторів за межами стандартних кривих досліджено Driesse et al. [9]. Ongun та Ozdemir [10] запропонували коефіцієнт η_{IZMIR} для середземноморського клімату Туреччини. Rahman et al. [11] розробили метрику η_{EQUA} для екваторіальних регіонів (Малайзія), де 70% енергії генерується при сонячній іррадіації вище 500 Вт/м². Nasir [12] вивів коефіцієнт $\eta_{BAGHDAD}$ для аридного клімату Іраку. Vyamungu [13] адаптував методику для Південної Африки (Кейптаун), а Kalathil та Krishnamurthy [14] запропонували регіональні коефіцієнти для тропічного клімату Ченнаї (Індія). Harish et al. [15] провели аналогічне дослідження для індійських ФЕ-станцій. Dupont, Rech та Pinheiro [16] розробили методику обчислення зважених коефіцієнтів на основі експлуатаційних даних для умов Бразилії, а Burger та Ruther [17] дослідили вплив коефіцієнта завантаження інвертора на загальну продуктивність ФЕ-системи. Водночас для України аналогічних регіональних зважених коефіцієнтів досі не розроблено.

Аналіз провідних українських наукових фахових видань підтверджує наявність значного доробку у суміжних напрямках, проте не представлені дослідження саме зваженої ефективності інверторів для ФЕ-станцій. Так, в роботі [18] описано дослідження структури однофазних перетворювальних агрегатів для комбінованих систем електропостачання з ФЕ-перетворювачами, а у [19] запропоновано багатофункціональний перетворювач для однофазних комбінованих систем локальних об'єктів. Автори [20] проаналізували регулювання напруги та реактивної потужності в розподільних мережах за допомогою розосереджених відновлюваних джерел енергії. Вплив сезонності генерації та навантаження на оптимальну ємність системи накопичення електроенергії мікромережі просьюмера описано у роботі [21]. Автори [22] дослідили характеристики кремнієвих ФЕ-перетворювачів при перегріванні, а також їх змі-

ни після струмових перевантажень [23]. В роботі [24] було розглянуто можливість оптимізації кутів нахилу та орієнтації ФЕ-панелей. Удосконалений метод оцінювання втрат потужності в імпульсних перетворювачах був запропонований авторами [25].

У роботі [26] автори провели порівняльний аналіз топологій та алгоритмів для відстежувачів точки максимальної потужності у ФЕ-системах. В статті [27] представлено огляд кращих інноваційних підходів, які впливають на подальший розвиток відновлюваних джерел енергії. Автори [28] виконали огляд та обґрунтували вибір накопичувачів електроенергії для роботи електроенергетичних об'єктів.

У роботі [29] проведено огляд масогабаритних та вартісних параметрів комерційних сонячних інверторів, що створює базу для порівняльного аналізу обладнання на українському ринку. Автори [30] дослідили параметри, характеристики і фактори, що впливають на ефективність та надійність роботи фотоелектричних перетворювачів у складі електроенергетичних систем. У статті [31] описано результати досліджень характеристик елементів автономних систем електроживлення на основі фотоелектричних перетворювачів.

У роботі [32] запропоновано нейромережевий метод SolarM2P для постобробки прогнозів сонячної іррадіації на основі чисельних моделей погоди. Результати цієї роботи можуть бути використані для підвищення точності вхідних даних при визначенні вагових коефіцієнтів ефективності інверторів, оскільки якість прогнозування сонячної іррадіації безпосередньо впливає на достовірність розподілу робочих точок інвертора.

Таким чином, можна констатувати, що попри значимий внесок зазначених робіт у розвиток сонячної енергетики та підвищення ефективності фотоелектричних систем, конкретна проблема визначення регіональних зважених коефіцієнтів ефективності сонячних інверторів для України залишається невирішеною.

Використання систем стеження за Сонцем (*solar tracking systems*) суттєво змінює розподіл робочих точок інвертора протягом доби та протягом року. Як показано в роботі [33], двоосьова система стеження підвищує добове вироблення енергії фотоелектричного модуля на 27% в умовах Чернігова завдяки утриманню панелі перпендикулярно до сонячних променів. Через це інвертор значно довше працює при середніх та високих навантаженнях, що впливає на величину зваженого ККД і підкреслює важливість правильного вибору вагових коефіцієнтів для конкретної конфігурації та розміщення фотоелектричної системи.

Важливим контекстом представленого дослідження є експериментальні роботи з вимірювання ефективності інверторів, а саме: оцінювання показників ефективності інвертора потужністю 2 кВт з жив-

ленням від акумуляторних батарей [34]; порівняння дворівневих квазіімпедансних інверторів на основі SiC технології та тривірневих Si-SiC квазіімпедансних інверторів для ФЕ-застосувань [35]; дослідження впливу DC-DC перетворювача драйвера силових ключів на ефективність ФЕ-інвертора [36]; аналіз вдосконалення двокаскадних мікроінверторів [37]. Спільною рисою цих робіт є використання місцевих показників сонячної іррадіації для визначення коефіцієнтів, адаптованих до реального кліматичного профілю регіону. Разом з тим, аналіз доступних джерел виявляє три суттєві прогалини:

- на сьогодні для східноєвропейського континентального клімату не розроблено жодної метрики;
- у відомих дослідженнях не проводилося систематичного порівняння наявних регіональних метрик на єдиній методичній основі;
- практичний вплив вибору метрики на рейтинг комерційних інверторів залишається недослідженим питанням для українського ринку.

Метою цієї роботи є визначення регіональних зважених коефіцієнтів ефективності ФЕ-інверторів для кліматичних умов України на основі даних PVGIS (*Photovoltaic Geographical Information System*) та їх порівняння з існуючими метриками європейської і каліфорнійської ефективності.

Методика виведення зважених коефіцієнтів ефективності

PVGIS — це безплатний вебінструмент, розроблений Спільним дослідницьким центром (*Joint Research Centre, JRC*) Європейської Комісії в м. Іспра (Італія), що дозволяє отримати дані про сонячну іррадіацію та оцінити продуктивність фотоелектричних систем [38]. У поточній версії PVGIS 5.3 основним джерелом даних є супутникова база SARAH-3 (*Surface Solar Radiation Data Set — Heliosat — Edition 3*), розроблена консорціумом CM SAF агентства EUMETSAT. База SARAH-3 охоплює період з 1983 року до теперішнього часу з просторовою роздільною здатністю $0,05^\circ \times 0,05^\circ$ (приблизно 5 км) та часовим кроком 30 хв. Порівняно з попередньою версією третя редакція містить удосконалені алгоритми обробки хмарності та пройшла розширену валідацію відносно наземних станцій.

Вхідними даними у цій роботі слугували повні 19-річні годинні ряди сонячної іррадіації та температури з бази SARAH-3 за період 2005–2023 рр. [38] для 19 локацій України, що охоплюють п'ять кліматичних зон: Західна (Ужгород, Львів, Рівне, Тернопіль), Північна (Житомир, Київ, Чернігів, Суми), Центральна (Вінниця, Черкаси, Полтава, Кропивницький), Східна (Харків, Дніпро, Запоріжжя), Південна (Одеса, Миколаїв, Херсон, Сімферополь — АР Крим, дані виключно супутникові). Загальний обсяг наявних у базі даних становить 3,16 млн годинних записів.

На відміну від методичного підходу деяких попередніх досліджень, наприклад [11], [12], де використовувалися дані типового метеорологічного року (*typical meteorological year, TMY*), у цій роботі застосовано повні багаторічні ряди. TMY конструюється за методом Sandia National Laboratories: для кожного календарного місяця з наявних років вибирається “найтипівіший” за статистикою Фінкельштейна–Шафера (*Finkelstein–Schäfer, FS*), яка оцінює близькість кумулятивної функції розподілу метеопараметрів кожного року до довгострокової кумулятивної функції [39]. У результаті TMY синтезується з 12 “найкращих” місяців різних років, що за визначенням пригнічує вплив крайніх областей функцій розподілу іррадіації: екстремально ясні та екстремально хмарні періоди виключаються як “нетипові”. Це вносить систематичну похибку (зміщення) у вагові коефіцієнти для крайніх точок навантаження (5% та 100%), що є критичним для задачі визначення зважених коефіцієнтів ефективності. Тому в цій роботі використано повні 19-річні годинні ряди, які зберігають повну статистичну інформацію про розподіл іррадіації.

PVGIS надає компоненти іррадіації на похилій поверхні (*plane of array, POA*) для оптимального кута нахилу і кожної локації: пряму $G_{b(i)}$ — визначається геометричним фактором перерахунку з горизонтальної площини; дифузну $G_{d(i)}$ — містить випромінювання, розсіяне атмосферою та хмарністю, та відбиту від земної поверхні $G_{r(i)}$ — залежить від коефіцієнта відбиття поверхні ρ (наприклад, для трав'яного покриття $\rho \approx 0,20$) [38]. З них складається сумарна іррадіація на площині фотоелектричного масиву:

$$G_{\text{POA}} = G_{b(i)} + G_{d(i)} + G_{r(i)}. \quad (3)$$

Температура фотоелектричного модуля визначається за моделлю Faiman [40]

$$T_{\text{cell}} = T_{\text{amb}} + \frac{G_{\text{POA}}}{U_0 + U_1 \cdot WS}, \quad (4)$$

де T_{cell} — температура фотоелектричної комірки;

T_{amb} — температура навколишнього повітря;

U_0 — коефіцієнт тепловіддачі конвекцією та випромінюванням за відсутності вітру,
 $U_0 = 25,0 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К})$;

U_1 — коефіцієнт, що описує додаткове охолодження вітром, $U_1 = 6,84 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К})/(\text{м}/\text{с})$ [40];

WS — швидкість вітру на висоті 10 м.

Слід зазначити, що використані коефіцієнти тепловіддачі більшою мірою відповідають добре вентильованим наземним конструкціям, тоді як для ФЕ-масивів, установлених на похилих дахах, температура модулів може бути вищою через гірше охолодження, а профіль навантаження інвертора додатково зміщуватися в бік менших потужностей. Крім того, прийнятий сталий коефіцієнт відбиття $\rho \approx 0,20$ для трав'яного покриття не враховує зимові умови за наявності снігового шару із вищим альбедо, який

може локально збільшувати відбиту складову іррадіації, хоча й через невелику частку зимової генерації його вплив на річні вагові коефіцієнти очікується обмеженим.

Нормалізований рівень навантаження інвертора $p(t)$ в момент часу t (безрозмірна величина в діапазоні $[0; 1]$, що відповідає відношенню миттєвої входної потужності інвертора до його номінальної потужності) обчислювався з урахуванням температурної корекції модуля:

$$p(t) = \min \left[1; \text{ILR} \frac{G_{\text{POA}}(t)}{G_{\text{STC}}} \left[1 + \gamma (T_{\text{cell}}(t) - 25) \right] \right], \quad (5)$$

де ILR — коефіцієнт завантаження інвертора (*inverter loading ratio*);

G_{STC} — сонячна іррадіація за стандартних умов тестування (визначаються стандартом IEC 61215 [41]), $G_{\text{STC}} = 1000 \text{ Вт/м}^2$;

γ — температурний коефіцієнт потужності фотоелектричного модуля;

$\min(1; \dots)$ — функція, що обмежує рівень навантаження одиницею з огляду на те, що інвертор не може прийняти потужність понад номінальну.

Коефіцієнт завантаження інвертора ILR — безрозмірна величина, що визначається як відношення номінальної потужності ФЕ-масиву до номінальної потужності інвертора: $\text{ILR} = P_{\text{PV,nom}} / P_{\text{inv,nom}}$. У базовому розрахунку ILR = 1,0 (потужність масиву дорівнює потужності інвертора), що узгоджено з визначенням показників ефективності η_{EU} [3] та η_{SEC} [5].

Температурний коефіцієнт потужності фотоелектричного модуля для кристалічного кремнію (с-Si), що домінує на ринку (близько 95% установок), дорівнює $\gamma \approx -0,004/^\circ\text{C}$, тобто кожний градус перевищення температури модуля понад 25°C призводить до зниження його потужності на 0,4%.

Для всіх локацій j обчислено частку енергії на кожному з семи стандартних рівнів навантаження (5%, 10%, 20%, 30%, 50%, 75%, 100% від номінальної потужності):

$$w_{i,j} = \frac{\sum_{\{t: p_j(t) \in I_i\}} G_{\text{POA},j}(t) \Delta t}{\sum_{\{t: G_{\text{POA},j}(t) \geq G_{\min}\}} G_{\text{POA},j}(t) \Delta t}, \quad (6)$$

де $w_{i,j}$ — ваговий коефіцієнт для i -го рівня навантаження в j -й локації;

t — часовий відлік годинного ряду;

I_i — інтервал нормалізованого навантаження, що відповідає i -му стандартному рівню навантаження;

$G_{\min}$ — мінімальний рівень іррадіації, нижче якого вважається, що інвертор не виробляє електроенергію, $G_{\min} = 20 \text{ Вт/м}^2$;

Δt — часовий крок даних PVGIS, $\Delta t = 1 \text{ год}$.

Підсумовування в чисельнику цього рівняння охоплює всі години t , для яких рівень навантаження $p(t)$ потрапляє в інтервал i . Межі інтервалів визначали за методом найближчого центру: $[p_{\min}; 0,075)$, $[0,075; 0,15)$, $[0,15; 0,25)$, $[0,25; 0,40)$, $[0,40; 0,625)$, $[0,625; 0,875)$, $[0,875; 1,0+]$.

Національні коефіцієнти обчислювали як середнє зважене за встановленою потужністю ФЕ в регіоні:

$$w_i^{\text{UA}} = \sum_j (\alpha_j w_{i,j}) \quad (7)$$

де w_i^{UA} — національний ваговий коефіцієнт для i -го рівня навантаження;

α_j — вагова частка j -ї локації.

Значення α_j визначається відношенням встановленої ФЕ-потужності $C_{\text{PV},j}$ у відповідному регіоні до загальної встановленої потужності $C_{\text{PV,total}}$ по країні. Значення $C_{\text{PV},j}$ прийнято за оцінками регіонального розподілу встановленої потужності СЕС за даними НКРЕКП та відкритого набору даних Energy Map (DiXi Group) [42] з урахуванням втрат потужності у східних та південних областях внаслідок бойових дій. Аналіз чутливості показує, що вибір α_j слабо впливає на результати: для будь-якого розподілу потужностей національні коефіцієнти залишаються в межах діапазону значень окремих локацій (наприклад, 0,370–0,415 для точки 75%).

Зважена ефективність визначається як

$$\eta_{\text{UA}} = \sum_{i=1}^7 w_i^{\text{UA}} \eta(p_i), \quad (8)$$

де $\eta(p_i)$ — ефективність інвертора при i -му рівні навантаження, визначена за стандартною методикою вимірювання згідно з IEC 61683 [43] або EN 50530 [3].

Кліматичні умови функціонування фотоелектричних систем в Україні

За даними PVGIS SARAH-3 (2005–2023), середня сонячна іррадіація POA на площині масиву за оптимального кута нахилу в Україні варіюється від $154,3 \text{ Вт/м}^2$ (Львів, середнє за всі години) до $188,5 \text{ Вт/м}^2$ (Сімферополь). Різниця загального розподілу ресурсу (рівня сонячної іррадіації) по країні становить близько 22% (рис. 1). Середньорічна температура повітря коливається від $8,5^\circ\text{C}$ (Суми) до $12,2^\circ\text{C}$ (Одеса, Херсон). Технічно досяжний потенціал ФЕ-перетворення для України оцінено в роботі [44].

Сезонна нерівномірність є характерною для континентального клімату: якщо влітку (червень – серпень) забезпечується близько 36–40% річного вироблення електроенергії, то взимку (грудень – лютий) лише 9–13%. Середня кількість годин ефективної роботи інвертора (коли POA перевищує 20 Вт/м^2) становить 3 776–3 953 год/рік залежно від регіону. Така різниця пояснюється тим, що для координат розташування України, що охоплюють діапазон географічних широт $\varphi = 44–52^\circ$ пн. ш., навіть у літнє сон-

SOLAR RESOURCE MAP

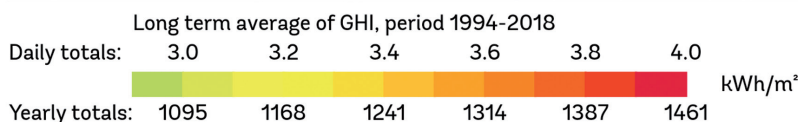
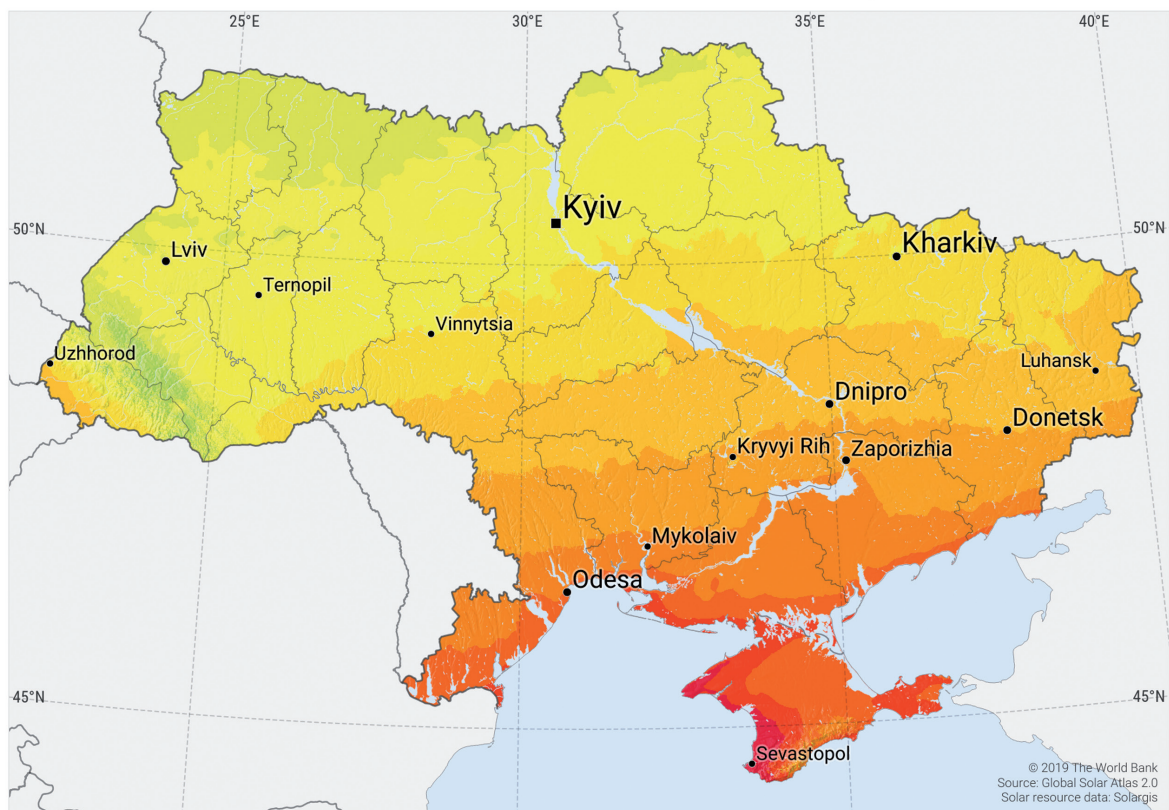
GLOBAL HORIZONTAL IRRADIATION

UKRAINE



ESMAP

SOLARGIS



This map is published by the World Bank Group, funded by ESMAP, and prepared by Solargis. For more information and terms of use, please visit <http://globalsolaratlas.info>.

Рис. 1. Карта глобальної горизонтальної іррадіації на території України [45]

пестояння максимальний кут піднесення сонця становить 62–70°, що обмежує пікову сонячну іррадіацію значеннями 950–1000 Вт/м². Середня річна кількість ясних днів (хмарність <20%) в Україні становить 45–65 залежно від регіону [46], [47].

Оптимальний кут нахилу ФЕ-панелей суттєво впливає на розподіл іррадіації РОА протягом року і, відповідно, на вагові коефіцієнти ефективності. Для досліджених локацій України оптимальний кут нахилу β (за критерієм максимізації річної іррадіації РОА) варіюється у вузькому діапазоні від 36° (південні локації — Одеса, Миколаїв, Херсон, Сімферополь) до 38° (Ужгород, Львів, Чернігів, Суми), дещо зростаючи з географічною широтою.

На **рис. 2** продемонстровано річну сонячну іррадіацію на горизонтальній площині (глобальна горизонтальна іррадіація — *global horizontal irradiance*, **GHI**) та на площині фотоелектричного масиву за

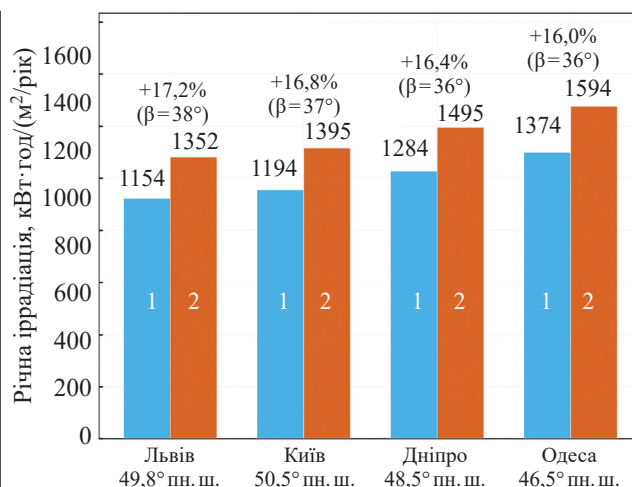


Рис. 2. Річна іррадіація на горизонтальній площині GHI (1) і на площині масиву за оптимального кута нахилу РОА (2) для чотирьох локацій України

оптимального кута нахилу для чотирьох репрезентативних міст України. Установлення панелей під оптимальним кутом нахилу β замість горизонтального розміщення збільшує річну іррадіацію на 16–17% залежно від широти локації. Водночас залежність річної іррадіації РОА від кута нахилу має пологий максимум: за результатами розрахунків відхилення $\pm 5^\circ$ від оптимуму призводить до втрати менше ніж 1% річної іррадіації, що свідчить про помірну чутливість річного вироблення енергії до точності встановлення кута нахилу панелей.

Результати та їх обговорення

Результати обчислення національних вагових коефіцієнтів w_{UA} та їх порівняння з ваговими коефіцієнтами європейської (w_{EU}) та каліфорнійської (w_{CEC}) метрик ефективності для різних рівнів навантаження наведено в **табл. 1**. Звідси видно, що найбільша кількісна відмінність між національною та європейською метриками спостерігається для точки 50% навантаження: її вага зменшується на 0,263 — з 0,480 для w_{EU} до 0,217 для w_{UA} . Водночас точка 75% навантаження, що взагалі відсутня у формулі європейської ефективності, акумулює найбільшу частку річної енергії в умовах України — 0,396. Вага точки повного навантаження також менша за європейську, проте не є мізерною: 0,156 проти 0,200 для w_{EU} . Це означає, що за базового коефіцієнта завантаження $ILR=1,0$ повне навантаження ФЕ-інвертора хоч і не є домінантним режимом, проте трапляється достатньо регулярно й акумулює близько шостої частини річної енергії. Години з іррадіацією РОА > 875 Вт/м², що відповідають інтервалу 100% навантаження, становлять 7,6–12,4% робочого часу інвертора залежно від кліматичної зони, а максимальне зареєстроване значення РОА досягає 1127 Вт/м² (для Чернігова). Отже, робочий профіль ФЕ-інверторів в Україні зміщено не до повного навантаження (як у регіонах з

високим рівнем інсоляції) і не до 50% навантаження (як у європейській метриці), а переважно до середніх та підвищених рівнів 50–75% із суттєвим внеском режиму 100%.

З даних, наведених у табл. 1, видно суттєвий перерозподіл вагових коефіцієнтів порівняно з європейською метрикою. Додатні значення Δw_{UA-EU} мають лише точки 30% (+0,006) та 75% (+0,396). Натомість вага низьких рівнів навантаження 5–20% є меншою за європейську, а для точки 50% спостерігається найбільше зниження — на 0,263 (з 0,480 до 0,217). Точка 100% також має меншу вагу: 0,156 проти 0,200, тобто $\Delta w_{UA-EU} = -0,044$.

У **табл. 2** наведено зональні (регіональні) вагові коефіцієнти w_{UA} для п'яти кліматичних зон України. Тут спостерігається чіткий градієнт з півночі на південь: вага точки 75% зростає від 0,383 (Західна зона) до 0,406 (Південна зона), а вага точки 100% — від 0,136 до 0,167, що відображає більшу концентрацію енергії на вищих рівнях навантаження у південних регіонах з інтенсивнішою сонячною іррадіацією.

На **рис. 3** наведено теплову карту часток річного вироблення електроенергії для кожної з 19 досліджуваних локацій. Візуалізація підтверджує систематичний характер регіональних відмінностей: південні локації (Одеса, Миколаїв, Херсон, Сімферополь) демонструють вищу концентрацію енергії на рівні 75%, тоді як західні та північні мають рівномірніший розподіл між точками 30–50%.

Отримані результати дозволяють стверджувати, що стандартна метрика η_{EU} не є адекватною для оцінювання ефективності ФЕ-інверторів в умовах України з таких причин:

1) структурна невідповідність — η_{EU} не містить точки 75%, яка в умовах України акумулює 39,6% енергії, тобто у формулі не враховується понад третина генерованої енергії;

Таблиця 1

Національні вагові коефіцієнти w_{UA} у порівнянні з w_{EU} та w_{CEC} для різних навантажень P_L

$P_L, \%$	w_{EU}	w_{CEC}	w_{UA}	Δw_{UA-EU}
5%	0,030	—	0,021	–0,009
10%	0,060	0,040	0,042	–0,018
20%	0,130	0,050	0,062	–0,068
30%	0,100	0,120	0,106	+0,006
50%	0,480	0,210	0,217	–0,263
75%	—	0,530	0,396	+0,396
100%	0,200	0,050	0,156	–0,044
	Σ			
	1,000	1,000	1,000	

Таблиця 2

Регіональні вагові коефіцієнти w_{UA} для п'яти кліматичних зон у порівнянні з w_{EU} для різних навантажень P_L

$P_L, \%$	w_{UA}					w_{EU}
	Захід	Північ	Центр	Схід	Південь	
5	0,024	0,024	0,023	0,021	0,018	0,030
10	0,053	0,046	0,046	0,040	0,038	0,060
20	0,068	0,068	0,066	0,062	0,057	0,130
30	0,114	0,108	0,107	0,107	0,103	0,100
50	0,222	0,226	0,221	0,215	0,211	0,480
75	0,383	0,386	0,389	0,395	0,406	—
100	0,136	0,142	0,148	0,160	0,167	0,200
	Σ					
	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000

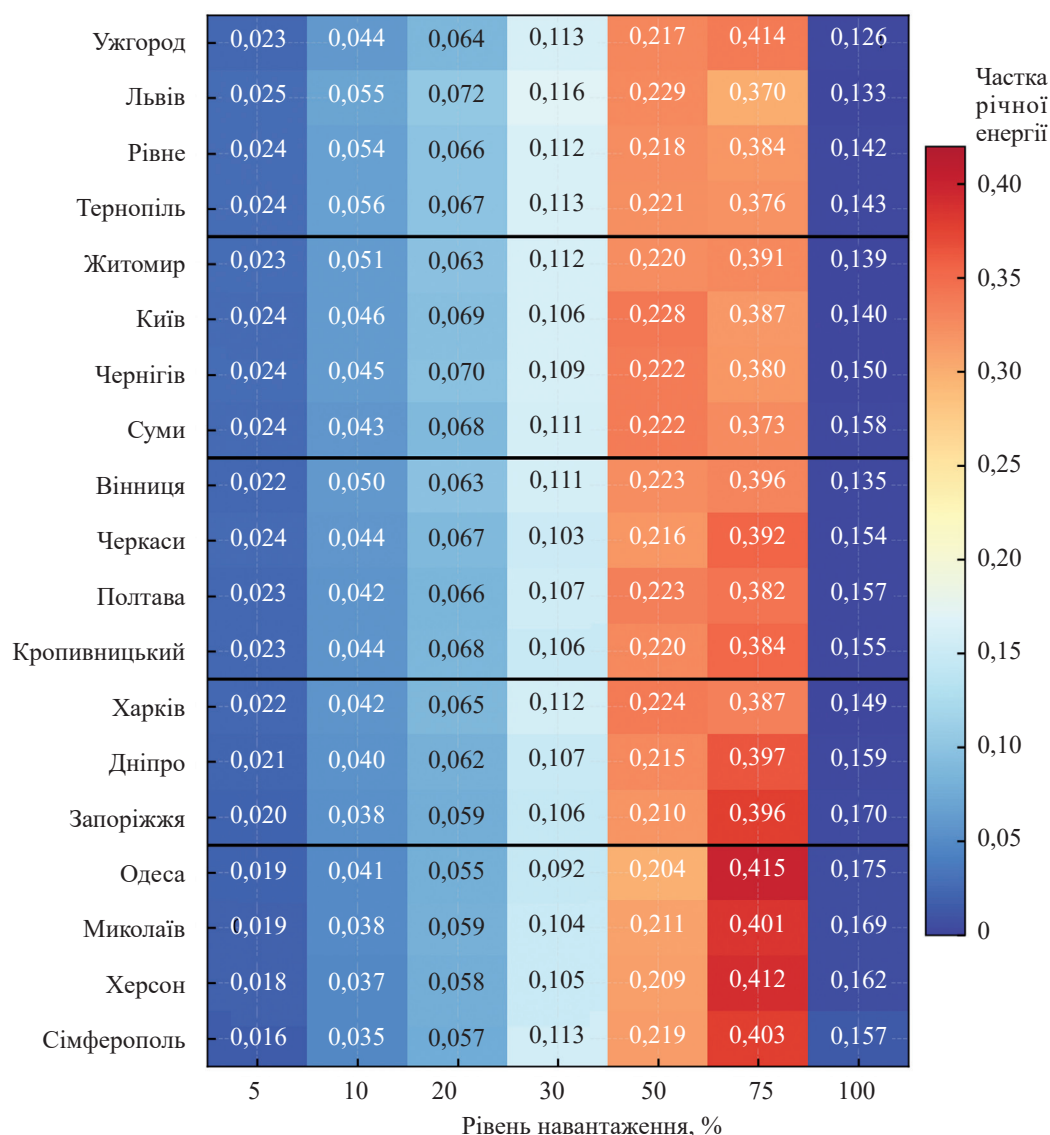


Рис. 3. Частки річного вироблення електроенергії на різних рівнях навантаження для 19 локацій України (впорядковано за кліматичними зонами з півночі на південь)

2) кількісне зміщення — абсолютна сумарна різниця вагових коефіцієнтів за шістьма спільними рівнями навантаження (без точки 75%, врахованої в п. 1) складає $\sum |w_{UA,i} - w_{EU,i}| = 0,408$, що свідчить про суттєвий перерозподіл значень вагових коефіцієнтів;

3) практичний наслідок — зміна рейтингу експлуатованих в Україні інверторів демонструє, що використання показника η_{EU} може призводити до неоптимального вибору обладнання.

Для практичної демонстрації впливу зважених коефіцієнтів на рейтинг обладнання було відібрано шість інверторів потужністю 5 кВт (найбільш поширений рівень для побутових ФЕ-систем в Україні) від найпопулярніших на українському ринку брендів за даними Асоціації сонячної енергетики України [48]: Huawei (30–35% ринку), Deye (20–25%), Growatt (15–18%), GoodWe (8–12%), Sungrow (8–10%),

Fronius (3–5%). Вибірка охоплює як мережеві інвертори (Fronius, GoodWe, Growatt, Sungrow), так і гібридні (Huawei, Deye), що забезпечує кращу репрезентативність результатів.

Застосування запропонованого національного зваженого коефіцієнта ефективності до шести обраних комерційних інверторів замість коефіцієнта європейської ефективності призвело до зміни рейтингу (рис. 4): GoodWe GW5000-NS піднявся з 4-ї позиції (за η_{EU}) на 3-тю (за η_{UA}), відтіснивши Fronius Primo 5.0-1. Це пояснюється вищою ефективністю GoodWe при 75% навантаження (0,978 проти 0,975), яке є найвагомішим для українських умов.

Всі інвертори демонструють вищу зважену ефективність за η_{UA} порівняно з η_{EU} — від +0,13 до +0,32 в. п. Основною причиною цього є не зменшення ваги точки 100% навантаження, яке є помірним

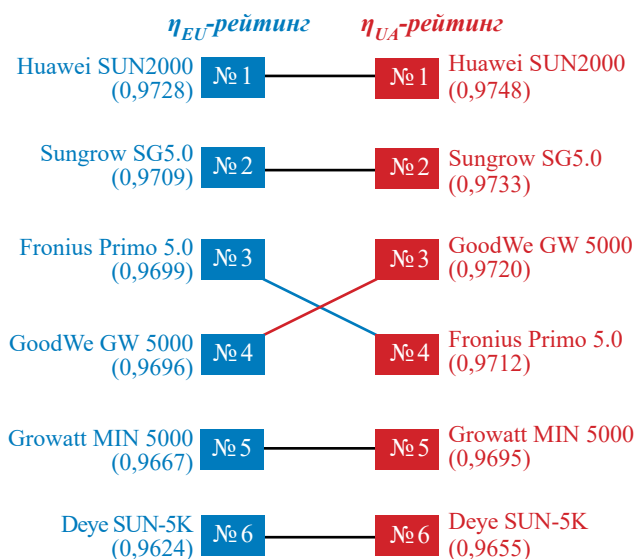


Рис. 4. Рейтинги комерційних інверторів за коефіцієнтами європейської η_{EU} та національної η_{UA} метрик ефективності

Таблиця 3

Довірчі інтервали (95%) національних вагових коефіцієнтів w_{UA} (метод повторної вибірки, 1000 вибірок)

Навантаження, %	w_{UA} в межах ДІ			Ширина ДІ
	середнє	нижня межа	верхня межа	
5	0,022	0,0214	0,0226	0,0013
10	0,044	0,0432	0,0459	0,0027
20	0,064	0,0624	0,0659	0,0035
30	0,108	0,1063	0,1102	0,0040
50	0,218	0,2165	0,2206	0,0040
75	0,392	0,3871	0,3959	0,0087
100	0,151	0,1452	0,1564	0,0112

(з 0,200 до 0,156), а перерозподіл ваги з низьких рівнів (5–20%), де ККД інверторів зазвичай найнижчий, у діапазон 30–75%, де сучасні інвертори працюють із максимальною або близькою до неї ефективністю.

Для оцінювання статистичної стійкості коефіцієнтів проведено аналіз методом повторної вибірки: з даних за 19 років сформовано 1000 випадкових вибірок по 19 років (з поверненням), і для кожної з них обчислено вагові коефіцієнти (табл. 3). 95%-й довірчий інтервал (ДІ) для національних коефіцієнтів не перевищує $\pm 0,006$ для жодного з розглянутих рівнів навантаження. Наприклад, для доміантної точки 75% $w = 0,392 \pm 0,004$ (95% ДІ: 0,387–0,396). Зазначимо, що наведене бутстреп-середнє (0,392) дещо відрізняється від національної оцінки з табл. 1 (0,396), оскільки при оцінюванні довірчих інтервалів усі 19 локацій враховано з однаковою вагою, тоді як національний коефіцієнт є середнім, зваженим за встановленою ФЕ-потужністю регіонів. Коефіцієнт варіації

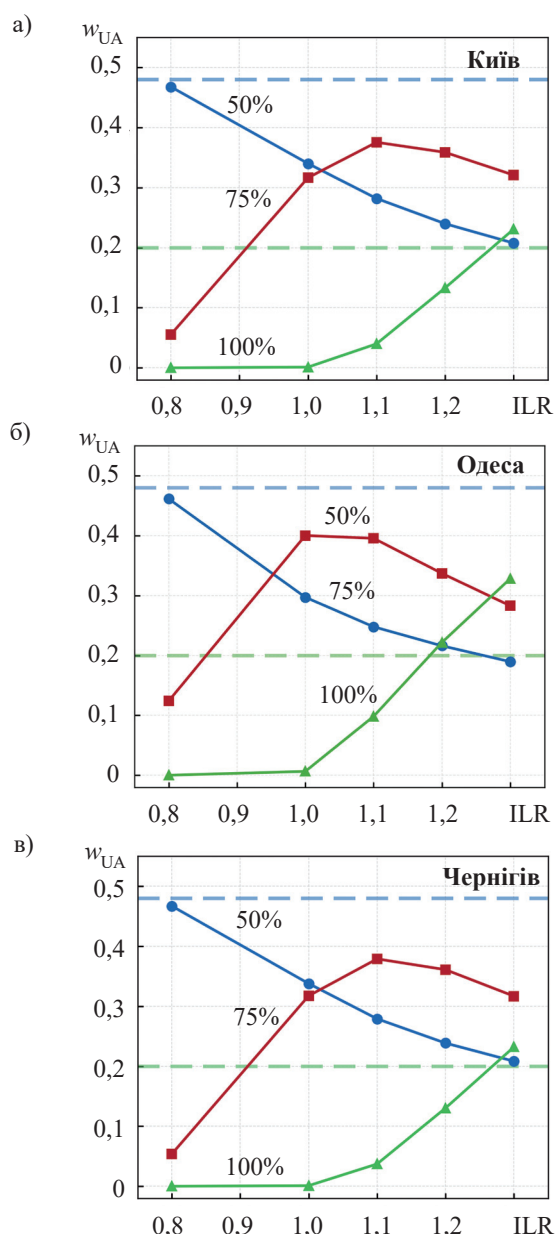


Рис. 5. Залежність національних вагових коефіцієнтів w_{UA} від коефіцієнта завантаження інвертора ILR для Києва (а), Одеси (б) і Чернігова (в) за різних навантажень (пунктирні лінії — значення w_{EU} за рівнів навантаження 50% та 100%)

для всіх основних точок (30%, 50%, 75%) становить менше ніж 2%, що підтверджує високу статистичну стійкість виведених коефіцієнтів.

На практиці ФЕ-масив часто проектується із запасом потужності — так зване надлишкове проектування, коли задається $ILR > 1,0$. Для оцінки стійкості отриманих результатів розраховувалися вагові коефіцієнти w_{UA} при трьох значеннях завантаження інвертора для Києва, Одеси та Чернігова, що дозволяє проаналізувати їхню чутливість до ILR. Так, на рис. 5 можна побачити, що при збільшенні ILR від 1,0 до 1,2 вага точки 100% зростає з 0,140 до 0,382

для Києва та з 0,175 до 0,451 для Одеси, суттєво перевищуючи $w_{EU}=0,200$. Водночас загальний характер розподілу зберігається: точки навантаження 50% та 75% залишаються домінуючими за будь-якого реалістичного значення $ILR \leq 1,2$. Це означає, що надлишкове проєктування швидко переводить інвертор у режим повного навантаження з кліпінгом; для таких конфігурацій визначальною стає ефективність при 100% навантаження.

Окремим фактором, що впливає на реальну ефективність ФЕ-інверторів в Україні, є нестабільність електромережі. За даними DiXi Group [49], у 2024 році побутові споживачі зазнали 1951 годину аварійних відключень (22% тривалості року) з піковим значенням 582 години у липні (78% місяця). Відповідно до ІЕС 62116, мережеві інвертори (*grid-tied*) обов'язково вимикаються під час відключень через захист від переходу в острівний режим (*islanded mode*), що призвело до втрати 15–20% потенційного обсягу річного вироблення електроенергії для систем без акумуляторів у 2024 р. Враховуючи постійні атаки РФ на енергетичну інфраструктуру України протягом 2025–2026 рр., можна стверджувати, що тривалість аварійних відключень та рівень втрат в цей період був ще більше. Водночас цей фактор не враховується жодною існуючою метрикою зваженої ефективності та є унікальною особливістю українського енергетичного контексту.

Висновки

Запропонований коефіцієнт ефективності η_{UA} є першою національною метрикою ефективності ФЕ-інверторів, виведеною для території України. На відміну від існуючих аналогів (η_{IZMIR} , η_{EQUA} , $\eta_{BAGHDAD}$), застосована у цій роботі методика базується на повних багаторічних рядах сонячної іррадіації (19 років замість типового метеорологічного року), що забезпечує статистичну стійкість результатів, підтверджену аналізом за методом повторної вибірки. Крім того, вперше проведено систематичне зональне картування зважених коефіцієнтів для п'яти кліматичних зон однієї країни, що дозволяє кількісно оцінити варіативність енергетичного профілю інверторів у її межах.

Використання отриманих в роботі результатів допоможе при проєктуванні фотоелектричних систем в Україні зробити правильний вибір інвертора завдяки застосуванню η_{UA} замість η_{EU} . Це забезпечить додаткове вироблення електроенергії через оптимальне узгодження характеристик обладнання з реальним кліматичним профілем. Запропонована методика є повністю відтворюваною та може бути застосована для будь-якого регіону, що охоплюється базою PVGIS (від Скандинавії до Середземномор'я).

Варто зазначити, що отримані коефіцієнти можуть слугувати основою для розроблення національного стандарту з оцінки ефективності ФЕ-інверторів для умов України. Залучення точки 75% навантажен-

ня, що акумулює майже 40% річної енергії, є ключовою відмінністю від чинного стандарту EN 50530, і це має бути враховано у національних нормативних документах.

Отримані результати дозволяють сформулювати такі практичні рекомендації:

- порівнюючи інвертори для експлуатації на території України, слід надавати перевагу моделям з високою ефективністю у діапазоні 50–75% навантаження, а за надлишкового проєктування — також при повному навантаженні;
- при виборі ILR слід враховувати, що вже за $ILR=1,0$ на 100% припадає 0,14–0,17 річної енергії, а при $ILR=1,1–1,2$ це вже 0,28–0,45, тобто критично важливою є ефективність при повному навантаженні;
- для проєктування сонячних електростанцій у Південній зоні рекомендується використовувати зональні коефіцієнти η_{UA} ;
- використання європейського коефіцієнта ефективності η_{EU} в моделях прогнозування, таких як PVsyst і SAM, для українських умов призводить до систематичного заниження прогнозу ефективності інвертора на 0,13–0,32 в. п.

Перспективними напрямками подальших досліджень вбачаються такі:

- адаптація η_{UA} для гібридних інверторів з урахуванням двох режимів роботи (мережевий та автономний), що є особливо актуальним для України в умовах постійних атак на енергетичну інфраструктуру та масових відключень електроенергії;
- експериментальна валідація виведених коефіцієнтів на основі даних моніторингу реальних ФЕ-систем в різних регіонах України;
- розширення методики на країни Східної Європи, що мають подібні кліматичні умови (Польща, Румунія) і також перебувають у процесі євроінтеграції (Молдова);
- дослідження впливу деградації інверторів на зважену ефективність протягом 25-річного терміну служби ФЕ-системи.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- [1] IEA, *Empowering Ukraine Through a Decentralised Electricity System*, Paris, France: IEA, 2024. [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/empowering-ukraine-through-a-decentralised-electricity-system>
- [2] C. Winkler et al., “High-Resolution rooftop photovoltaic potential assessment for a resilient energy system in Ukraine,” *Energy Conversion and Management*: X, vol. 28, p. 101242, 2025. doi: 10.1016/j.ecmx.2025.101242.
- [3] *Overall efficiency of grid connected photovoltaic inverters*, EN 50530:2010+A1:2013, CENELEC, 2013. [Online]. Available: <https://standards.iteh.ai/catalog/standards/clc/ca163ee5-96cc-4cd4-8be5-10dca018f9e4/en-50530-2010-a1-2013?srsId=AfmBOoq36RFnyRA1Eibax0nOXFGCLpsLoqPiPx4ml0e2yKkVwkWISZ>
- [4] M. Jantsch, H. Schmidt, and J. Schmid, “Results of the concerted action on power conditioning and control,” in *Proceedings of the 11th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, Montreux, Switzerland, 1993, pp. 1589–1593. [Online]. Available: <https://www.>

tib.eu/en/search/id/BLCP:CN002262241/Results-of-the-Concerted-Action-on-Power-Conditioning?cHash=da43bae4c279d164f233788118ef5d4e

[5] S. Gonzalez, J. Newmiller, and D. Blodgett, *Performance Test Protocol for Evaluating Inverters Used in Grid-Connected Photovoltaic Systems*, Sandia National Laboratories, Albuquerque, NM, USA, Tech. Rep. SAND-2015-1817R, 2015. doi: 10.2172/1177757.

[6] G. A. Rampinelli, A. Krenzinger, and F. Chenlo Romero, "Mathematical models for efficiency of inverters used in grid connected photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 34, pp. 578–587, Jun. 2014. doi: 10.1016/j.rser.2014.03.047.

[7] D. L. King, S. Gonzalez, G. M. Galbraith, and W. E. Boyson, *Performance Model for Grid-Connected Photovoltaic Inverters*, Sandia National Laboratories, Albuquerque, NM, USA, Tech. Rep. SAND2007-5036, 2007. doi: 10.2172/920449.

[8] *IEEE Recommended Practice for Testing the Performance of Stand-Alone Photovoltaic Systems*, IEEE Standard 1526-2020, 2020. doi: 10.1109/IEEESTD.2020.9142279.

[9] A. Driesse, P. Jain, and S. Harrison, "Beyond the curves: Modeling the electrical efficiency of PV inverters," in *Proceedings of the 33rd IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, San Diego, CA, USA, 2008, pp. 1–6. doi: 10.1109/PVSC.2008.4922827.

[10] I. Ongun and E. Ozdemir, "Weighted efficiency measurement of PV inverters: Introducing η_{IZMIR} ," *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, vol. 15, no. 5-6, pp. 550–554, Jun. 2013. [Online]. Available: <https://joam.inoe.ro/articles/weighted-efficiency-measurement-of-pv-inverters-introducing-izmir/fulltext>

[11] A. A. Rahman, Z. Salam, S. Shaari, and M. Z. Ramli, "Methodology to Determine Photovoltaic Inverter Conversion Efficiency for the Equatorial Region," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 1, p. 201, Jan. 2020. doi: 10.3390/app10010201.

[12] B. Nasir, "Efficiency Assessment of an Inverter based on Solar PV Energy in Baghdad," *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 14, no. 2, pp. 13425–13429, Apr. 2024. doi: 10.48084/etasr.6948.

[13] A. Byamungu, "The formulation and validation of PV inverter efficiency under South Africa climate conditions," M.Tech. thesis, Dept. Elect., Electron. Comput. Eng., Cape Peninsula Univ. Technol., Cape Town, South Africa, 2019. [Online]. Available: <https://etd.cput.ac.za/handle/20.500.11838/2823>

[14] A. Kalathil and H. Krishnamurthy, "Quantification of solar inverter efficiency for Indian tropical climatic conditions," in *Proceedings of the IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)*, Chennai, India, 2014, pp. 108–113. doi: 10.1109/R10-HTC.2014.7026316.

[15] A. Harish et al., "Formulation of Efficiency of Inverters for Solar Photovoltaic Power Plants — Indian Case Study," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics, Control and Automation (PEEC)*, Greater Noida, India, 2019, pp. 1–6. doi: 10.1109/PEEC47157.2019.8976638.

[16] F. H. Dupont, C. Rech, and J. R. Pinheiro, "A methodology to obtain the equations for the calculation of the weighted average efficiency applied to photovoltaic systems," in *Proceedings of the 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, Fortaleza, Brazil, 2012, pp. 1–8. doi: 10.1109/INDUSCON.2012.6453445.

[17] B. Burger and R. Ruther, "Inverter sizing of grid-connected photovoltaic systems in the light of local solar resource distribution characteristics and temperature," *Solar Energy*, vol. 80, no. 1, pp. 32–45, Jan. 2006. doi: 10.1016/j.solener.2005.08.012.

[18] О. О. Шавьолкін, "Структури однофазних перетворювальних агрегатів для комбінованих систем електропостачання з фотоелектричними сонячними батареями," *Технічна електродинаміка*, № 2, с. 39–46, березень/квітень 2018. doi: 10.15407/techned2018.02.039.

[19] О. О. Шавьолкін та І. О. Шведчикова, "Багатофункціональний перетворювач для однофазних комбінованих систем електропостачання локальних об'єктів з фотоелектричними со-

нячними батареями," *Технічна електродинаміка*, № 5, с. 92–100, вересень/жовтень 2018. doi: 10.15407/techned2018.05.092.

[20] І. В. Блінов, І. В. Трач, Є. В. Парус, Д. Г. Дерев'яно, та В. М. Хоменко, "Регулювання напруги та реактивної потужності в розподільних електричних мережах шляхом використання розосереджених відновлюваних джерел енергії," *Технічна електродинаміка*, № 2, с. 60–68, березень/квітень 2022. doi: 10.15407/techned2022.02.060.

[21] О. В. Кулапін та ін., "Вплив сезонності генерації та навантаження на оптимальну ємність системи накопичення електроенергії мікромережі просьюмера," *Технічна електродинаміка*, № 3, с. 73–82, травень/червень 2025. doi: 10.15407/techned2025.03.073.

[22] А. В. Іванченко, С. В. Мазурик, та А. С. Тонкошкур, "Дослідження характеристик кремнієвих фотоелектричних перетворювачів сонячних батарей при перегріванні," *Технологія і конструювання в електронній апаратурі (ТКЕА)*, № 4, с. 14–20, 2018. doi: 10.15222/ТКЕА2018.4.14.

[23] А. В. Іванченко та А. С. Тонкошкур, "Зміни характеристик кремнієвих фотоелектричних елементів сонячних батарей після струмових перегрузок," *Технологія і конструювання в електронній апаратурі (ТКЕА)*, № 3-4, с. 19–25, 2019. doi: 10.15222/ТКЕА2019.3.4.19.

[24] А. О. Єфіменко та Л. І. Присяжнюк, "Моделі та алгоритми оптимізації розташування сонячних батарей," *Технологія і конструювання в електронній апаратурі (ТКЕА)*, № 3-4, с. 24–34, 2023. doi: 10.15222/ТКЕА2023.3.4.24.

[25] О. Ф. Бондаренко, Т. О. Рижаківа, та Ю. В. Кожушко, "Удосконалений метод оцінювання втрат потужності у імпульсних перетворювачах машин мікроконтактного зварювання," *Технологія і конструювання в електронній апаратурі (ТКЕА)*, № 3, с. 38–42, 2018. doi: 10.15222/ТКЕА2018.3.38.

[26] Т. Якушкін, Р. Єршов, та С. Степенко, "Порівняльний аналіз топологій та алгоритмів для відстежувачів точки максимальної потужності у фотоелектричних системах," *Технічні науки та технології*, № 2 (32), с. 321–339, 2023. doi: 10.25140/2411-5363-2023-2(32)-321-339.

[27] О. Глушко та ін., "Огляд кращих інноваторів в енергетиці, що впливають на розвиток відновлюваної енергетики," *Технічні науки та технології*, № 1 (35), с. 274–284, 2024. doi: 10.25140/2411-5363-2024-1(35)-274-284.

[28] Д. Захарченко та С. Степенко, "Огляд та обґрунтування вибору накопичувачів електроенергії для роботи електроенергетичних об'єктів," *Технічні науки та технології*, № 4 (22), с. 198–209, 2020. doi: 10.25140/2411-5363-2020-4(22)-198-209.

[29] А. Фесенко, О. Гусев, А. Чуб, Д. Вінніков, та О. Матюшкін, "Огляд масогабаритних та вартісних параметрів комерційних сонячних інверторів," *Технічні науки та технології*, № 4 (14), с. 183–193, 2018. doi: 10.25140/2411-5363-2018-4(14)-183-193.

[30] О. Глушко та С. Степенко, "Параметри, характеристики і фактори, що впливають на ефективність та надійність роботи фотоелектричних перетворювачів у складі електроенергетичних систем," *Технічні науки та технології*, № 1 (23), с. 249–264, 2021. doi: 10.25140/2411-5363-2021-1(23)-249-264.

[31] К. Рева, та С. Степенко, "Дослідження характеристик елементів автономних систем електроживлення на основі фотоелектричних перетворювачів," *Технічні науки та технології*, № 2 (8), с. 162–171, 2017. [Online]. Available: <https://tst.stu.cn.ua/article/view/113126>

[32] O. Savchenko et al., "SolarM2P: map-to-point deep neural network for post-processing of numerical weather prediction-based solar irradiance forecasts," *Przeglad Elektrotechniczny*, vol. 101, no. 4, 2025. doi: 10.15199/48.2025.04.09.

[33] R. Kosenko, S. Stepenko, and O. Veligorskyi, "High-efficiency solar tracker development and effectiveness estimation," in *Proceedings of the International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kyiv, Ukraine, 2014, pp. 153–158. doi: 10.1109/IEPS.2014.6874169.

[34] S. Stepenko et al., “Experimental Evaluation of the Battery-Assisted 2kW Inverter Efficiency Indicators,” in *Proceedings of the 19th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC)*, Tallinn, Estonia, 2024. doi: 10.1109/BEC61458.2024.10737971.

[35] S. Stepenko et al., “Experimental Comparison of Two-Level Full-SiC and Three-Level Si-SiC Quasi-Z-Source Inverters for PV Applications,” *Energies*, vol. 12, no. 13, p. 2509, Jul. 2019. doi: 10.3390/en12132509.

[36] S. Stepenko et al., “Physical Modeling and Analysis of Gate Drive DC-DC Converter Impact on Photovoltaic Inverter Efficiency,” in *Model-Based Design and Simulation in Industry 4.0. MODS 2022*, (Lecture Notes in Networks and Systems, vol. 667), Cham, Switzerland: Springer, 2023, pp. 261–270. doi: 10.1007/978-3-031-30251-0_20.

[37] A. Chub, D. Vinnikov, S. Stepenko, E. Liivik, and F. Blaabjerg, “Photovoltaic Energy Yield Improvement in Two-Stage Solar Microinverters,” *Energies*, vol. 12, no. 19, p. 3774, Oct. 2019. doi: 10.3390/en12193774.

[38] PVGIS v5.3, European Commission Joint Research Centre, Seville, Spain. [Online]. Available: https://re.jrc.ec.europa.eu/pvg_tools/

[39] T. Huld and A. M. Gracia Amillo, “Estimating PV Module Performance over Large Geographical Regions: The Role of Irradiance, Air Temperature, Wind Speed and Solar Spectrum,” *Energies*, vol. 8, no. 6, pp. 5159–5181, Jun. 2015. doi: 10.3390/en8065159.

[40] D. Faiman, “Assessing the outdoor operating temperature of PV modules,” *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 16, no. 4, pp. 307–315, Jun. 2008. doi: 10.1002/pip.813.

[41] *Terrestrial photovoltaic (PV) modules — Design qualification and type approval*, IEC Standard 61215:2021, International Electrotechnical Commission, 2021.

[42] *Встановлена електрична потужність виробників «зеленої» енергії (за даними НКРЕКП та Держенергоефективності)*, Energy Map, DiXi Group. [Online]. Available: <https://energy-map.info/uk/resources/699855af-945a-477a-93e7-d479b56f8e2c/>

[43] *Photovoltaic systems — Power conditioners — Procedure for measuring efficiency*, IEC Standard 61683:1999, International Electrotechnical Commission, 1999.

[44] H. Karpchuk, V. Budko, and O. Lysenko, “Technical achievable potential of photovoltaic conversion of solar radiation for the conditions of Ukraine,” *EPJ Photovoltaics*, vol. 15, art. 30, Oct. 2024. doi: 10.1051/epjpv/2024016.

[45] *Global Solar Atlas 2.0*, World Bank Group, Washington, DC, USA. [Online]. Available: <https://globalsolaratlas.info/>

[46] С. О. Кудря (ред.), *Атлас енергетичного потенціалу відновлюваних джерел енергії України*, Київ, Україна: ІРЕ НАН України, 2020.

[47] I. Redko et al., “Estimation of the energy potential of solar radiation and comparison with normative data for Ukraine,” *Meteorology Hydrology and Water Management*, vol. 13, no. 1, pp. 60–73, 2025. doi: 10.26491/mhwm/208954.

[48] *Стан та перспективи розвитку сонячної енергетики в Україні*, ASEU (Асоціація сонячної енергетики України). [Online]. Available: <https://www.aseu.solar/en/about-6>

[49] *Electricity outages lasted 2,000 hours for Ukrainian households in 2024*, DiXi Group. [Online]. Available: <https://dixigroup.org/en/electricity-outages-lasting-2-thousand-hours-for-ukrainian-households-in-2024/>

Надійшла до редакції 5.05.2026

Прийнято до друку 25.05.2026

DOI: 10.15222/TKEA2026.1.45
UDC 621.314.58:620.92:551.521(477)

Ihor TVERDOVSKIY, Serhii STEPENKO

Ukraine, Chernihiv Polytechnic National University

ADAPTATION OF THE WEIGHTED EFFICIENCY ASSESSMENT METHOD FOR PHOTOVOLTAIC INVERTERS TO CLIMATIC AND OPERATIONAL CONDITIONS OF UKRAINE

A reproducible methodology for deriving region-specific weighted efficiency coefficients for photovoltaic inverters from publicly available PVGIS data is developed and applied to 19 Ukrainian locations across five climate zones. Full 19-year hourly radiation series from PVGIS SARAH-3 (2005–2023) are used instead of TMY (typical meteorological year) data to avoid systematic bias in the distribution tails.

Results reveal that the Ukrainian inverter operating profile differs substantially from the EU standard (EN 50530): the dominant 50% load point weight decreases from 0.48 (EU) to 0.22 (Ukraine), while the 75% load point — which is absent from the EU formula — captures almost 0.40 of annual energy. The 100% load point weight is lower than in the EU formula: 0.16 vs 0.20. A clear north-south gradient is observed across five climate zones.

Application to six commercial inverters popular in the Ukrainian market demonstrates ranking changes between the EU and Ukraine-specific metrics. Uncertainty analysis using the resampling method (1000 resamples) confirms statistical robustness with 95% confidence intervals below ± 0.006 for all weighting coefficients. Sensitivity analysis shows that the results are stable for inverter loading ratios up to 1.2. The impact of Ukraine's grid instability (1,951 hours of blackouts in 2024) on effective inverter utilization is discussed. The methodology is transferable to any region covered by PVGIS.

Keywords: photovoltaic inverter, weighted efficiency, power conversion efficiency, national weighted efficiency, PVGIS, European efficiency, California efficiency.

REFERENCES

[1] IEA, *Empowering Ukraine Through a Decentralised Electricity System*, Paris, France: IEA, 2024. [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/empowering-ukraine-through-a-decentralised-electricity-system>

[2] C. Winkler et al., “High-Resolution rooftop photovoltaic potential assessment for a resilient energy system in Ukraine,” *Energy Conversion and Management: X*, vol. 28, p. 101242, 2025. doi: 10.1016/j.ecmx.2025.101242.

- [3] Overall efficiency of grid connected photovoltaic inverters, EN 50530:2010+A1:2013, CENELEC, 2013. [Online]. Available: <https://standards.iteh.ai/catalog/standards/clc/ca163ee5-96cc-4cd4-8be5-10dca018f9e4/en-50530-2010-a1-2013?srltid=AfmBOoq36RFnyRA1Eibax0nOXFGCLpsPsLoqPiPx4ml0e2yKkWvkWISZ>
- [4] M. Jantsch, H. Schmidt, and J. Schmid, "Results of the concerted action on power conditioning and control," in *Proceedings of the 11th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, Montreux, Switzerland, 1993, pp. 1589–1593. [Online]. Available: <https://www.tib.eu/en/search/id/BLCP:CN002262241/Results-of-the-Concerted-Action-on-Power-Conditioning?cHash=da43bae4c279d164f233788118ef5d4e>
- [5] S. Gonzalez, J. Newmiller, and D. Blodgett, *Performance Test Protocol for Evaluating Inverters Used in Grid-Connected Photovoltaic Systems*, Sandia National Laboratories, Albuquerque, NM, USA, Tech. Rep. SAND-2015-1817R, 2015. doi: 10.2172/1177757.
- [6] G. A. Rampinelli, A. Krenzinger, and F. Chenlo Romero, "Mathematical models for efficiency of inverters used in grid connected photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 34, pp. 578–587, Jun. 2014. doi: 10.1016/j.rser.2014.03.047.
- [7] D. L. King, S. Gonzalez, G. M. Galbraith, and W. E. Boyson, *Performance Model for Grid-Connected Photovoltaic Inverters*, Sandia National Laboratories, Albuquerque, NM, USA, Tech. Rep. SAND2007-5036, 2007. doi: 10.2172/920449.
- [8] *IEEE Recommended Practice for Testing the Performance of Stand-Alone Photovoltaic Systems*, IEEE Standard 1526-2020, 2020. doi: 10.1109/IEEESTD.2020.9142279.
- [9] A. Driesse, P. Jain, and S. Harrison, "Beyond the curves: Modeling the electrical efficiency of PV inverters," in *Proceedings of the 33rd IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, San Diego, CA, USA, 2008, pp. 1–6. doi: 10.1109/PVSC.2008.4922827.
- [10] I. Ongun and E. Ozdemir, "Weighted efficiency measurement of PV inverters: Introducing η IZMIR," *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, vol. 15, no. 5-6, pp. 550–554, Jun. 2013. [Online]. Available: <https://joam.inoe.ro/articles/weighted-efficiency-measurement-of-pv-inverters-introducing-izmir/fulltext>
- [11] A. A. Rahman, Z. Salam, S. Shaari, and M. Z. Ramli, "Methodology to Determine Photovoltaic Inverter Conversion Efficiency for the Equatorial Region," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 1, p. 201, Jan. 2020. doi: 10.3390/app10010201.
- [12] B. Nasir, "Efficiency Assessment of an Inverter based on Solar PV Energy in Baghdad," *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 14, no. 2, pp. 13425–13429, Apr. 2024. doi: 10.48084/etasr.6948.
- [13] A. Byamungu, "The formulation and validation of PV inverter efficiency under South Africa climate conditions," M.Tech. thesis, Dept. Elect., Electron. Comput. Eng., Cape Peninsula Univ. Technol., Cape Town, South Africa, 2019. [Online]. Available: <https://etd.cput.ac.za/handle/20.500.11838/2823>
- [14] A. Kalathil and H. Krishnamurthy, "Quantification of solar inverter efficiency for Indian tropical climatic conditions," in *Proceedings of the IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)*, Chennai, India, 2014, pp. 108–113. doi: 10.1109/R10-HTC.2014.7026316.
- [15] A. Harish et al., "Formulation of Efficiency of Inverters for Solar Photovoltaic Power Plants — Indian Case Study," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics, Control and Automation (PEEC)*, Greater Noida, India, 2019, pp. 1–6. doi: 10.1109/PEEC47157.2019.8976638.
- [16] F. H. Dupont, C. Rech, and J. R. Pinheiro, "A methodology to obtain the equations for the calculation of the weighted average efficiency applied to photovoltaic systems," in *Proceedings of the 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, Fortaleza, Brazil, 2012, pp. 1–8. doi: 10.1109/INDUSCON.2012.6453445.
- [17] B. Burger and R. Ruther, "Inverter sizing of grid-connected photovoltaic systems in the light of local solar resource distribution characteristics and temperature," *Solar Energy*, vol. 80, no. 1, pp. 32–45, Jan. 2006. doi: 10.1016/j.solener.2005.08.012.
- [18] O. O. Shaviolkin, "Structures of single-phase converter units for combined power supply systems with photovoltaic solar batteries (in Ukrainian)," *Technical Electrodynamics*, no. 2, pp. 39–46, Mar./Apr. 2018. doi: 10.15407/techned2018.02.039.
- [19] O. O. Shaviolkin and I. O. Shvedchykova, "Multifunctional converter for single-phase combined power supply systems of local objects with photovoltaic solar batteries (in Ukrainian)," *Technical Electrodynamics*, no. 5, pp. 92–100, Sep./Oct. 2018. doi: 10.15407/techned2018.05.092.
- [20] I. V. Blinov, I. V. Trach, Ye. V. Parus, D. H. Derevianko, and V. M. Khomenko, "Voltage and reactive power regulation in distribution electrical networks using dispersed renewable energy sources (in Ukrainian)," *Technical Electrodynamics*, no. 2, pp. 60–68, Mar./Apr. 2022. doi: 10.15407/techned2022.02.060.
- [21] O. V. Kulapin et al., "Impact of generation and load seasonality on the optimal capacity of a prosumer microgrid energy storage system (in Ukrainian)," *Technical Electrodynamics*, no. 3, pp. 73–82, May/Jun. 2025. doi: 10.15407/techned2025.03.073.
- [22] A. V. Ivanchenko, S. V. Mazuryk, and A. S. Tonkoshkur, "Study of the characteristics of silicon photovoltaic converters of solar batteries during overheating (in Ukrainian)," *Technology and Design in Electronic Equipment*, no. 4, pp. 14–20, 2018. doi: 10.15222/TKEA2018.4.14.
- [23] A. V. Ivanchenko and A. S. Tonkoshkur, "Changes in the characteristics of silicon photovoltaic elements of solar batteries after current overloads (in Ukrainian)," *Technology and Design in Electronic Equipment*, no. 3-4, pp. 19–25, 2019. doi: 10.15222/TKEA2019.3-4.19.
- [24] A. O. Yefimenko and L. I. Prysyazhnyuk, "Models and algorithms for optimizing solar battery placement (in Ukrainian)," *Technology and Design in Electronic Equipment*, no. 3-4, pp. 24–34, 2023. doi: 10.15222/TKEA2023.3-4.24.
- [25] O. F. Bondarenko, T. O. Ryzhakova, and Yu. V. Kozhushko, "Improved method for estimating power losses in switching converters of microcontact welding machines (in Ukrainian)," *Technology and Design in Electronic Equipment*, no. 3, pp. 38–42, 2018. doi: 10.15222/TKEA2018.3.38.
- [26] T. Yakushkin, R. Yershov, and S. Stepenko, "Comparative analysis of topologies and algorithms for maximum power point trackers in photovoltaic systems," *Technical Sciences and Technologies*, no. 2 (32), pp. 321–339, 2023 (in Ukrainian). doi: 10.25140/2411-5363-2023-2(32)-321-339.
- [27] O. Hlushko et al., "Review of top energy innovators influencing the development of renewable energy (in Ukrainian)," *Technical Sciences and Technologies*, no. 1 (35), pp. 274–284, 2024. doi: 10.25140/2411-5363-2024-1(35)-274-284.
- [28] D. Zakharchenko and S. Stepenko, "Review and justification of the choice of electrical energy storage systems for energy facilities operation (in Ukrainian)," *Technical Sciences and Technologies*, no. 4 (22), pp. 198–209, 2020. doi: 10.25140/2411-5363-2020-4(22)-198-209.
- [29] A. Fesenko, O. Gusev, A. Chub, D. Vinnikov, and O. Matyushkin, "Review of weight, size, and cost parameters of commercial solar inverters (in Ukrainian)," *Technical Sciences and Technologies*, no. 4 (14), pp. 183–193, 2018. doi: 10.25140/2411-5363-2018-4(14)-183-193.

- [30] O. Hlushko and S. Stepenko, "Parameters, characteristics, and factors influencing the efficiency and reliability of photovoltaic converters operating within power systems (in Ukrainian)," *Technical Sciences and Technologies*, no. 1 (23), pp. 249–264, 2021. doi: 10.25140/2411-5363-2021-1(23)-249-264.
- [31] K. Reva and S. Stepenko, "Study of characteristics of elements of autonomous power supply systems based on photovoltaic converters (in Ukrainian)," *Technical Sciences and Technologies*, no. 2 (8), pp. 162–171, 2017. [Online]. Available: <https://tst.stu.cn.ua/article/view/113126>
- [32] O. Savchenko et al., "SolarM2P: map-to-point deep neural network for post-processing of numerical weather prediction-based solar irradiance forecasts," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 101, no. 4, 2025. doi: 10.15199/48.2025.04.09.
- [33] R. Kosenko, S. Stepenko, and O. Veligorskyi, "High-efficiency solar tracker development and effectiveness estimation," in *Proceedings of the International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kyiv, Ukraine, 2014, pp. 153–158. doi: 10.1109/IEPS.2014.6874169.
- [34] S. Stepenko et al., "Experimental Evaluation of the Battery-Assisted 2kW Inverter Efficiency Indicators," in *Proceedings of the 19th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC)*, Tallinn, Estonia, 2024. doi: 10.1109/BEC61458.2024.10737971.
- [35] S. Stepenko et al., "Experimental Comparison of Two-Level Full-SiC and Three-Level Si-SiC Quasi-Z-Source Inverters for PV Applications," *Energies*, vol. 12, no. 13, p. 2509, Jul. 2019. doi: 10.3390/en12132509.
- [36] S. Stepenko et al., "Physical Modeling and Analysis of Gate Drive DC-DC Converter Impact on Photovoltaic Inverter Efficiency," in *Model-Based Design and Simulation in Industry 4.0. MODS 2022*, (Lecture Notes in Networks and Systems, vol. 667), Cham, Switzerland: Springer, 2023, pp. 261–270. doi: 10.1007/978-3-031-30251-0_20.
- [37] A. Chub, D. Vinnikov, S. Stepenko, E. Liivik, and F. Blaabjerg, "Photovoltaic Energy Yield Improvement in Two-Stage Solar Microinverters," *Energies*, vol. 12, no. 19, p. 3774, Oct. 2019. doi: 10.3390/en12193774.
- [38] PVGIS v5.3, European Commission Joint Research Centre, Seville, Spain. [Online]. Available: https://re.jrc.ec.europa.eu/pvg_tools/
- [39] T. Huld and A. M. Gracia Amillo, "Estimating PV Module Performance over Large Geographical Regions: The Role of Irradiance, Air Temperature, Wind Speed and Solar Spectrum," *Energies*, vol. 8, no. 6, pp. 5159–5181, Jun. 2015. doi: 10.3390/en8065159.
- [40] D. Faiman, "Assessing the outdoor operating temperature of PV modules," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 16, no. 4, pp. 307–315, Jun. 2008. doi: 10.1002/pip.813.
- [41] *Terrestrial photovoltaic (PV) modules — Design qualification and type approval*, IEC Standard 61215:2021, International Electrotechnical Commission, 2021.
- [42] *Installed electrical capacity of "green" energy producers (based on data from NEURC and State Energy Efficiency)* (in Ukrainian), Energy Map, DiXi Group. [Online]. Available: <https://energy-map.info/uk/resources/699855af-945a-477a-93e7-d479b56f8e2c/>
- [43] *Photovoltaic systems — Power conditioners — Procedure for measuring efficiency*, IEC Standard 61683:1999, International Electrotechnical Commission, 1999.
- [44] H. Karpchuk, V. Budko, and O. Lysenko, "Technical achievable potential of photovoltaic conversion of solar radiation for the conditions of Ukraine," *EPJ Photovoltaics*, vol. 15, art. 30, Oct. 2024. doi: 10.1051/epjpv/2024016.
- [45] *Global Solar Atlas 2.0*, World Bank Group, Washington, DC, USA. [Online]. Available: <https://globalsolaratlas.info/>
- [46] S. O. Kudrya (ed.), *Atlas of Renewable Energy Potential of Ukraine* (in Ukrainian), Kyiv, Ukraine: Institute of Renewable Energy of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2020.
- [47] I. Redko et al., "Estimation of the energy potential of solar radiation and comparison with normative data for Ukraine," *Meteorology Hydrology and Water Management*, vol. 13, no. 1, pp. 60–73, 2025. doi: 10.26491/mhwm/208954.
- [48] *State and development prospects of solar energy in Ukraine*, ASEU (Association of Solar Energy of Ukraine) (in Ukrainian). [Online]. Available: <https://www.aseu.solar/en/about-6>
- [49] *Electricity outages lasted 2,000 hours for Ukrainian households in 2024*, DiXi Group. [Online]. Available: <https://dixigroup.org/en/electricity-outages-lasting-2-thousand-hours-for-ukrainian-households-in-2024/>

Відомості про авторів

Ігор Твердовський, аспірант, Національний університет «Чернігівська політехніка», Україна;
e-mail: igor.tverdovskiy@stu.cn.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0003-2340-0605>

Сергій Степенко, канд. техн. наук, доцент, Національний університет «Чернігівська політехніка», Україна;
e-mail: serhii.stepenko@stu.cn.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7702-6776>

About the authors

Ihor Tverdovskiy, Ph.D. Student, Chernihiv Polytechnic National University, Ukraine;
e-mail: igor.tverdovskiy@stu.cn.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0003-2340-0605>

Serhii Stepenko, Ph.D., Associate Professor, Chernihiv Polytechnic National University, Ukraine;
e-mail: serhii.stepenko@stu.cn.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7702-6776>



Copyright: © 2026, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Dmytro MYKOLAIETS

Ukraine, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute

INACTIVE POWER COMPONENTS IN UAV POWER SYSTEM BASED ON DC-DC BOOST CONVERTER

This article analyzes the issue of inactive power components in DC power systems, with a particular focus on unmanned aerial vehicle (UAV) power networks. Analytical expressions were derived to determine the exchange power under various states of the power switch. A model based on the equivalent circuit of the converter–motor system was developed in MATLAB/Simulink. The simulation results demonstrate the presence of exchange power in a system utilizing a DC-DC boost converter, and the maximum values of this exchange power were determined. Finally, the study concludes that compensatory measures are necessary to minimize inactive power components.

Keywords: UAV, DC-DC boost converter, exchange power, inactive power components, Simulink, energy losses, DC motor.

The utilization of unmanned aerial vehicles (UAVs) offers several distinct advantages. Compared to traditional aircraft, they are low-cost and highly cost-effective. More importantly, UAVs eliminate the risk of flight personnel casualties, providing a significant edge when executing missions characterized by high risk, intensive labor costs, or operational complexity. Recent breakthroughs in UAV development have substantially enhanced their performance, continuously expanding their scope of application.

Publications [1]–[3] present classifications of UAVs and examples of their power systems. Generally, small UAVs use batteries as a power source, and less frequently fuel cells [4], [5]. An unmanned aerial system, illustrated in Fig. 1, is generally composed of three parts:

- the unmanned aerial vehicle;
- the ground control station, which can be autonomous or human-operated;

– the command and control system, which establishes communication and data links between the aircraft and the ground station.

In UAVs, the propulsion system is the component with the largest mass and dimensions. It enables aircraft motion through the mechanical power generated by the electric energy–propeller system, converting the stored energy into thrust. The onboard power source supplies energy to the DC bus through unidirectional and bidirectional converters to enable battery charging and discharging. These converters regulate the power flow and receive control signals from the power management system, which continuously collects data from onboard sensors.

Publications [6], [7] discuss the phenomenon of exchange power flow in DC networks, particularly in UAV power supply systems [8]. This phenomenon leads to additional energy losses in the parasitic resistances of

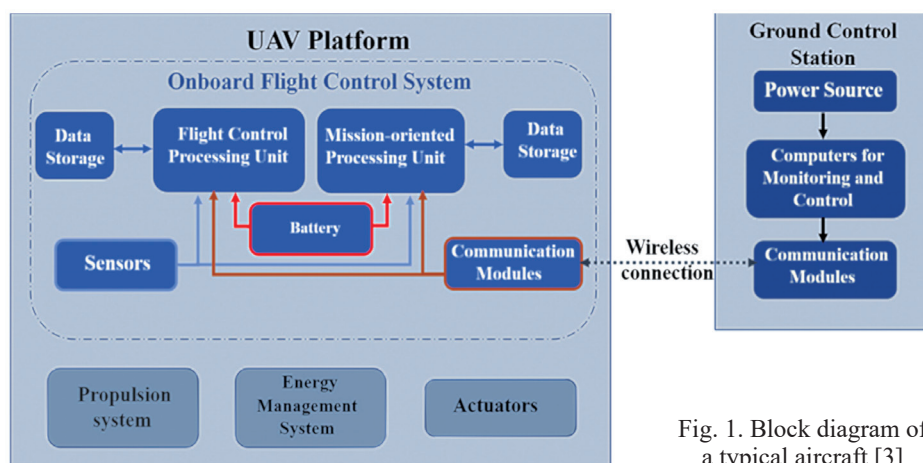


Fig. 1. Block diagram of a typical aircraft [3]

power system components. Based on previous research [8], such losses amount to several percent of total power consumption, which consequently reduces UAV flight time. Since this topic contains significant gaps and has not been studied in depth, it is reasonable to investigate the flow of exchange power in UAV power supply systems based on a DC-DC boost converter.

The purpose of this study is to derive analytical expressions for analyzing exchange power in UAV power systems and to validate these expressions through simulation.

Circuit Analysis

When analyzing the phenomenon of exchange power in a UAV power system, it is first necessary to perform mathematical modeling of the system while accounting for parasitic parameters. To this end, let us consider the equivalent circuits of a converter loaded with a DC motor under various states of the power switch. Specifically, when the switch is closed, the equivalent circuit shown in **Fig. 2, a** is obtained.

Consequently, the expression describing this circuit is

$$E_a = R_a i_a(t) + L \frac{di_a(t)}{dt} + R_{L1} i_a(t) + R_s i_s(t) + L_s \frac{di_s(t)}{dt}, \quad (1)$$

where $i_a(t)$ and $i_s(t)$ are the currents of the accumulator and the motor stator, respectively.

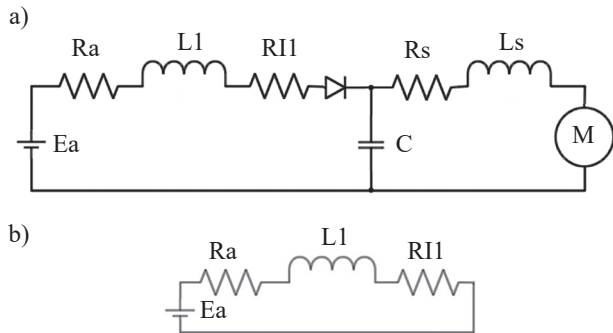


Fig. 2. Equivalent circuits when the switch is off (a) and when is on (b)

Following mathematical transformations, the exchange power is determined as follows:

$$q(t) = \left(E_a \frac{E_a - E_s}{R_a + R_L} - E_a \frac{E_a L_1 + i_a(0)(R_a + R_L)}{(r_a + r_L)L_1} - \frac{(R_a + R_L)R_s i_s(t) + \frac{(R_a + R_L)^2}{L_1} L_s I_s(t)}{(r_a + r_L)L_1} - \frac{(r_a + r_L) \cdot i_s(0) - E_s L_1}{(r_a + r_L)L_1} \right) \exp\left(-\frac{r_a + r_L}{L_1} t\right) - E_a I_a, \quad (2)$$

where I_a and E_a are the constant values of the battery current and voltage, respectively; $i_a(0)$ and $i_s(0)$ are the initial current values after the corresponding change in the switch state.

When the switch is in the open position, the equivalent circuit shown in **Fig. 2, b** is obtained.

In this case, the exchange power is determined by the following expression:

$$q(t) = E_a \frac{i_a(0) \frac{R_a + R_L}{L_1} - E_a}{R_a + R_L} \exp\left(-\frac{R_a + R_L}{L_1} t\right) - E_a I_a. \quad (3)$$

Thus, from the above expressions, given the known circuit parameters and initial conditions, it is possible to determine the exchange energy in the system over specified time intervals.

Simulation Results

The electrical circuit shown in **Fig. 3** was modeled in MATLAB/Simulink based on the equivalent circuits in **Figs. 2 and 3**. The battery voltage is 12 V, the DC motor voltage is set to 24 V, the converter operating frequency is 1 kHz, and the motor power is approximately 170 W. The power consumption time-domain diagrams are presented in **Fig. 4**.

As can be seen, even at the stage of analyzing the power consumed from the battery, there are time intervals during which the power takes negative values,

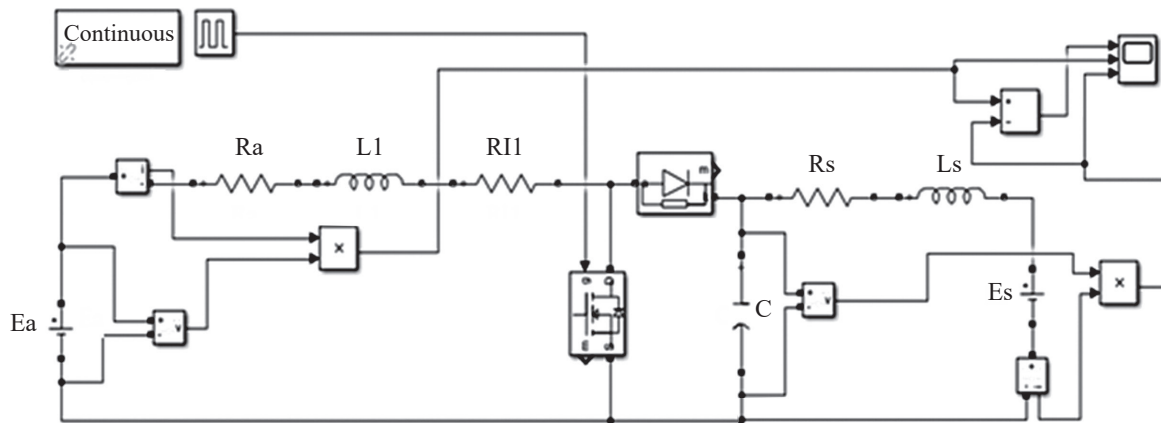


Fig. 3. Simulation model

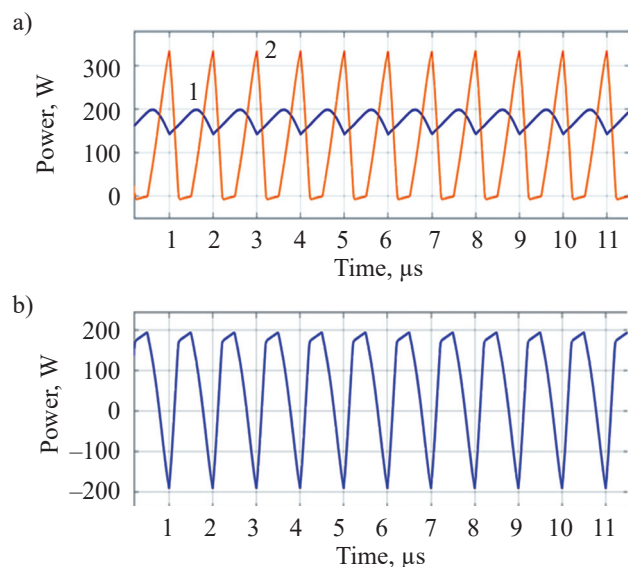


Fig. 4. Simulation results:

a — power consumed from the battery (1) and power consumed by the motor (2); *b* — difference between the power consumed from the battery and that consumed by the motor

indicating the presence of inactive power components. The maximum value of this power is 9.1 W. This results in a portion of the power being dissipated in the internal resistance of the battery. However, when considering the difference between the power consumed from the battery and that consumed by the motor (Fig. 4, *b*), it becomes evident that a significant portion of the power does not flow directly from the source to the load but instead circulates between the reactive components of the circuit. In this case, the maximum value of this power is 189.1 W. Thus, the simulation confirms the presence of exchange processes in the power system. It should be noted that increasing the parameters of the reactive components in the circuit leads to a higher value of the inactive power component.

Conclusions

Thus, the phenomenon of exchange power flow in the UAV power supply system based on a DC boost converter has been analyzed. The presented analysis results clearly

demonstrate the presence of exchange power in the system. As a result of the simulation, maximum exchange power values of 9.1 W and 189.1 W were obtained in accordance with the evaluation methodology. Such energy exchange processes inevitably lead to additional energy losses and, consequently, to a reduction in the UAV's flight time. To mitigate the impact of this phenomenon, it is necessary to develop compensatory links or control strategies.

REFERENCES

- [1] N. Darwin, A. Ahmad, and W. A. A. Wan Mohd Akib, "The potential of low altitude aerial data for large scale mapping," *Jurnal Teknologi*, vol. 70, no. 5, Sep. 2014, doi: 10.11113/jt.v70.3523.
- [2] M. R. Szabolcsi, "Beyond training minimums – A new concept of the UAV operator training program," *Int. Conf. Knowledge-Based Organization*, vol. 22, no. 3, pp. 560–566, Jun. 2016, doi: 10.1515/kbo-2016-0096.
- [3] M. N. Boukoberine, Z. Zhou, and M. Benbouzid, "A critical review on unmanned aerial vehicles power supply and energy management: Solutions, strategies, and prospects," *Applied Energy*, vol. 255, p. 113823, Dec. 2019, doi: 10.1016/j.apenergy.2019.113823.
- [4] K. Kaya, and Y. Hames, "A study on fuel cell electric unmanned aerial vehicle," in *Proc. 2019 4th Int. Conf. Power Electronics and their Applications (ICPEA)*, pp. 1–6, 2019, doi: 10.1109/ICPEA1.2019.8911131.
- [5] M. C. Kim, S. G. Lee, and S. Bae, "Decentralized power management for electrical power systems in more electric aircrafts," *Electronics*, vol. 7, no. 9, pp. 1–19, 2018, doi: 10.3390/electronics7090187.
- [6] N. A. Kostin, and O. H. Sheikina, "The signs of availability of exchange power in electric traction circuits of the direct current system," *Scientific and Technical Bulletin (STP)*, no. 42, pp. 98–102, Dec. 2012, doi: 10.15802/stp2012/9295.
- [7] N. A. Kostyn, and O. Y. Sablyn, "Reaktyvnaia moshchnost v systemakh elektricheskoho transporta postoiannoho toka," *Visnyk Pryazovskoho Derzhavnoho Tekhnichnoho Universytetu: Zb. Nauk. Prats*, vol. 2, no. 15, pp. 75–80, 2005. [Online]. Available: <http://eir.pstu.edu/handle/123456789/1220>
- [8] D. Mykolalets, "Analysis of exchange power in the power system of an unmanned aerial vehicle with a BLDC engine," *Electronics and Control Systems*, vol. 1, no. 75, pp. 73–77, 2023, doi: 10.18372/1990-5548.75.17559

Received 29 May 2026

Accepted 15 June 2026

Відомості про авторів

Дмитро Миколаєць, канд. техн. наук, доцент, КПІ імені Ігоря Сікорського, Київ, Україна; e-mail: d.mykolalets@kpi.ua; ORCID: 0000-0002-9152-8593

About the authors

Dmytro Mykolalets, Ph.D. technical sciences, Associate Professor, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Ukraine; e-mail: d.mykolalets@kpi.ua; ORCID: 0000-0002-9152-8593



Copyright: © 2026, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

НЕАКТИВНІ КОМПОНЕНТИ ПОТУЖНОСТІ В СИСТЕМІ ЖИВЛЕННЯ БПЛА НА ОСНОВІ ПІДВИЩУВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Роботу присвячено аналізу обмінної потужності в системі живлення безпілотного літального апарату. Присутність цієї компоненти повної потужності саме по собі вже призводить до збільшення втрат в колі перетворювача навіть при роботі в усталеному режимі, а у випадку безпілотного літального апарату цей фактор має ще більший вплив, оскільки під час польоту присутні різноманітні зовнішні чинники, такі як вітер, дощ тощо. У разі використання широко вживаної мультикоптерної схеми система керування налаштовується так, щоб постійно вирівнювати апарат відносно горизонту. Також під час польоту часто необхідно маневрувати, і тоді частота обертів двигуна теж змінюється. Все це призводить до того, що здебільшого силова система фактично перебуває у перехідному режимі, що неодмінно збільшує частку обмінної потужності.

Проаналізовано проблему наявності неактивних компонентів потужності в системах живлення постійного струму, зокрема, безпілотних літальних апаратів. Виведено аналітичні співвідношення, що визначають обмінну потужність при відповідних станах силового ключа. У середовищі MATLAB/Simulink побудовано модель, яка відповідає схемі заміщення системи «перетворювач – двигун». Результати моделювання наочно демонструють наявність обмінної потужності в системі живлення на основі підвищувального перетворювача постійного струму. Зроблено висновок про необхідність застосування компенсаційних заходів для мінімізації неактивних компонентів потужності.

Ключові слова: БПЛА, підвищувальний перетворювач постійного струму, обмінна потужність, неактивні компоненти живлення, Simulink, втрати енергії, двигун постійного струму.

Сергій ПЛАКСІН, Микола ЖИТНИК, Руслана ЛЕВЧЕНКО,
Світлана ОСТАПОВСЬКА, Ірина ТИМЧЕНКО

Україна, Дніпро, Інститут транспортних систем і технологій Національної академії наук України

ІМПУЛЬСНИЙ МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ПОТОЧНОГО РІВНЯ ПРАЦЕЗДАТНОСТІ ЕЛЕКТРОХІМІЧНОГО НАКОПИЧУВАЧА ЕНЕРГІЇ

Розроблено та експериментально обґрунтовано доцільність практичного використання одноімпульсного гальваностатичного методу визначення поточного рівня працездатності електрохімічного накопичувача енергії за кінетичними параметрами електрохімічного процесу. Метод базується на застосуванні вейвлет-перетворення Хаара для аналізу кривої напруги деполяризації у сигналі відгуку.

Ключові слова: електрохімічний накопичувач енергії, рівень працездатності, імпульсний гальваностатичний метод, сигнал відгуку, кінетичні параметри, вейвлет-перетворення Хаара.

Системи накопичення та зберігання енергії на основі електрохімічних джерел струму є важливою технологією як для енергетичної, так і для транспортної галузей економіки. Проте серйозною проблемою під час їхньої експлуатації залишається деградація характеристик накопичувачів унаслідок старіння та впливу різноманітних чинників, що суттєво знижує їхню працездатність. Втрата ємності відбувається незалежно від того, перебуває накопичувач у режимі експлуатації чи зберігання, що є суттєвим недоліком сучасних електрохімічних систем. Як зазначено в [1], швидкість зменшення ємності накопичувача залежить від умов його експлуатації та зберігання, при цьому термін експлуатації вважають вичерпаним після втрати 20–30% початкової ємності. Тому точна оцінка ємності батареї є критично важливою для забезпечення продуктивності всієї системи енергозабезпечення відповідно до очікуваного терміну служби. Оскільки роль накопичувачів енергії в енергосистемах є ключовою, точна оцінка їхнього поточного рівня працездатності (*state of health*, **SOH**) є вирішальною для забезпечення надійної експлуатації та оптимізації процесів їх обслуговування.

Визначення рівня працездатності накопичувача енергії має на меті відобразити його загальний енергетичний стан і здатність забезпечувати задану продуктивність у конкретних умовах експлуатації порівняно з початковим (новим) станом. Через складну нелінійну природу електрохімічних процесів діагностика SOH потребує спеціальних підходів, що зумовило появу широкого спектра методів, які враховують особливості роботи накопичувача в конкретних умовах експлуатації.

Сучасні методи визначення рівня працездатності електрохімічних накопичувачів енергії всебічно розкриті в літературі, наприклад у роботах [2]–[7].

Автори [2] надають огляд методів оцінки SOH накопичувачів у складі електромобілів (EV) та гібридних електромобілів (HEV), висвітлюючи їхні основні переваги та вказуючи на обмеження з погляду на практичну реалізацію в режимі реального часу. У загальному вигляді класифікацію методів оцінки рівня працездатності за оглядом [2] представлено на **рис. 1, а**.

У роботі [2] зазначається, що наявні методи оцінки SOH складно реалізувати практично, оскільки вони використовують місткі моделі акумуляторів, і це призводить до надмірної складності параметризації та значного обсягу обчислювальних операцій, а також зумовлює їхню низьку прозорість та відтворюваність. Алгоритми, які лежать в основі цих методів, використовують інформацію, яку складно отримати в реальних умовах. Тому в прикладних інженерних задачах надають перевагу більш об'єктивним методам з одностакановою параметризацією для забезпечення стабільності та точності визначення енергетичних станів накопичувача. За оцінкою авторів [8] таким вимогам відповідають методи швидкої оцінки SOH накопичувачів, які стали актуальною темою досліджень при їх практичному застосуванні. Загальну класифікацію сучасних методів швидкої оцінки SOH накопичувачів енергії наведено на **рис. 1, б** [8]. Серед зазначених методів найбільше уваги приділяють методам оцінки стану працездатності накопичувачів енергії на основі електричних параметрів, зокрема методам тестування імпульсами через зручність їх прямих вимірювань [9], [10]. Такими параметрами є напруга та струм, а також температура. Проте під час роботи накопичувача в динамічних режимах їхні значення змінюються в часі та в більшості випадків є зворотними, через що не відображають адекватно рівень його працездатності. Тому, попри зазначені переваги, значення зовнішніх параметрів є малоприслужними.

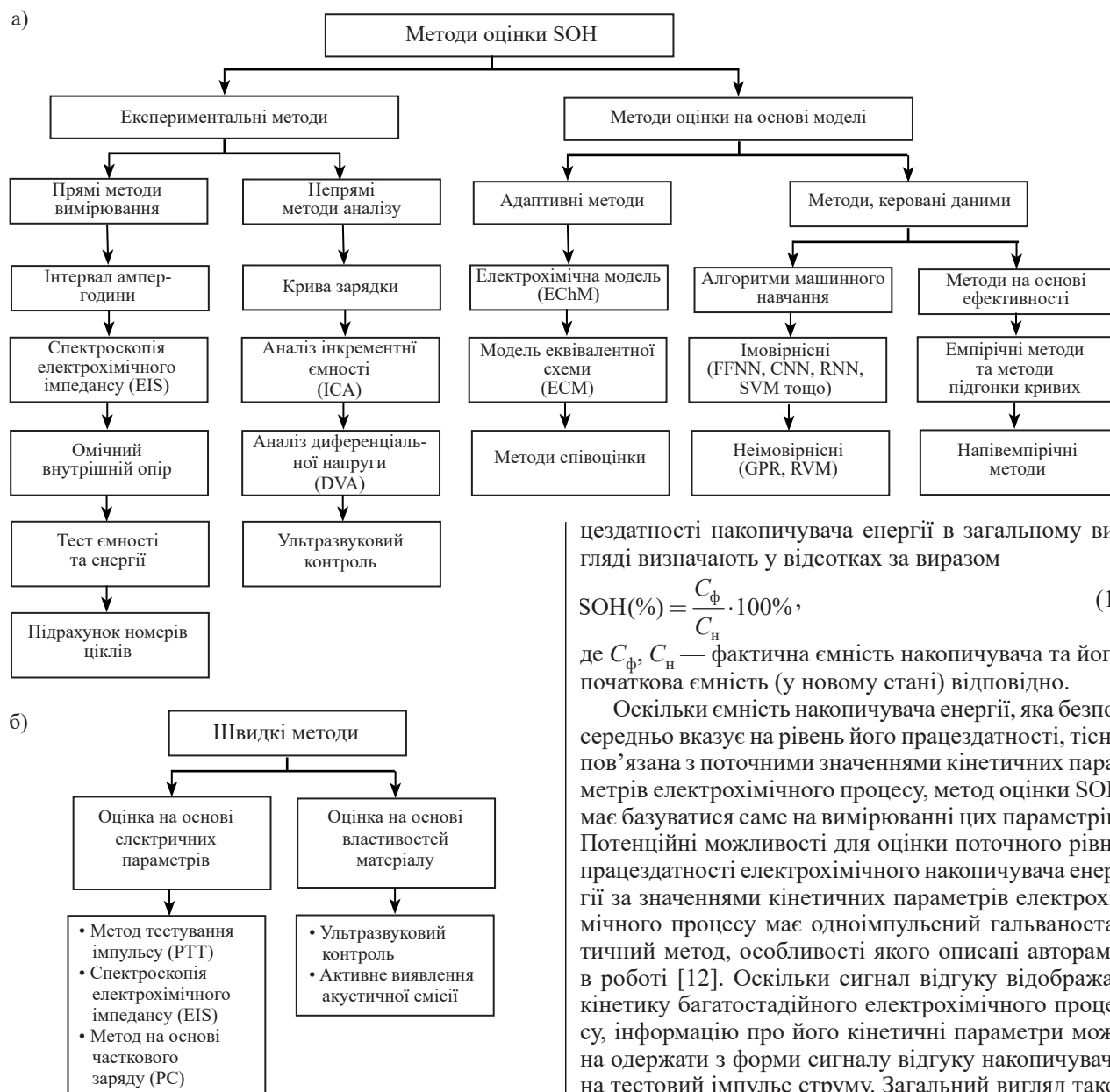


Рис.1. Класифікація сучасних методів оцінювання SOH за оглядами [2] (а) та [8] (б)

ми для визначення поточного рівня працездатності накопичувача енергії в динамічних режимах роботи.

Метою цієї роботи є розробка методу визначення поточного рівня працездатності електрохімічних накопичувачів енергії, що базується на використанні кривої напруги деполяризації як кінетичного параметра та обробленої за допомогою вейвлет-перетворення на базі вейвлету Хаара.

Методика дослідження

За твердженням авторів [11], абсолютного значення величини SOH немає. Це суб'єктивна міра, оскільки вона може бути отримана відповідно до обраних параметрів для її визначення. Зазвичай рівень пра-

цездатності накопичувача енергії в загальному вигляді визначають у відсотках за виразом

$$\text{SOH}(\%) = \frac{C_{\text{ф}}}{C_{\text{н}}} \cdot 100\%, \quad (1)$$

де $C_{\text{ф}}$, $C_{\text{н}}$ — фактична ємність накопичувача та його початкова ємність (у новому стані) відповідно.

Оскільки ємність накопичувача енергії, яка безпосередньо вказує на рівень його працездатності, тісно пов'язана з поточними значеннями кінетичних параметрів електрохімічного процесу, метод оцінки SOH має базуватися саме на вимірюванні цих параметрів. Потенційні можливості для оцінки поточного рівня працездатності електрохімічного накопичувача енергії за значеннями кінетичних параметрів електрохімічного процесу має одноімпульсний гальваностатичний метод, особливості якого описані авторами в роботі [12]. Оскільки сигнал відгуку відображає кінетику багатостадійного електрохімічного процесу, інформацію про його кінетичні параметри можна одержати з форми сигналу відгуку накопичувача на тестовий імпульс струму. Загальний вигляд такої кривої із зазначеними стадіями та параметрами електрохімічного процесу наведено на **рис. 2**.

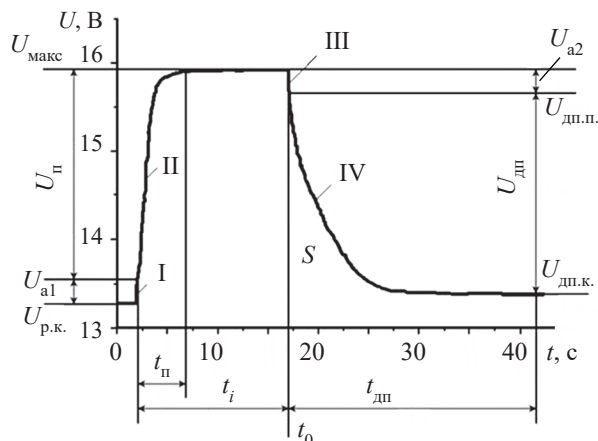


Рис. 2. Форма сигналу відгуку електрохімічного накопичувача енергії на тестовий імпульс струму [12]

Встановлено, що значну частку кінетичних параметрів, необхідних для визначення поточного рівня працездатності накопичувача, містить стадія IV. Вона настає після зняття тестового імпульсу та відображає процес деполяризації електрохімічної системи. Процес деполяризації після припинення дії тестового імпульсу змінюється у часі за законом, близьким до еквіпотенціального, асимптотично наближаючись до рівноважного значення $U_{p.k.}$. На сигналі відгуку процес деполяризації відображається кривою деполяризації у формі повільно змінюваної функції $U_{дп}$, яка в загальному виді описується рівнянням

$$U_{дп}(t) = U_{дп}(t_0) - \frac{i_0(t - t_0)}{C_{п.ш.}}, \quad (2)$$

де $U_{дп}(t)$ — напруга спаду в момент часу t ;

$U_{дп}(t_0)$ — напруга спаду в момент вимкнення струму t_0 ;

i_0 — густина струму обміну;

$C_{п.ш.}$ — ємність подвійного електричного шару.

Швидкість протікання процесу деполяризації та, відповідно, початковий кут нахилу кривої спаду потенціалу одразу після вимкнення струму визначаються густиною струму обміну i_0 та ємністю подвійного електричного шару:

$$\left(\frac{dU_{дп}}{dt} \right)_{t=t_0} = \frac{C_{п.ш.}}{i_0}. \quad (3)$$

Поведінка електрохімічної системи після зняття тестового імпульсу, представлена виразами (2) та (3), пояснюється припущенням, що одразу після завершення дії імпульсу як чинника перенапруги заряд подвійного електричного шару витрачається на реакцію відновлення рівноважного стану відновлення рівноважного стану, після чого потенціал повертається до рівноважного значення $U_{p.k.}$ завдяки фарадєвському процесу.

Оскільки ємність подвійного електричного шару прямо пропорційна його заряду та активній площі поверхні частки активної маси, що бере участь в електрохімічній реакції, тривалість стадії деполяризації дорівнює тривалості розряду цього шару й прямо пропорційна площі поверхні реагуючої частки активної маси. Згідно з відомим в електрохімії законом Фарадея коефіцієнт використання активної маси відображає відсоткову частку активної маси, залученої до електрохімічного процесу, і є прямо пропорційним ємності накопичувача. Отже, ємність подвійного шару на стадії деполяризації прямо пропорційна коефіцієнту використання активної маси та, відповідно, ємності накопичувача.

Оскільки відомі методи прямого визначення коефіцієнта використання мало придатні для практичного застосування, у роботі [12] було обґрунтовано теоретично та підтверджено експериментально пропорційну залежність площі S фігури, обмеженої кривою напруги деполяризації $U_{дп}(t)$ на сигналі відгуку після вимкнення тестового імпульсу та прямою на рівні напруги розімкненого кола $U_{p.k.}$, від коефіцієнта використання активної маси. Ця залежність дозволяє опосередковано визначати ємність накопичувача за площею S . Для визначення площі S у [12] використано методику, що базується на чисельному інтегруванні відрізків за правилом трапецій (рис. 3, а) за виразом

$$\int_{x_1}^{x_n} f(x) dx \approx \sum_{i=1}^{n-1} (x_{i+1} - x_i) \frac{1}{2} [f(x_{i+1}) + f(x_i)].$$

Варто зазначити, що визначення поточного рівня працездатності накопичувача енергії в геометричній площині за площею, отриманою згідно з цією методикою, не повною мірою відповідає вимогам щодо швидкодії через велику кількість та тривалість математичних операцій.

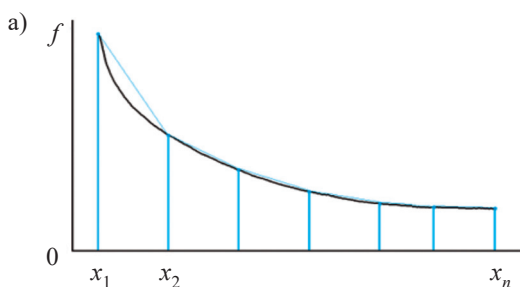
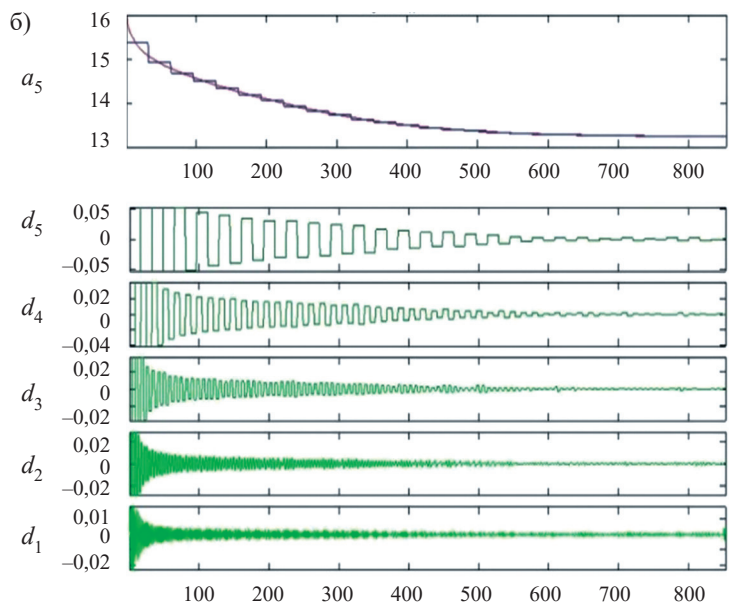


Рис. 3. Приклади обробки сигналу відгуку для визначення рівня працездатності електрохімічного накопичувача енергії:

а — визначення площі фігури, обмеженої кривою напруги деполяризації; б — вейвлет-перетворення кривої напруги деполяризації на основі вейвлет-а Хаара

(a_5 — апроксимований сигнал; $d_1, \dots, d_5$ — рівні деталізації вейвлетів Хаара з відповідними коефіцієнтами розкладу по координаті часу та кількості початкових дискретних точок)



Необхідну швидкодію забезпечують математичні методи обробки сигналу відгуку накопичувача енергії у часовій області. З урахуванням особливостей форми кривої напруги деполяризації $U_{\text{дп}}(t)$ на сигналі відгуку, яку описує вираз (2) і яка відображає швидкість розрядного процесу згідно з виразом (3), для обробки сигналу відгуку було обрано вейвлет-аналіз. Його застосовують для обробки сигналів нестационарних процесів, що описуються повільнозмінними функціями. За материнський обрано вейвлет Хаара, який має такі переваги порівняно з іншими вейвлетами: просту форму (добре апроксимує експоненційні сигнали на малих інтервалах), високу швидкодію, що важливо для оперативного визначення рівня працездатності, та високу точність апроксимації, яка дає змогу отримувати часово-частотне уявлення процесу деполяризації в реальному часі [13]. Застосування вейвлет-перетворення кривої напруги деполяризації $U_{\text{дп}}(t)$ на основі вейвлета Хаара забезпечує можливість отримати часово-частотне зображення розрядного процесу в реальному часі та зберегти локальні особливості сигналу для його аналізу на необхідному рівні деталізації.

Попередні результати щодо застосування вейвлет-перетворення кривої напруги деполяризації $U_{\text{дп}}(t)$ на основі вейвлета Хаара для контролю енергетичного стану електрохімічного накопичувача енергії наведено в роботі [14]. Підтверджені в ній властивості вейвлет-перетворень дають змогу застосувати обробку кривої напруги деполяризації, яка описує розрядний процес в часовій області, для визначення поточного рівня працездатності накопичувача енергії.

Приклад застосування вейвлет-перетворення з розтягуванням кривої напруги деполяризації відносно осі часу на основі вейвлета Хаара наведено на рис. 3, б. Показані тут рівні деталізації вейвлета Хаара можна використовувати для визначення рівня працездатності, однак із різною похибкою, що залежить від кількості початкових дискретних точок на відповідному рівні деталізації: чим менший рівень деталізації, тим більше дискретних точок розкладу і, відповідно, менша похибка. Інформаційним параметром для визначення поточного рівня працездатності обрано кількість дискретних точок розкладу на кривій напруги деполяризації $U_{\text{дп}}(t)$ в часовій області її знаходження в межах від початкового значення $U_{\text{дп.п}}$ у момент вимкнення тестового імпульсу t_0 до кінцевого значення $U_{\text{дп.к}} = 0,37U_{\text{дп.п}}$.

Обмеження кривої напруги деполяризації значенням $0,37U_{\text{дп.п}}$ передбачено для забезпечення однакових умов відліку кількості дискретних точок розкладу на цьому часовому інтервалі за одного рівня деталізації, а також для неявного використання сталої часу процесу деполяризації, оскільки наближене значення експоненційного сигналу (2) за $\tau = 1$ становить $0,368X(t)$, або $\approx 0,37U_{\text{дп.п}}$. Поточний рівень пра-

цездатності накопичувача (у відсотках) визначали за зміною відношення поточної кількості дискретних точок до її початкового значення. Накопичувач вважають працездатним, якщо цей рівень становить не менше ніж 60%.

Для визначення поточного рівня працездатності накопичувача енергії обрано рівень деталізації d_2 , який є найбільш придатним з міркувань прискорення підрахунку кількості дискретних точок зі збереженням необхідної для практичного застосування точності.

Результати дослідження

Досліджували рівень працездатності накопичувача енергії на основі свинцево-кислотної акумуляторної батареї ємністю 45 А·год протягом п'яти років — від початку експлуатації в новому стані до її завершення.

Рівень працездатності визначали на накопичувачі, що працював у штатному режимі, з використанням вбудованого обладнання. Його розроблено на основі схемотехнічного рішення експериментального стенда для контролю стану хімічних джерел струму, описаного у [15], та доповнено відповідним програмним забезпеченням.

На початку експлуатації накопичувача енергії з початковою номінальною ємністю C_n із сигналу відгуку повністю зарядженого накопичувача виділяли криву напруги деполяризації $U_{\text{дп}}(t)$ у часовій області її знаходження в межах від початкового значення $U_{\text{дп.п}}$ у момент вимкнення тестового імпульсу t_0 до кінцевого значення $U_{\text{дп.к}} = 0,37U_{\text{дп.п}}$. Після цього обчислювали кількість дискретних точок розкладу N_n на кривій $U_{\text{дп}}(t)$ у зазначених межах, яку приймають за 100%-й рівень працездатності накопичувача ($\text{SOH}_n = 100\%$), та заносили одержане значення N_n до пам'яті вимірювального пристрою.

Упродовж періоду експлуатації накопичувача поточний рівень працездатності визначали відповідно до графіка проведення планових регламентних робіт у системі енергозабезпечення та здійснювали в такій (у спрощеному вигляді) послідовності.

На накопичувач подавали тестовий імпульс, виділяли із сигналу відгуку криву напруги деполяризації $U_{\text{дп}}(t)$ у зазначених межах, обчислювали кількість дискретних точок розкладу N_n на цій кривій та за рівнянням, еквівалентним виразу (1), визначали поточний рівень працездатності накопичувача у відсотках від початкового значення:

$$\text{SOH}_n(\%) = \frac{N_n}{N_n} \cdot 100\%$$

де N_n , N_n — кількість дискретних точок розкладу на кривій напруги деполяризації $U_{\text{дп}}(t)$ у сигналі відгуку накопичувача на початку його експлуатації за номінальної ємності та на час визначення поточного рівня працездатності SOH_n відповідно.

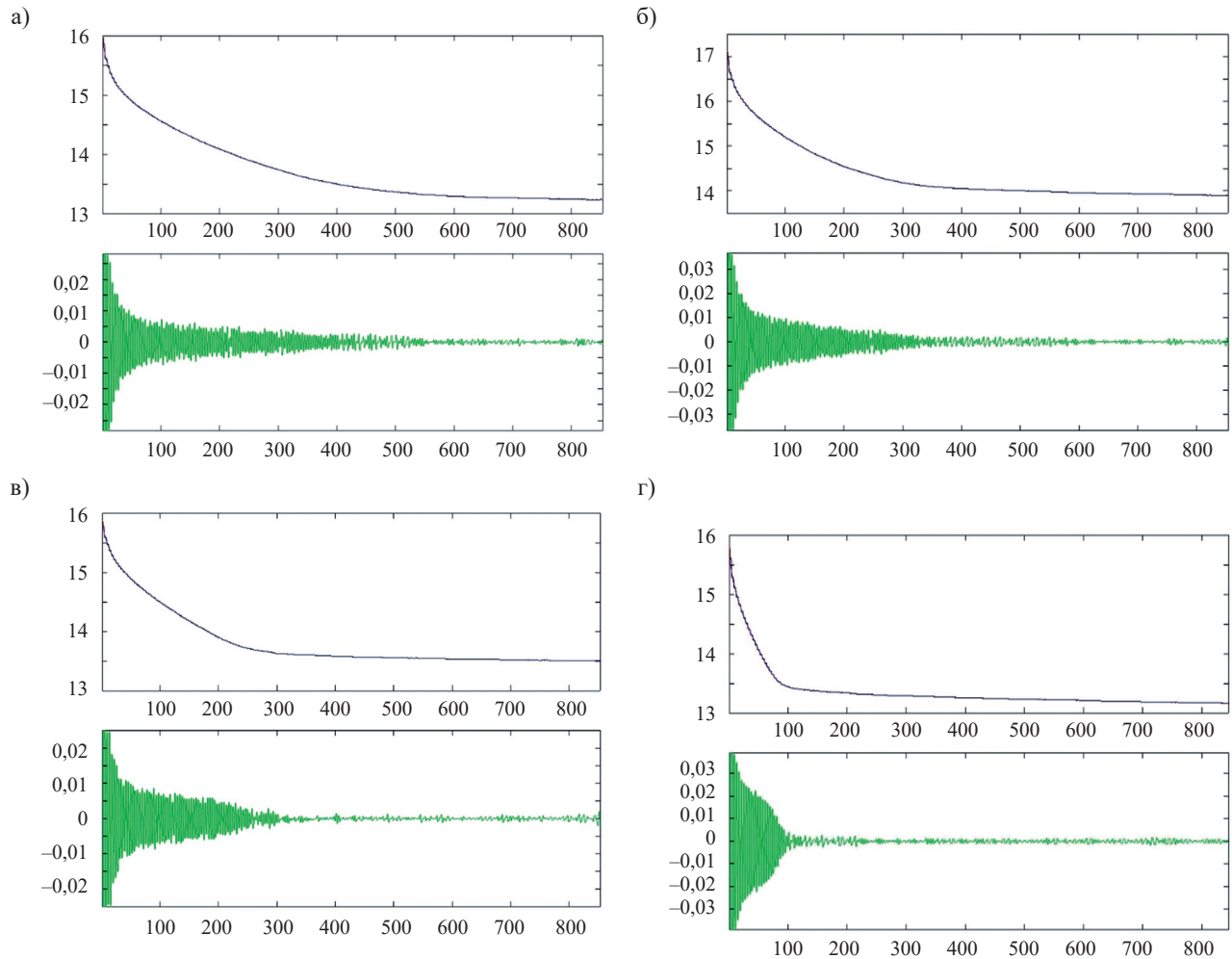


Рис. 4. Вейвлет-перетворення Хаара кривої напруги деполаризації на сигналі відгуку накопичувача енергії під час його експлуатації упродовж п'яти років:

а — в початковому стані; б — 2 роки; в — 4 роки; г — 5 років

Підрахунок кількості дискретних точок розкладу за вейвлетом Хаара виконували за допомогою блоку Counter у середовищі MATLAB/Simulink. Результати вейвлет-перетворення кривої напруги деполаризації $U_{\text{дп}}(t)$ на основі вейвлету Хаара на сигналі відгуку накопичувача енергії під час його експлуатації упродовж п'яти років відображено на **рис. 4**.

Результати підрахунку кількості дискретних точок розкладу за вейвлетом Хаара та відповідні значення поточного рівня працездатності накопичувача енергії наведено в **таблиці**. З плином часу під впливом чинників деградації, зокрема старіння, зменшується площа поверхні активної маси, що бере участь у струмоутворювальних процесах під час роботи накопичувача на навантаження. Це призводить до зменшення ємності подвійного електричного шару та швидкості деполаризації. У результаті скорочується часовий інтервал вейвлет-перетворення кривої напруги деполаризації від моменту вимкнення тестового імпульсу до кінцевого значення $U_{\text{дп.к}} = 0,37U_{\text{дп.п}}$ (рис. 4), що супроводжується зменшенням кількості дискрет-

них точок розкладу як інформативного параметра для оцінювання поточного рівня працездатності.

За результатами спостережень за роботою накопичувача під час визначення рівня працездатності встановлено, що подавання короткочасного зарядного тестового імпульсу для реєстрації сигналу відгуку практично не впливало на його роботу на навантаження. Після вимкнення тестового імпульсу накопичувач продовжував працювати в штатному режимі, а подальше оброблення сигналу відгуку для оцінювання поточного рівня працездатності здійсню-

Залежність кількості точок вейвлет-розкладу та поточного рівня працездатності SOH_n від терміну експлуатації накопичувача

Термін експлуатації	Кількість точок розкладу	SOH_n , %
Початковий стан (новий)	152	100
2 роки	127	84
4 роки	106	69
5 років	47	31

вали незалежно від навантаження. Отже, розроблений метод забезпечує можливість визначати поточний рівень працездатності накопичувача у потрібний для споживача час безпосередньо у штатному режимі роботи та без відключення його від мережі.

Висновки

У результаті проведених досліджень запропоновано та експериментально обґрунтовано новий імпульсний метод визначення поточного рівня працездатності електрохімічних накопичувачів енергії, в основу якого покладено аналіз кривої деполаризації за допомогою дискретного вейвлет-перетворення із застосуванням базису Хаара. Такий підхід дає змогу виділяти кількість дискретних точок розкладу як інформативний параметр деградації. Дані п'ятирічних експериментальних випробувань свинцево-кислотної акумуляторної батареї ємністю 45 А·год підтвердили високу точність оцінювання стану накопичувача та практичну застосовність методу. Показано, що за допомогою короткочасного тестового імпульсу можна визначати поточний рівень працездатності безпосередньо в штатному режимі роботи накопичувача без його відключення від мережі споживача та без порушення технологічного процесу.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- [1] J. Tian, R. Xiong, W. Shen, and J. Lu, "Data-driven battery degradation prediction: Forecasting voltage-capacity curves using one-cycle data," *EcoMat*, vol. 4, no. 5, art. e12213, 2022. doi: 10.1002/eom2.12213.
- [2] N. Noura, L. Boulon, and S. Jemeï, "A review of battery state of health estimation methods: Hybrid electric vehicle challenges," *World Electr. Veh. J.*, vol. 11, no. 4, art. 66, 2020. doi: 10.3390/wevj11040066.
- [3] L. Yao, S. Xu, A. Tang, F. Zhou, and Y. Kou, "A review of lithium-ion battery state of health estimation and prediction methods," *World Electr. Veh. J.*, vol. 12, no. 3, art. 113, 2021. doi: 10.3390/wevj12030113.
- [4] M. Elmahallawy, T. Elfouly, A. Alouani, and A. M. Massoud, "A comprehensive review of lithium-ion batteries modeling, and state of health and remaining useful lifetime prediction," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 119040–119070, 2022. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3221137.
- [5] Z. Wang, G. Feng, D. Zhen, F. Gu, and A. Ball, "A review on online state of charge and state of health estimation for lithium-ion batteries in electric vehicles," *Energy Rep.*, vol. 7, pp. 5141–5161, 2021. doi: 10.1016/j.egy.2021.08.113.
- [6] E. Meissner and G. Richter, "Battery monitoring and electrical energy management: Precondition for future vehicle electric power systems," *J. Power Sources*, vol. 116, no. 1–2, pp. 79–98, 2003. doi: 10.1016/S0378-7753(02)00713-9.
- [7] M. Ye, M. Wei, Q. Wang, G. Ye, and J. Wu, "State of health estimation for lithium-ion batteries based on incremental capacity analysis under slight overcharge voltage," *Front. Energy Res.*, vol. 10, art. 1001505, 2022. doi: 10.3389/fenrg.2022.1001505.
- [8] Z. Wang et al., "A review on rapid state of health estimation of lithium-ion batteries in electric vehicles," *Sustain. Energy Technol. Assess.*, vol. 60, art. 103457, 2023. doi: 10.1016/j.seta.2023.103457.
- [9] A. Nickol et al., "GITT analysis of lithium insertion cathodes for determining the lithium diffusion coefficient at low temperature: Challenges and pitfalls," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 167, no. 9, art. 090546, 2020. doi: 10.1149/1945-7111/ab9404.
- [10] Y.-C. Chien, H. Liu, A. S. Menon, and M. A. Lacey, "A fast alternative to the galvanostatic intermittent titration technique," *Nat. Commun.*, vol. 14, no. 1, art. 7300, 2023. doi: 10.1038/s41467-023-43110-6.
- [11] F. von Bülow, F. Heinrich, and W. A. Paxton, "The future of battery data and the state of health of lithium-ion batteries in automotive applications," *Commun. Eng.*, vol. 3, no. 1, art. 173, 2024. doi: 10.1038/s44172-024-00299-w.
- [12] С. В. Плаксін, М. Я. Житник, Р. Ю. Левченко, та С. Я. Остаповська, "Імпульсний метод оперативного контролю та управління зарядним процесом накопичувача енергії," *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, № 1–3, с. 22–30, 2022. doi: 10.15222/ТКЕА2022.1-3.22.
- [13] Ю. С. Ямненко, В. В. Телега, та К. С. Немчінова, "Використання вейвлет-перетворень Хаара та ОБ при аналізі сигналів," *Електроніка та зв'язок*, т. 22, № 4(99), с. 51–58, 2017. doi: 10.20535/2312-1807.2017.22.4.105272.
- [14] С. В. Плаксін, М. Я. Житник, Р. Ю. Левченко, та ін., "Методика обробки сигналу відгуку електрохімічного накопичувача енергії для оперативного контролю його енергетичного стану," *Труди XXIV МНПК «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, Одеса, Україна, 2023, с. 41–42.
- [15] С. В. Плаксін, Н. Е. Житник, та О. И. Ширман, "Экспериментальный стенд для автоматизированного контроля состояния химических источников тока импульсным методом," *Гірничі електромеханіка та автоматика*, вип. 89, с. 58–63, 2012.

Надійшла до редакції 16.03.2026
Прийнято до друку 14.06.2026

PULSE METHOD FOR DETERMINING THE CURRENT STATE OF HEALTH
OF AN ELECTROCHEMICAL ENERGY STORAGE DEVICE

A single-pulse galvanostatic method for rapid determination of the current State of Health (SOH) of electrochemical energy storage devices in dynamic operating modes has been developed and experimentally validated. The proposed method enables SOH assessment without interrupting normal load operation. It relies on the Haar wavelet transform to process the response signal of the energy storage device to a short-term test pulse. Considering the specific profile of the response signal, which reflects multi-stage electrochemical kinetics and is described by slowly changing functions, applying the Haar wavelet transform yields a real-time time-frequency representation of the electrochemical process. Processing the depolarization curve of the response signal following the test pulse via the Haar wavelet transform restricts the area under the voltage curve, which correlates directly with the utilization factor of active materials. Thus, the derived wavelet parameters serve as informative indicators for evaluating the current SOH within a specified time window of the depolarization voltage curve. Experimental results reveal an irreversible, gradual decline in SOH over operational time driven by degradation processes, with the degradation rate accelerating in the later stages of service life. This behavior highlights the complex, dynamic, and non-linear nature of degradation in electrochemical energy storage systems. Unlike existing diagnostic techniques, the developed single-pulse galvanostatic method eliminates the need to disconnect the energy storage unit from the load, allowing real-time SOH monitoring under actual operating conditions.

Keywords: electrochemical energy storage, state of health (SOH), single-pulse galvanostatic method, response signal, kinetic parameters, Haar wavelet transform.

REFERENCES

- [1] J. Tian, R. Xiong, W. Shen, and J. Lu, "Data-driven battery degradation prediction: Forecasting voltage-capacity curves using one-cycle data," *EcoMat*, vol. 4, no. 5, art. e12213, 2022. doi: 10.1002/eom2.12213.
- [2] N. Noura, L. Boulon, and S. Jemeï, "A review of battery state of health estimation methods: Hybrid electric vehicle challenges," *World Electr. Veh. J.*, vol. 11, no. 4, art. 66, 2020. doi: 10.3390/wevj11040066.
- [3] L. Yao, S. Xu, A. Tang, F. Zhou, and Y. Kou, "A review of lithium-ion battery state of health estimation and prediction methods," *World Electr. Veh. J.*, vol. 12, no. 3, art. 113, 2021. doi: 10.3390/wevj12030113.
- [4] M. Elmahallawy, T. Elfouly, A. Alouani, and A. M. Massoud, "A comprehensive review of lithium-ion batteries modeling, and state of health and remaining useful lifetime prediction," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 119040–119070, 2022. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3221137.
- [5] Z. Wang, G. Feng, D. Zhen, F. Gu, and A. Ball, "A review on online state of charge and state of health estimation for lithium-ion batteries in electric vehicles," *Energy Rep.*, vol. 7, pp. 5141–5161, 2021. doi: 10.1016/j.egy.2021.08.113.
- [6] E. Meissner and G. Richter, "Battery monitoring and electrical energy management: Precondition for future vehicle electric power systems," *J. Power Sources*, vol. 116, no. 1–2, pp. 79–98, 2003. doi: 10.1016/S0378-7753(02)00713-9.
- [7] M. Ye, M. Wei, Q. Wang, G. Ye, and J. Wu, "State of health estimation for lithium-ion batteries based on incremental capacity analysis under slight overcharge voltage," *Front. Energy Res.*, vol. 10, art. 1001505, 2022. doi: 10.3389/fenrg.2022.1001505.
- [8] Z. Wang et al., "A review on rapid state of health estimation of lithium-ion batteries in electric vehicles," *Sustain. Energy Technol. Assess.*, vol. 60, art. 103457, 2023. doi: 10.1016/j.seta.2023.103457.
- [9] A. Nickol et al., "GITT analysis of lithium insertion cathodes for determining the lithium diffusion coefficient at low temperature: Challenges and pitfalls," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 167, no. 9, art. 090546, 2020. doi: 10.1149/1945-7111/ab9404.
- [10] Y.-C. Chien, H. Liu, A. S. Menon, and M. A. Lacey, "A fast alternative to the galvanostatic intermittent titration technique," *Nat. Commun.*, vol. 14, no. 1, art. 7300, 2023. doi: 10.1038/s41467-023-43110-6.
- [11] F. von Bülow, F. Heinrich, and W. A. Paxton, "The future of battery data and the state of health of lithium-ion batteries in automotive applications," *Commun. Eng.*, vol. 3, no. 1, art. 173, 2024. doi: 10.1038/s44172-024-00299-w.
- [12] S. Plaksin, M. Zhitnik, R. Levchenko, and S. Ostapovska, "Pulse technique of in-operation control and management of energy storage charging process (in Ukrainian)," *Technology and design in electronic equipment*, no. 1–3, pp. 22–30, 2022. doi: 10.15222/TKEA2022.1-3.22.
- [13] Yu. Yamnenko, V. Tielieha, and K. Niemchinova, "The use of Haar and OB wavelets in the signals analysis (in Ukrainian)," *Electron. Commun.*, vol. 22, no. 4, pp. 51–58, 2017. doi: 10.20535/2312-1807.2017.22.4.105272.
- [14] S. Plaksin, M. Zhitnik, R. Levchenko et al., "Method of processing the electrochemical energy storage response signal for operational control of its energy state (in Ukrainian)," in *Proc. 24th Int. Sci.-Pract. Conf. "Modern Information and Electronic Technologies"*, Odesa, Ukraine, 2023, pp. 41–42.
- [15] S. V. Plaksin, N. Ye. Zhitnik, and O. I. Shyrman, "Experimental stand for automated monitoring of chemical power sources status by pulse method (in Russian)," *Min. Electromech. Autom.*, no. 89, pp. 58–63, 2012.

Відомості про авторів

Сергій Плаксин, докт. фіз.-мат. наук, зав. відділу, Інститут транспортних систем і технологій Національної академії наук України, Дніпро, Україна;
e-mail: svp@westa-inter.com;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8302-0186>

Микола Житник, наук. співроб., Інститут транспортних систем і технологій Національної академії наук України, Дніпро, Україна;
e-mail: zhitnik0710@gmail.com;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1761-678X>

Руслана Левченко, молод. наук. співроб., Інститут транспортних систем і технологій Національної академії наук України, Дніпро, Україна;
e-mail: R.Y.Levchenko@nas.gov.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2327-009X>

Світлана Остаповська, провідний інженер, Інститут транспортних систем і технологій Національної академії наук України, Дніпро, Україна;
e-mail: Svetlana.ost@westa-inter.com;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0005-6044-9082>

Ірина Тимченко, провід. інженер, Інститут транспортних систем і технологій Національної академії наук України, Дніпро, Україна;
e-mail: stroiteley@ukr.net;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8144-221X>

About the authors

Serhii Plaksin, Dr. Sc., Head of Department, Institute of Transport Systems and Technologies of the National Academy of Sciences of Ukraine ("TRANSMAG"), Dnipro, Ukraine;
e-mail: svp@westa-inter.com;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8302-0186>

Mykola Zhitnik, Scientific Collaboration, Institute of Transport Systems and Technologies of the National Academy of Sciences of Ukraine ("TRANSMAG"), Dnipro, Ukraine;
e-mail: zhitnik0710@gmail.com;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1761-678X>

Ruslana Levchenko, Junior Researcher, Institute of Transport Systems and Technologies of the National Academy of Sciences of Ukraine ("TRANSMAG"), Dnipro, Ukraine;
e-mail: R.Y.Levchenko@nas.gov.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2327-009X>

Svitlana Ostapovska, Leading Engineer, Institute of Transport Systems and Technologies of the National Academy of Sciences of Ukraine ("TRANSMAG"), Dnipro, Ukraine;
e-mail: Svetlana.ost@westa-inter.com;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0005-6044-9082>

Iryna Tymchenko, Leading Engineer, Institute of Transport Systems and Technologies of the National Academy of Sciences of Ukraine ("TRANSMAG"), Dnipro, Ukraine;
e-mail: stroiteley@ukr.net;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8144-221X>



Copyright: © 2026, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Андрій ДУБКО^{1, 2}, Олександр РОМАНЕНКО¹, Сергій РИМАР¹

Україна, м. Київ, ¹Інститут електрозварювання ім. Є. О. Патона НАН України;
²КПІ ім. Ігоря Сікорського

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РОЗПОДІЛУ ГУСТИНИ СТРУМУ В ЕЛЕКТРОДАХ ЕЛЕКТРОХІРУРГІЧНИХ ІНСТРУМЕНТІВ З ПРЯМОКУТНОЮ РОБОЧОЮ ПОВЕРХНЕЮ

Досліджено вплив скін-ефекту на електромагнітні процеси, що відбуваються в прямокутних електродах електрохірургічних інструментів під час протікання через них змінного струму. Математичне моделювання виконувалось за допомогою диференціальних рівнянь в частинних похідних чисельним методом скінчених елементів. Показано, що густина струму нерівномірно розподіляється по периметру електрода: струм концентрується в кутах прямокутного перетину, а в центрі він практично відсутній. Аналіз опору мідного прямокутного електрода в частотному діапазоні від 22 до 880 кГц показав, що зі збільшенням частоти збільшуються джоулеві втрати, що супроводжується додатковим нагріванням електрода і, відповідно, локальним нагріванням біологічних тканин. Модифікація форми робочої поверхні електрода скругленням його кутів призвела до згладження розподілу густини струму та зменшення опору на всіх частотах.

Ключові слова: математичне моделювання, електромагнітні процеси, прямокутні електрохірургічні електроди, частота струму, скін-ефект, розподіл густини струму.

Дослідження скін-ефекту під час проходження струму в електродах є важливим завданням, оскільки він значною мірою визначає концентрацію струму на окремих ділянках їхніх робочих поверхонь. Особливо гостро це питання постає у високочастотній електрохірургії, де використання струмів мегагерцового діапазону значно посилює поверхневий ефект. Скін-ефект спричиняє зміщення струму до зовнішньої поверхні провідника, що зумовлює нерівномірний розподіл густини струму в його поперечному перерізі, призводить до збільшення активного опору та додаткових втрат потужності [1]–[3]. Внаслідок такого теплового виділення через джоулеві втрати виникає локальний перегрів біологічних тканин та самого інструмента [4]–[6]. Це може викликати такі несприятливі явища, як термічний некроз тканин, погіршення якості контакту між електродом і біоматеріалом, а також руйнування ізоляції інструмента.

З іншого боку, характеристики електромагнітних хвиль тісно пов'язані з частотою генератора. Електрохірургічні джерела енергії працюють у високочастотному діапазоні — від 200 кГц до 3,3 МГц, оскільки це дозволяє уникнути небажаної нервово-м'язової стимуляції [7] біологічних тканин в процесі операції.

Отже, для мінімізації негативних наслідків скін-ефекту за умови збереження безпечної робочої частоти необхідно точно спрогнозувати розподіл струму ще на етапі проєктування хірургічних інструментів.

На **рис. 1** показано розподіл густини струму J частотою 48,391 кГц у круглому мідному провіднику. Максимальна концентрація густини струму, що зосереджується рівномірно на його зовнішній поверхні, свідчить про наявність скін-ефекту.

У квадратному мідному провіднику, як це показано на **рис. 2**, густина струму розподіляється по площі перерізу майже рівномірно на частоті 50 Гц, тоді як при 500 Гц більша густина сконцентрована в кутах. Тобто на високих частотах збільшуються електричні втрати і, як наслідок, зростає опір змінному струму.

Практична реалізація електрохірургічних методів тісно пов'язана з нормативним регулюванням робочих частот. В **табл. 1** наведено розподіл радіочастот, дозволених для використання в Україні, що відповідає Резолюції № 63 Регламенту радіозв'язку Міжнародного союзу електрозв'язку [10]. З урахуванням цих вимог в ІЕЗ ім. Є. О. Патона роз-

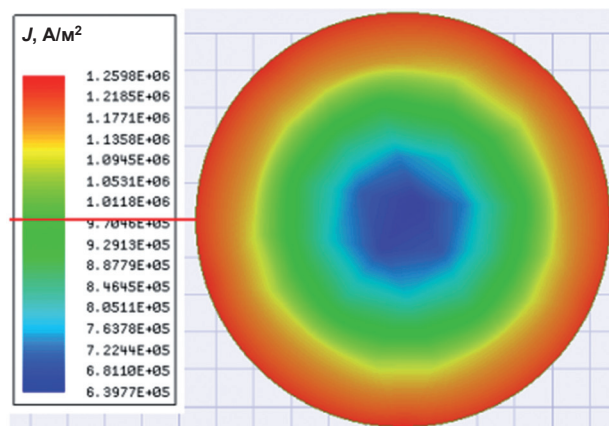


Рис. 1. Розподіл густини струму частотою 48,391 кГц у круглому мідному провіднику радіусом 0,511 мм [8]

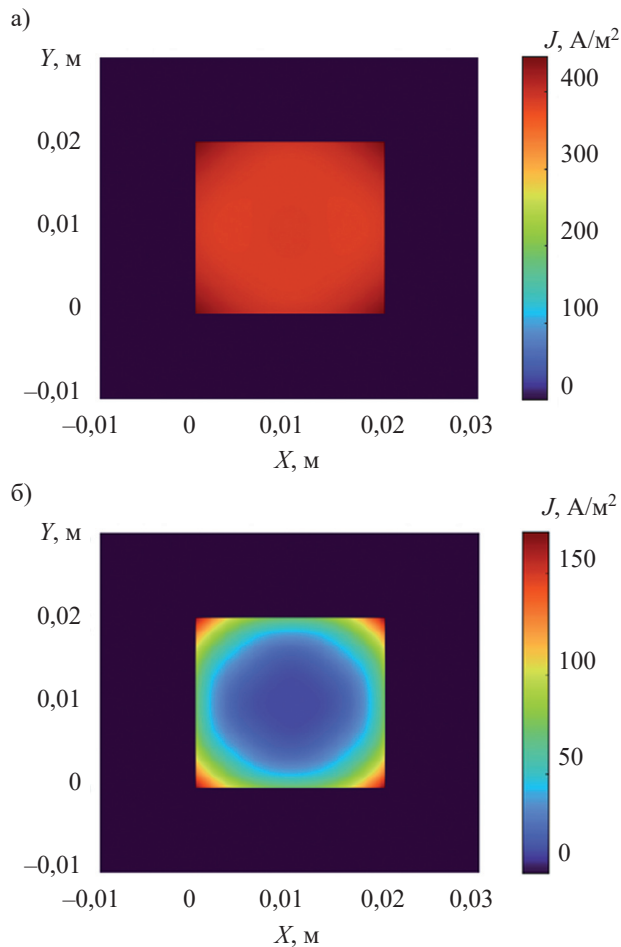


Рис. 2. Розподіл густини струму в квадратному провіднику розміром 20×20 мм на частоті струму 50 Гц (а) та 500 Гц (б) [9]

Таблиця 1

Розподіл дозволених для використання в Україні радіочастот [10]

Номінальне значення частоти і допустиме відхилення	Смуга частот, кГц	Дозволено використання в пристроях*
18 кГц $\pm 7,5\%$	16,7–19,4	П
22 кГц $\pm 7,5\%$	20,4–23,7	П, Н, М
44 кГц $\pm 10\%$	40–48	П, Н, М
66 кГц $+12\%, -10\%$	59–74	П, Н, М
440 кГц $\pm 2,5\%$	429–451	П, Н, М
880 кГц $\pm 1,0\%$	871–889	П, Н, М
1760 кГц $\pm 2,5\%$	1720–1800	П, Н, М
2640 кГц $\pm 1,0\%$	2610–2670	П, М
5280 кГц $\pm 2,5\%$	5150–5410	П, Н, М

*П — промислові;
Н — наукові;
М — медичні радіовипромінювальні пристрої

роблено електрохірургічний генератор ЕКВЗ-300 «ПАТОНМЕД», який працює на дозволений частоті 440 кГц [11]. Науковці Інституту спільно з фахівцями медичної галузі впроваджують в хірургічну практику нові технології високочастотного зварювання [12]–[16], де застосовуються біполярні та монополярні інструменти з різною формою робочих поверхонь.

Ефективність таких технологій суттєво залежить від геометричних і силових параметрів інструмента. Зокрема, розроблений спеціальний біполярний затискач з робочою поверхнею електродів 3×15 мм, призначений для зварювання артерій діаметром 3–8 мм, забезпечує стискання тканин в межах $1,9 \pm 0,2$ МПа. В процесі гідравлічних випробувань зварний шов артерії свині діаметром 7 мм витримав тиск рідини не менше ніж 500 мм рт. ст. (67 кПа) [17]. Проте оптимізація геометричних параметрів таких електродів вимагає детального аналізу електромагнітних процесів у зоні контакту.

Аналітичні розрахунки дозволяють лише наблизити оцінити характеристики електромагнітних процесів системи «зварювальні електроди — біологічна тканина». Числове ж математичне моделювання з високим ступенем точності відображає процеси в цій системі і є важливим етапом у створенні нових ефективних конструкцій електрохірургічних інструментів.

Метою цієї роботи є проведення чисельного математичного моделювання розподілу густини струму в електродах електрохірургічних інструментів з прямокутними робочими поверхнями залежно від частоти струму.

Математична постановка задачі, геометрія та крайові умови моделі

Розподіл густини струму в прямокутних електродах можна визначити розв'язанням системи диференціальних рівнянь Максвелла [18], [19] з відповідними граничними умовами. Ця система має такий вигляд:

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}; \\ \mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}; \\ \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} + j\omega \mathbf{D}; \\ \mathbf{E} = -\nabla V - j\omega \mathbf{A}; \\ \nabla \cdot \mathbf{J} = 0, \end{cases} \quad (1)$$

де ∇ — оператор набла;

$\mathbf{H}$ — вектор напруженості магнітного поля;

$\mathbf{J}$ — вектор густини електричного струму;

$\mathbf{B}$ — вектор магнітної індукції;

$\mathbf{A}$ — вектор магнітного потенціалу;

$\mathbf{E}$ — вектор напруженості електричного поля;

$\mathbf{D}$ — вектор електричної індукції;

σ — питома електрична провідність середовища;

j — уявна одиниця;

ω — кутова частота струму, $\omega = 2\pi f$;

f — частота струму;

V — скалярний електричний потенціал.

Для оцінювання електричних і магнітних властивостей середовища система доповнюється рівняннями зв'язку напруженості магнітного поля з магнітною індукцією і напруженості електричного поля з електричною індукцією:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H};$$

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \mathbf{E}, \quad (2)$$

де μ_0 , ϵ_0 — магнітна та електрична сталі;

μ_r , ϵ_r — відносні магнітна та електрична проникності середовища.

Поєднання закону Ампера та принципу збереження заряду дозволяє отримати розрахункове рівняння:

$$\nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \nabla \times \mathbf{A}) + \sigma \nabla V + (j\omega\sigma - \omega^2 \epsilon_0 \epsilon_r) \mathbf{A} = 0. \quad (3)$$

Розв'язати таку задачу можна, застосувавши чисельний метод скінчених елементів в пакеті COMSOL Multiphysics.

Математичне моделювання проводилося для змінного струму силою 2 А частотою 22, 66, 440 і 880 кГц. Об'єкт дослідження — мідний електрод 1 прямокутного перерізу розмірами 3 × 15 мм (периметр 36 мм), який розміщується в центрі розрахункової області — повітряного прямокутника 2 з поперечним перерізом 18 × 45 мм, як це показано на рис. 3. Граничні умови визначають обмеження поширення електромагнітного поля зовнішніми границями області 2, на яких $\mathbf{n} \times \mathbf{A} = 0$ та $\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} = 0$, де $\mathbf{n}$ — вектор нормалі.

Для забезпечення достатньої точності розв'язання задачі використано скінченно-елементну сітку, яка має загушення в області електрода (рис. 4), що дозволяє мінімізувати похибку розрахунків у зонах високого градієнта поля.

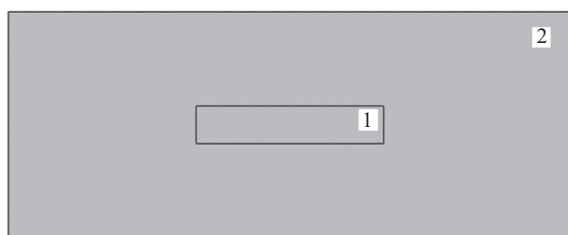


Рис. 3. Розрахункова область моделі:

1 — електрод; 2 — повітря

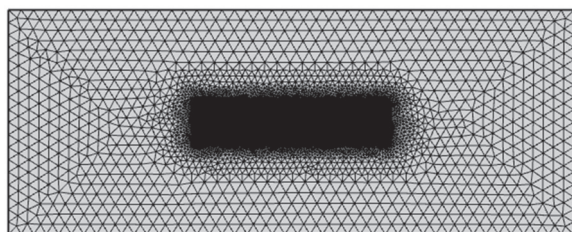


Рис. 4. Скінченно-елементна сітка моделі

Результати моделювання та їх обговорення

Результати моделювання розподілу густини змінного струму для частот 66 і 440 кГц у вигляді двовірних функціонально забарвлених полів, представлено на рис. 5, а об'ємний розподіл для частоти 440 кГц — на рис. 6. Візуалізація полів свідчить про виражену нерівномірність розподілу струму по периметру електрода з концентрацією його максимальних значень у кутових зонах прямокутника.

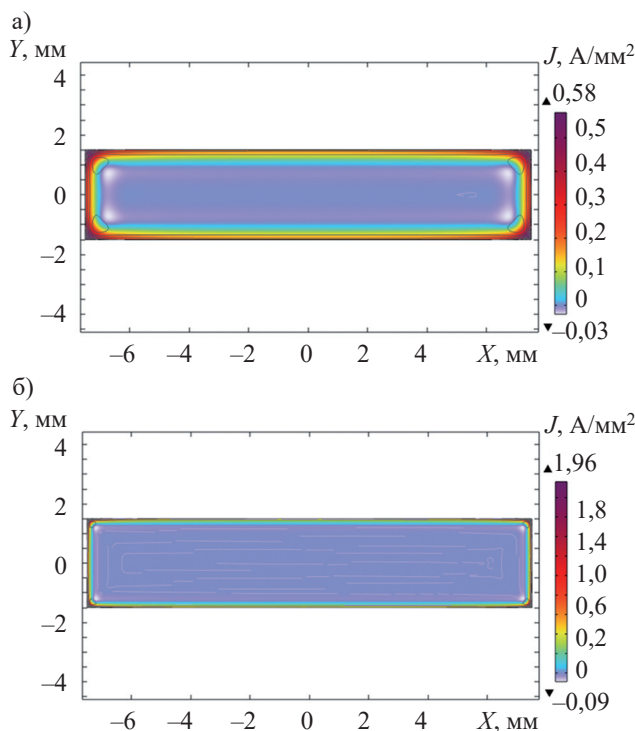


Рис. 5. Розподіл густини змінного струму в мідному прямокутному електроді на частоті 66 кГц (а) та 440 кГц (б)

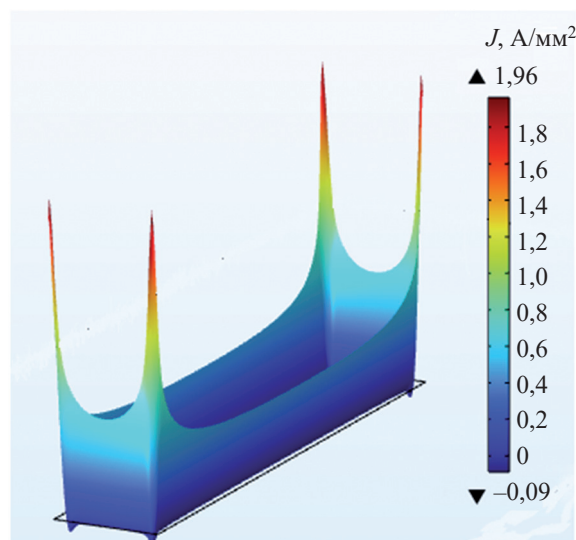


Рис. 6. Тривірна поверхня розподілу густини струму в мідному прямокутному електроді на частоті 440 кГц

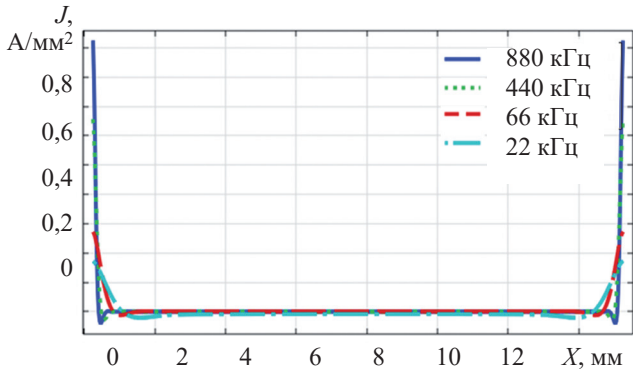


Рис. 7. Розподіл густини струму по робочій поверхні уздовж більшої сторони перерізу прямокутного електрода (по його осі симетрії) на різних частотах

Таблиця 2

Частотна залежність опору мідного електрода “класичного” прямокутного перерізу та зі скругленими кутами

Частота, кГц	Опір електрода, Ом · 10 ⁻⁶	
	класичного	скругленого
22	4,1124	4,0097
66	6,9906	6,7487
440	17,8940	17,0620
880	25,3990	24,1580

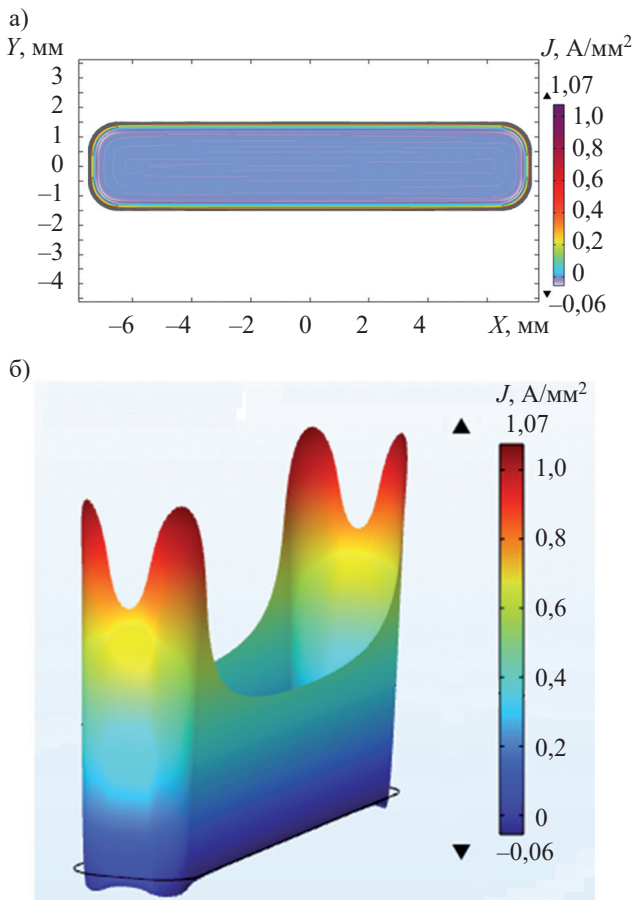


Рис. 8. Дво- (а) та тривимірні (б) моделі розподілу густини змінного струму в мідному прямокутному електроді із скругленими кутами на частоті 440 кГц

Для більш детальної оцінки отримано також графіки розподілу густини струму J уздовж більшої сторони перерізу для всіх досліджуваних частот. Як видно на **рис. 7**, у центральній частині електрода для всіх частот струм практично відсутній, а його максимуми зміщуються до країв, що є прямим наслідком прояву скін-ефекту. При цьому слід зазначити, що зі збільшенням частоти зростають і максимальні значення J .

У **табл. 2** наведено розраховані значення опору мідного електрода з прямокутним поперечним перерізом 3×15 мм висотою 3 мм залежно від частоти. Тут видно, що з підвищенням частоти струму збільшується активний опір електрода, що пояснюється зменшенням ефективної площі поверхні електрода через скін-ефект. Відповідно, зростають джоулеві втрати, що супроводжується додатковим нагріванням електрода і локальним нагріванням біологічних тканин вздовж периметра електрода, особливо в його кутах.

З метою згладжування густини струму в прямокутних електродах було запропоновано модифікацію форми його робочої поверхні скругленням кутів з радіусом 1 мм. Периметр такого перерізу зменшився до 34,28 мм.

Розподіл густини струму в електроді оптимізованої геометрії на частоті 440 кГц представлено на **рис. 8**, а частотна залежність його опору — в **табл. 2**. Порівняльний аналіз результатів вказує на те, що скруглення кутів призвело до згладжування розподілу густини струму та зменшення опору електрода на всіх частотах.

Висновки

Проведене в широкому частотному діапазоні математичне моделювання показало нерівномірність розподілу густини змінного струму в мідному прямокутному електроді: струм концентрується переважно на периферії, особливо в кутових зонах, тоді як у центрі він практично відсутній. При цьому, нерівномірність збільшується зі зростанням частоти. Підвищення частоти призводить також до зростання активного опору електрода через зменшення ефективної площі протікання струму внаслідок скін-ефекту. Це своєю чергою зумовлює інтенсивніше локальне нагрівання периферійних ділянок.

Модифікація геометрії робочої поверхні інструмента скругленням кутів робочої поверхні дозволила суттєво згладити розподіл густини струму та знизити загальний опір електрода. Отримані результати доцільно враховувати на етапі проєктування нових конструкцій високочастотних електрохірургічних інструментів.

У подальших дослідженнях планується проведення чисельного моделювання розподілу густини струму у системі «електрод — біологічна тканина» з урахуванням скін-ефекту й ефекту близькості за наявності паралельних провідників у складній конструкції електродів.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- [1] В. М. Сидорець та А. Г. Дубко, "Розподіл струму в електродах електрохірургічних інструментів при зварюванні біологічних тканин," *Східно-Європейський журнал передових технологій*, no. 3, pp. 24–28, 2015. doi: 10.15587/1729-4061.2015.43372.
- [2] J. A. Pearce, "FEM numerical model study of electrosurgical dispersive electrode design parameters," in *Proc. 37th Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. (EMBC)*, 2015, pp. 2559–2562. doi: 10.1109/EMBC.2015.7318914.
- [3] N. H. Nessler and W. Reischer, "Measuring device for neutral electrodes in electrosurgery," *Measurement*, vol. 33, no. 2, pp. 197–203, 2003. doi: 10.1016/S0263-2241(02)00063-5.
- [4] D. Messenger, F. Carter, E. Noble, and N. Francis, "Electrosurgery and energized dissection," *Surgery (Oxford)*, vol. 38, no. 3, pp. 133–138, 2020. doi: 10.1016/j.mpsur.2020.01.006.
- [5] M. Zareba, T. Szczegielniak, and P. Jablonski, "Influence of the Skin and Proximity Effects on the Thermal Field in a System of Two Parallel Round Conductors," *Energies*, vol. 16, no. 17, art. no. 6341, pp. 1–20, 2023. doi: 10.3390/en16176341.
- [6] V. T. Morgan, "The current distribution, resistance and internal inductance of linear power system conductors—A review of explicit equations," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 28, no. 3, pp. 1252–1262, Jul. 2013. doi: 10.1109/TPWRD.2013.2250314.
- [7] О. Н. Войцеховський, Н. Л. Дон, та О. О. Демченко, "Дослідження поверхневого ефекту та ефекту близькості двопровідної лінії," *Вісник ХНТУ*, no. 4 (67), pp. 31–35, 2018. Available: http://nbuv.gov.ua/UJRN/Vkhntu_2018_4_7.
- [8] J. R. Gonzalez-Teodoro, V. Kindl, E. Romero-Cadaval, and R. Asensi, "Analysis of Skin Effect in Single Wire Resistance by Finite Element Methods," in *Proc. IEEE 14th Int. Conf. Compatibility, Power Electron. Power Eng. (CPE-POWERENG)*, 2020, pp. 19–23. doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161540.
- [9] B. Tabei, A. M. Gole, and B. Kordi, "Skin and Proximity Effect Calculation of a System of Rectangular Conductors Using the Proper Generalized Decomposition Technique," *Energies*, vol. 17, no. 12, art. no. 2828, pp. 1–22, 2024. doi: 10.3390/en17122828.
- [10] О. П. Яненко, С. М. Перегудов, та К. Л. Шевченко, *Радіометричні мікрохвильові методи та засоби вимірювання фізичних величин*. Київ, Україна: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. Available: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/41470>.
- [11] Г. С. Марінський та ін., "Високочастотне обладнання для зварювання живих тканин (Огляд)," *Автоматичне зварювання*, no. 1, pp. 29–37, 2023. doi: 10.37434/as2023.01.05.
- [12] O. Linchevsky, A. Makarov, and V. Getman, "Lung sealing using the tissue-welding technology in spontaneous pneumothorax," *Eur. J. Cardiothorac. Surg.*, vol. 37, no. 5, pp. 1126–1128, 2010.
- [13] N. Umanets, N. V. Pasychnikova, V. A. Naumenko, P. B. Henrich, and A. Cuschieri, "High-frequency electric welding: A novel method for improved immediate chorioretinal adhesion in vitreoretinal surgery," *Graefes Arch. Clin. Exp. Ophthalmol.*, vol. 252, no. 10, pp. 1697–1703, 2014.
- [14] V. Y. Molotkovets et al., "Restoration of the Integrity of a Transected Peripheral Nerve with the Use of an Electric Welding Technology," *Neurophysiology*, vol. 52, no. 1, pp. 31–42, 2020.
- [15] М. Ю. Болгов та ін., *Атлас безлігатурних операцій на щитоподібній залозі*. Київ, Україна: KIM, 2024.
- [16] S. V. Tkachenko, O. V. Romanenko, N. A. Chvertko, and A. G. Dubko, "Current state and prospects for development in welding of biological tissues," in *Welding and Related Technologies: Proceedings of the VIIth International Conference on Welding and Related Technologies (WRT 2024)*, I. Krivtsun et al., Eds. London, UK: CRC Press, 2025, pp. 143–148. doi: 10.1201/9781003518518143-148.
- [17] Б. Е. Патон та О. Н. Иванова, *Тканесохраняющая высокочастотная электросварочная хирургия*. Киев, Украина: Научная думка, 2009.
- [18] В. О. Москалюк та Т. А. Саурова, *Теорія поля*. Київ, Україна: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018.
- [19] Z. Popovic та B. Popovic, *Introductory Engineering Electromagnetics*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 1999.

Надійшла до редакції 3.05.2026
Прийнято до друку 12.06.2026

DOI: 10.15222/TKEA2026.1.70
UDC 615.47:621.791

Andrii DUBKO^{1,2}, Oleksandr ROMANENKO¹,
Serhii RYMAR¹

Ukraine, Kyiv, ¹E. O. Paton Electric Welding Institute
of the NAS of Ukraine;
²Igor Sikorskyi Kyiv Polytechnic Institute

MATHEMATICAL MODELING OF CURRENT DENSITY DISTRIBUTION IN ELECTRODES OF ELECTROSURGICAL INSTRUMENTS WITH RECTANGULAR WORKING SURFACES

This study investigates the influence of the skin effect on electromagnetic processes occurring in the rectangular electrodes of electrosurgical instruments during alternating current flow. The mathematical modeling was performed by solving partial differential equations using the numerical finite element method. The simulation results demonstrate that the current density is unevenly distributed along the perimeter of the electrode: the current is concentrated in the corners of the rectangular cross-section and is practically absent in its center. Analysis of the resistance of a copper rectangular electrode within the frequency range of 22 to 880 kHz showed that increasing the frequency leads to higher Joule losses, accompanied by additional heating of the electrode and, consequently, local heating of biological tissues. Modifying the shape of the electrode's working surface by rounding its corners resulted in a more uniform current density distribution and a reduction in its resistance across all frequencies.

Keywords: mathematical modeling, electromagnetic processes, rectangular electrosurgical electrodes, current frequency, skin effect, current density distribution.

REFERENCES

- [1] V. M. Sydorets and A. G. Dubko, "Current distribution in the electrodes of electrosurgical instruments during welding of biological tissues (in Ukrainian)," *East Eur. J. Adv. Technol.*, no. 3, pp. 24–28, 2015. doi: 10.15587/1729-4061.2015.43372.
- [2] J. A. Pearce, "FEM numerical model study of electrosurgical dispersive electrode design parameters," in *Proc. 37th Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. (EMBC)*, 2015, pp. 2559–2562. doi: 10.1109/EMBC.2015.7318914.
- [3] N. H. Nessler and W. Reischer, "Measuring device for neutral electrodes in electrosurgery," *Measurement*, vol. 33, no. 2, pp. 197–203, 2003. doi: 10.1016/S0263-2241(02)00063-5.
- [4] D. Messenger, F. Carter, E. Noble, and N. Francis, "Electrosurgery and energized dissection," *Surgery (Oxford)*, vol. 38, no. 3, pp. 133–138, 2020. doi: 10.1016/j.mpsur.2020.01.006.
- [5] M. Zareba, T. Szczegielniak, and P. Jablonski, "Influence of the Skin and Proximity Effects on the Thermal Field in a System of Two Parallel Round Conductors," *Energies*, vol. 16, no. 17, art. no. 6341, pp. 1–20, 2023. doi: 10.3390/en16176341.
- [6] V. T. Morgan, "The current distribution, resistance and internal inductance of linear power system conductors—A review of explicit equations," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 28, no. 3, pp. 1252–1262, Jul. 2013. doi: 10.1109/TPWRD.2013.2250314.
- [7] O. N. Voitsekhoyskiy, N. L. Don, and O. O. Demchenko, "Investigation of the surface effect and proximity effect of a two-wire line (in Ukrainian)," *Bull. KhNTU*, no. 4 (67), pp. 31–35, 2018. Available: http://nbuv.gov.ua/UJRN/Vkhntu_2018_4_7.
- [8] J. R. Gonzalez-Teodoro, V. Kindl, E. Romero-Cadaval, and R. Asensi, "Analysis of Skin Effect in Single Wire Resistance by Finite Element Methods," in *Proc. IEEE 14th Int. Conf. Compatibility, Power Electron. Power Eng. (CPE-POWERENG)*, 2020, pp. 19–23. doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161540.
- [9] B. Tabei, A. M. Gole, and B. Kordi, "Skin and Proximity Effect Calculation of a System of Rectangular Conductors Using the Proper Generalized Decomposition Technique," *Energies*, vol. 17, no. 12, art. no. 2828, pp. 1–22, 2024. doi: 10.3390/en17122828.
- [10] O. P. Yanenko, S. M. Peregodov, and K. L. Shevchenko, *Radiometric Microwave Methods and Means of Measuring Physical Quantities* (in Ukrainian). Kyiv, Ukraine: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, 2021. Available: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/41470>.
- [11] G. S. Marinsky et al., "High-frequency equipment for welding living tissues (Review) (in Ukrainian)," *Autom. Welding*, no. 1, pp. 29–37, 2023. doi: 10.37434/as2023.01.05.
- [12] O. Linchevskyy, A. Makarov, and V. Getman, "Lung sealing using the tissue-welding technology in spontaneous pneumothorax," *Eur. J. Cardiothorac. Surg.*, vol. 37, no. 5, pp. 1126–1128, 2010.
- [13] N. Umanets, N. V. Pasyechnikova, V. A. Naumenko, P. B. Henrich, and A. Cuschieri, "High-frequency electric welding: A novel method for improved immediate chorioretinal adhesion in vitreoretinal surgery," *Graef's Arch. Clin. Exp. Ophthalmol.*, vol. 252, no. 10, pp. 1697–1703, 2014.
- [14] V. Y. Molotkovets et al., "Restoration of the Integrity of a Transected Peripheral Nerve with the Use of an Electric Welding Technology," *Neurophysiology*, vol. 52, no. 1, pp. 31–42, 2020.
- [15] M. Y. Bolgov et al., *Atlas of Ligature-Free Operations on the Thyroid Gland* (in Ukrainian). Kyiv, Ukraine: KIM, 2024.
- [16] S. V. Tkachenko, O. V. Romanenko, N. A. Chvertko, and A. G. Dubko, "Current state and prospects for development in welding of biological tissues," in *Welding and Related Technologies: Proceedings of the VIIth International Conference on Welding and Related Technologies (WRT 2024)*, I. Krivtsun et al., Eds. London, UK: CRC Press, 2025, pp. 143–148. doi: 10.1201/9781003518518143-148.
- [17] B. E. Paton and O. N. Ivanova, *Tissue-Protecting High-Frequency Electric Welding Surgery* (in Russian). Kyiv, Ukraine: Naukova Dumka, 2009.
- [18] V. O. Moskalyuk and T. A. Saurova, *Field Theory* (in Ukrainian). Kyiv, Ukraine: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, 2018.
- [19] Z. Popovic and B. Popovic, *Introductory Engineering Electromagnetics*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 1999.

Відомості про авторів

Андрій Дубко, канд. техн. наук, ст. наук. співроб., Інститут електрозварювання ім. Є. О. Патона НАН України; доцент, КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна; e-mail: andreyies17@gmail.com; ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6070-3945>

Олександр Романенко, канд. техн. наук, зав. відділу, Інститут електрозварювання ім. Є. О. Патона НАН України, Київ, Україна; e-mail: romann125@gmail.com; ORCID: <https://orcid.org/0009-0005-7426-0635>

Сергій Рymar, докт. техн. наук, провідний науковий співробітник, Інститут електрозварювання ім. Є. О. Патона НАН України, Київ, Україна; e-mail: elmag@paton.kiev.ua; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0490-4608>

About the authors

Andrii Dubko, Ph.D., Senior Research Fellow, E.O. Paton Electric Welding Institute of the NAS of Ukraine; Associate Professor, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine; e-mail: andreyies17@gmail.com; ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6070-3945>

Oleksandr Romanenko, Head of the Department, E.O. Paton Electric Welding Institute of the NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine; e-mail: romann125@gmail.com; ORCID: <https://orcid.org/0009-0005-7426-0635>

Serhii Rymar, Dr. Sc., Leading Researcher, E.O. Paton Electric Welding Institute of the NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine; e-mail: elmag@paton.kiev.ua; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0490-4608>



Copyright: © 2026, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Юрій ХОМЯК, Микита НОСКОВ

Україна, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

ПАРАМЕТРИЧНИЙ АНАЛІЗ ОРТОГОНАЛЬНОГО ВИХРОСТРУМОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ КОНТРОЛЮ ТОВЩИНИ ДІЕЛЕКТРИЧНИХ ПОКРИТТІВ

Проведено параметричний аналіз ортогонального вихрострумowego перетворювача для контролю товщини діелектричних покриттів на електропровідній основі. Розглянуто вплив частоти збудження, зазору між перетворювачем і поверхнею об'єкта контролю, а також геометричних розмірів перетворювача на амплітуду вихідного сигналу та співвідношення сигнал/шум. Показано, що інформативний сигнал формується внаслідок зміни електромагнітного зв'язку між замкненими контурами збуджувальної та приймальної обмоток і провідною основою через діелектричний шар. Експериментально встановлено, що нормовані градувальні характеристики, отримані для різних частот, мають близьку форму, а найбільша чутливість спостерігається при малих зазорах. За результатами вимірювань обґрунтовано раціональність діапазону частот 200–400 кГц для перетворювачів більших розмірів та показано, що верхня межа контрольованої товщини визначається шириною робочої зони перетворювача.

Ключові слова: вихрострумний контроль, діелектричне покриття, товщинометрія, ортогональний перетворювач, зазор, сигнал/шум.

Контроль товщини діелектричних покриттів на електропровідних основах є важливим для забезпечення довговічності та надійності виробів у машинобудуванні, авіації, енергетиці та транспорті. Покриття (лакофарбові, полімерні, оксидні, композиційні) виконують захисну та функціональну ролі, а їхня товщина визначає ефективність цих властивостей. Відхилення від нормативних значень призводить до погіршення експлуатаційних характеристик і перевитрати матеріалів [1].

Перспективним методом контролю покриттів є вихрострумний, який характеризується безконтактністю, швидкодією, чутливістю до змін електромагнітних параметрів об'єкта контролю та придатністю до автоматизації. Вихрострумові методи ефективні для контролю покриттів — як діелектричних, так і електропровідних, а також параметрів самих провідних матеріалів [1]–[3]. Водночас через те, що в процесі вимірювання товщини непровідних покриттів сигнал формується опосередковано за зміною умов індукції вихрових струмів у провідній основі, результати залежать від частоти, властивостей матеріалу, геометрії котушок, зазору та рівня шумів [2], [3].

У роботах [1], [4]–[6] розглянуто підходи до підвищення точності вихрострумовой товщинометрії, зокрема багатопараметричну обробку сигналів і багаточастотні режими збудження. Встановлено, що на результати вимірювання істотно впливають зазор (*lift-off*), електромагнітні властивості основи та частота сигналу.

Перспективним напрямом є застосування ортогональних та обертових конфігурацій котушок [7]–[9], які зменшують паразитний зв'язок між обмотками та підвищують чутливість. У роботі [10] показано зростання селективності сигналу у разі використання ортогональних структур. Разом з тим, на характеристики поля та точність вимірювання суттєво впливають геометричні параметри перетворювача [11], [12].

Отже, щоб зробити вимірювання товщини покриттів точнішими та надійнішими, необхідно оптимізувати геометричні параметри ортогональних вихрострумowych перетворювачів (ВСП), удосконалити конфігурацію котушок та врахувати їхній вплив на характеристики поля й селективність сигналу.

Метою цієї роботи було встановлення закономірностей впливу частоти збудження, зазору та геометричних параметрів ортогонального вихрострумowego перетворювача на амплітуду вихідного сигналу і співвідношення сигнал/шум для вибору раціональних режимів контролю товщини діелектричних покриттів на електропровідних основах.

Досягнення мети передбачало розв'язання таких завдань: визначення залежностей амплітуди сигналу від зазору для різних матеріалів основи; нормування отриманих характеристик для коректного порівняння; оцінювання частотної залежності співвідношення сигнал/шум; встановлення впливу розмірів ВСП на робочий діапазон вимірювання товщини покриття.

Принцип дії вихрострумового методу

Метод базується на взаємодії змінного електромагнітного поля, яке створюється збуджувальною котушкою, з вихровими струмами, що індукуються в електропровідній основі об'єкта контролю. У випадку абсолютного двообмотувального перетворювача інформативний сигнал виникає внаслідок зміни комплексного імпедансу системи Z та взаємної індуктивності між обмотками при введенні провідного півпростору в область дії поля. Комплексний імпеданс перетворювача може бути представлений у вигляді

$$Z = R + j\omega L, \quad (1)$$

де R — активний опір;

L — індуктивність;

ω — кругова частота, $\omega = 2\pi f$;

f — частота.

Наявність діелектричного шару товщиною h призводить до збільшення ефективної відстані між збуджувальною котушкою та провідною основою, що зумовлює зміну амплітудних і фазових характеристик сигналу, подібну до ефекту варіювання зазору. Для якісного опису зменшення електромагнітного зв'язку при збільшенні товщини діелектричного шару використано наближену експоненціальну модель

$$Z(h) = Z_0 \exp(-h/\delta), \quad (2)$$

де Z_0 — сигнал за нульового ефективного зазору;

δ — характеристична глибина проникнення поля.

Це співвідношення не розглядається як точне аналітичне розв'язання задачі для реальної геометрії ВСП, а використовується як фізично обґрунтована апроксимація монотонного спадання сигналу зі збільшенням відстані між обмотками перетворювача та провідною основою, для якої

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}, \quad (3)$$

де μ , σ — магнітна проникність та електропровідність основи відповідно.

З наведених залежностей випливає, що зі зростанням частоти збуджувального сигналу глибина проникнення електромагнітного поля зменшується, тоді як чутливість до тонких діелектричних покриттів підвищується. Водночас спостерігається посилення впливу шумових компонентів і поверхневої неоднорідності матеріалу. У зв'язку з цим, вибір оптимальної частоти має здійснюватися з урахуванням компромісу між досягненням високої чутливості та забезпеченням стабільності вимірювального сигналу.

Слід зазначити, що у реальних умовах розподіл вихрових струмів є просторово неоднорідним, і точність визначення товщини покриття залежить не лише від величини h , а й від електромагнітних характеристик підкладки та конструктивних особливостей вихрострумового перетворювача [1].

Конструкція ортогонального ВСП

Збуджувальна та приймальна обмотки вихрострумового перетворювача розміщували відповідно до схеми, наведеної на **рис. 1**.

Збуджувальна та приймальна обмотки ортогонального ВСП утворюють два замкнені електричні контури, взаємне розташування яких вибирається так, щоб мінімізувати прямий електромагнітний зв'язок між ними. Ділянки обмоток 3 і 7, а також 4 і 8 орієнтовані взаємно ортогонально, внаслідок чого електрорушійна сила в них не індукується. Водночас ділянки 5 і 6 збуджувальної котушки створюють у провідниках 9 і 10 приймальної котушки електрорушійні сили (ЕРС) однакової величини, але протилежного напрямку [7]–[9]. За відсутності об'єкта контролю геометрія ортогонального розташування забезпечує наближене взаємне компенсування компонентів магнітного потоку збуджувальної обмотки, що зчіплюються з приймальним контуром, тому сумарна ЕРС приймальної обмотки наближається до мінімального рівня, який визначається залишковою асиметрією конструкції, неточністю намотування, паразитними ємнісними зв'язками та шумами вимірювального тракту. При наближенні перетворювача до електропровідної основи у ній індукуються вихрові струми, вторинне електромагнітне поле яких порушує умови компенсації та формує інформативну компоненту вихідного сигналу. У підсумку ЕРС, індуковані в елементах приймальної обмотки окремими ділянками збуджувальної котушки, компенсують одна одну, що призводить до нульового сумарного сигналу. Отже, якщо перетворювач виготовлено з високою точністю та має симетричну конструкцію, то за відсутності об'єкта контролю в зоні вимірювання сигнал на виході приймальної котушки не виникає.

Розглянемо вплив об'єкта контролю, який має захисне покриття товщиною h , виконане з неелек-

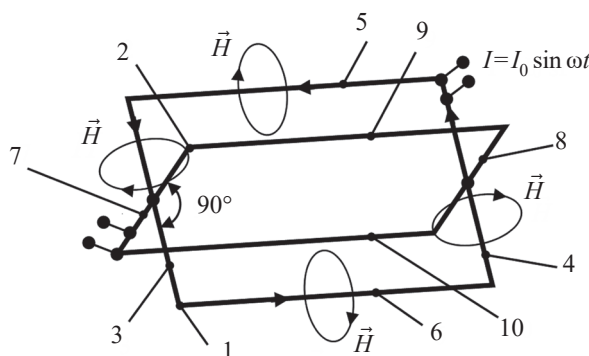


Рис. 1. Схематичне подання взаємного розташування замкнених контурів збуджувальної та приймальної обмоток ортогонального ВСП:

1, 2 — збуджувальна та приймальна котушки; 3...6 — ділянки збуджувальної котушки 1; 7...10 — ділянки приймальної котушки 2; $\vec{H}$ — вектор напруженості електромагнітного поля (формується збуджувальною котушкою ВСП за відсутності об'єкта контролю)

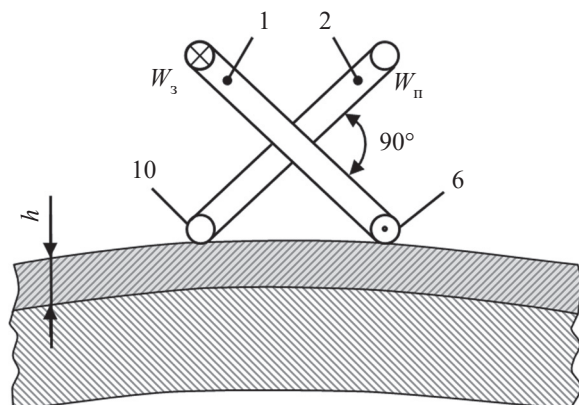


Рис. 2. Спрощена модель взаємодії ортогонального ВСП з електропровідною основою через діелектричне покриття товщиною h

тропровідного та неферромагнітного матеріалу, на структуру електромагнітного поля, що створюється збуджувальною котушкою вихрострумового перетворювача. Припустимо, що на поверхні покриття розташовані відповідні ділянки збуджувальної 6 та приймальної 10 обмоток, як показано на **рис. 2** (W_3 , W_{π} — кількість витків збуджувальної та приймальної котушок відповідно).

Така конструктивна схема забезпечує значне послаблення прямого електромагнітного зв'язку між збуджувальною та приймальною обмотками. В умовах ідеальної симетрії перетворювача вихідний сигнал приймальної котушки за відсутності об'єкта контролю прямує до нульового рівня, тоді як корисна складова формується переважно під впливом вторинного електромагнітного поля, зумовленого вихровими струмами в провідній основі.

ВСП для досліджень виготовлювався намотуванням мідного проводу типу ПЕВ-1 на спеціально розроблені діелектричні каркаси з оргскла із заготовленими пазами для взаємно перпендикулярного розташування обмоток. Така конструкція забезпечує стабільність геометричних параметрів і дотримання ортогональної орієнтації збуджувальної та приймальної котушок. Після завершення намотування балансувалися незакріплені ділянки обмоток, що мінімізувало паразитний електромагнітний зв'язок між ними. Застосування такого підходу є важливим для розширення динамічного діапазону перетворювача та під-

Конструктивні параметри досліджуваних ВСП

№ ВСП	Кількість витків / діаметр проводу обмотки		Розміри обмоток, мм	Розміри каркасу ($a \times b \times c$), мм
	збуджувальної	виміральної		
1	5 / 0,07 мм	35 / 0,15 мм	12×11,5	10×10×14
2			16,5×15	12×12×16
3			40×40	30×30×42

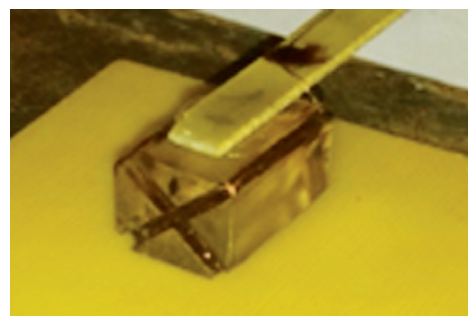
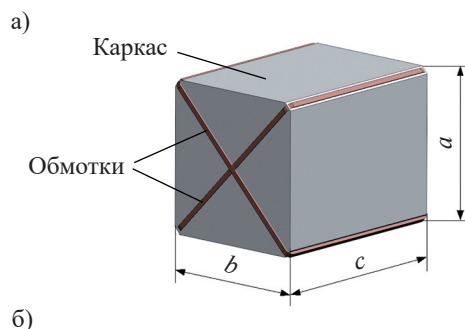


Рис. 3. Конструкція досліджуваного ортогонального ВСП: a — геометричні параметри діелектричного каркаса; b — розміщення обмоток на каркасі

вищення ефективності виділення слабкого інформативного сигналу, обумовленого наявністю діелектричного покриття [11], [12]. Схему конструкції перетворювача та його зовнішній вигляд наведено на **рис. 3**, основні технічні параметри досліджуваних зразків — у **таблиці**.

Методика проведення експерименту

Експериментальні дослідження проводилися із застосуванням вимірювального стенда, структурну схему якого наведено на **рис. 4**.

За допомогою органів керування генератора G (ГЗ-112) формувалася синусоїдальна напруга із заданими значеннями частоти та амплітуди. Для кожного встановленого значення частоти струм збудження перетворювача задавався на основі показів мілівольтметра $PV1$ (ВЗ-38Б), яким вимірювалося падіння на-

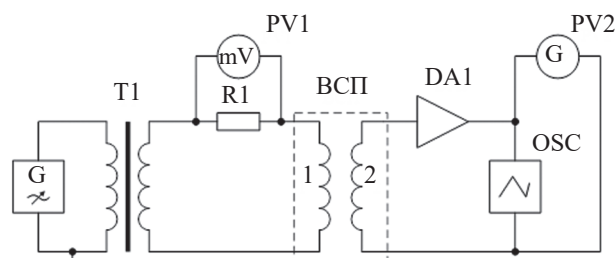


Рис. 4. Структурна схема експериментального стенда для вимірювання сигналу ортогонального ВСП:

G — генератор гармонійного сигналу; $T1$ — узгоджувальний трансформатор; $R1$ — прецизійний резистор (шунт для контролю струму збудження); $DA1$ — інтегральний підсилювач; $PV1$, $PV2$ — вольтметри; OSC — осцилограф

пруги на прецизійному резисторі R1 (типу С2-11, 1 Вт, 1 Ом, $\pm 0,5\%$), що використовувався як шунт. У всьому досліджуваному діапазоні частот — від 10 до 1000 кГц — струм збудження підтримувався на рівні 25 мА, що дозволило коректно порівнювати результати на різних частотах. Для узгодження параметрів збуджувальної обмотки перетворювача з виходом генератора застосовувався широкосмуговий трансформатор на феритовому кільцевому осерді. Вихід вимірювальної обмотки з'єднувався з інтегральним підсилювачем DA1 вимірювального сигналу з коефіцієнтом підсилення 40 дБ у частотній смузі 0–1 МГц. Підсилену напругу вимірювали за допомогою вольтметра PV2 (B7-27Б), для візуального контролю форми сигналу використовувався осцилограф OSC (C1-64).

Моделями покриттів слугували діелектричні прокладки з різних матеріалів, а електропровідних основ — латунь, алюміній і сталь.

Програма досліджень складалася з вимірювання амплітуди сигналу при зміні зазору на різних частотах, нормування отриманих характеристик, аналізу співвідношення сигнал/шум та оцінки впливу розміру ВСП на верхню межу вимірюваної товщини.

Дослідження амплітуди сигналів ВСП на різних частотах при зміні зазору

Досліджувані ортогональні ВСП встановлювалися на поверхню металевих зразків (латунь, алюміній, сталь). Зазор моделювався діелектричними прокладками різної товщини зі склотекстоліту, плексигласу, лавсану, гетинаксу. Товщина контролювалася мікрометром.

У ході експериментів було проаналізовано вплив частоти живлення перетворювача на амплітуду корисного сигналу. Частота генератора встановлювалася дискретно: 50, 100, 200, 400, 600, 800 та 1000 кГц.

На рис. 5 наведено амплітудні залежності сигналу від зазору z для трьох досліджуваних ВСП на алюмінієвій основі, конструктивні характеристики яких наведено вище у таблиці. Аналогічні серії вимірювань були виконані також для латуні та сталі. Вони підтвердили однаковий характер зміни амплітуди U сигналу при збільшенні зазору z , однак відрізнялися абсолютними значеннями амплітуди, що зумовлено різними електромагнітними властивостями матеріалів основи. (Алюміній обрано як репрезентативний немагнітний електропровідний матеріал, для якого вплив магнітної проникності основи є мінімальним, а зміна сигналу визначається переважно електропровідністю та геометричним *lift-off* [7]–[9].)

Отримані залежності свідчать про монотонне зменшення амплітуди сигналу зі збільшенням зазору між перетворювачем і електропровідною основою. Фізично це пояснюється зменшенням електромагнітного зв'язку між полем збуджувальної обмотки та вихровими струмами, індукованими у провідній основі. Нелінійний характер залежностей обумовлю-

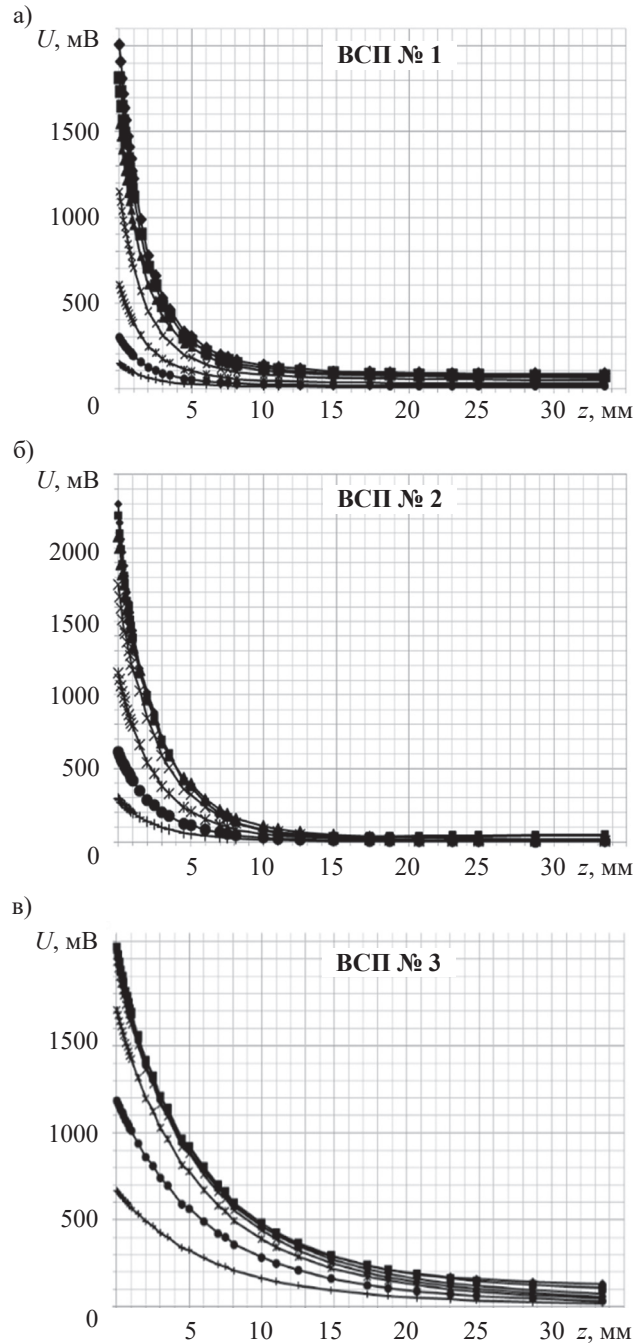


Рис. 5. Залежність амплітуди сигналу від зазору для трьох досліджуваних ВСП на алюмінієвій основі за різної частоти збудження (знизу вверх, у кГц): 50; 100; 200; 400; 600; 800; 1000

ється експоненціальним спаданням електромагнітного поля у провідному середовищі, що узгоджується з оцінкою за глибиною проникнення.

За малих значень зазору щільність вихрових струмів у поверхневому шарі металу є максимальною, що забезпечує найбільшу зміну магнітного потоку, зчепленого з контуром приймальної обмотки. Зі збільшенням зазору індукція вихрових струмів послаблюється, що призводить до зменшення інформативної компоненти сигналу.

Для порівняння форми градуювальних характеристик сигнал нормували за максимальною амплітудою $U_{\max}$. Як видно з рис. 6, залежності нормованої амплітуди сигналу від частоти в діапазоні від 50 кГц до 1 МГц практично збігаються за формою. Це означає, що частота збудження впливає переважно на масштаб сигналу, але не змінює характер залежності від зазору. Такий результат має важливе практичне значення, оскільки дозволяє використовувати узагальнену нормовану градуювальну характеристику для перетворювачів одного типу з урахуванням частотного коефіцієнта. Тобто процедура калібрування може бути суттєво спрощена.

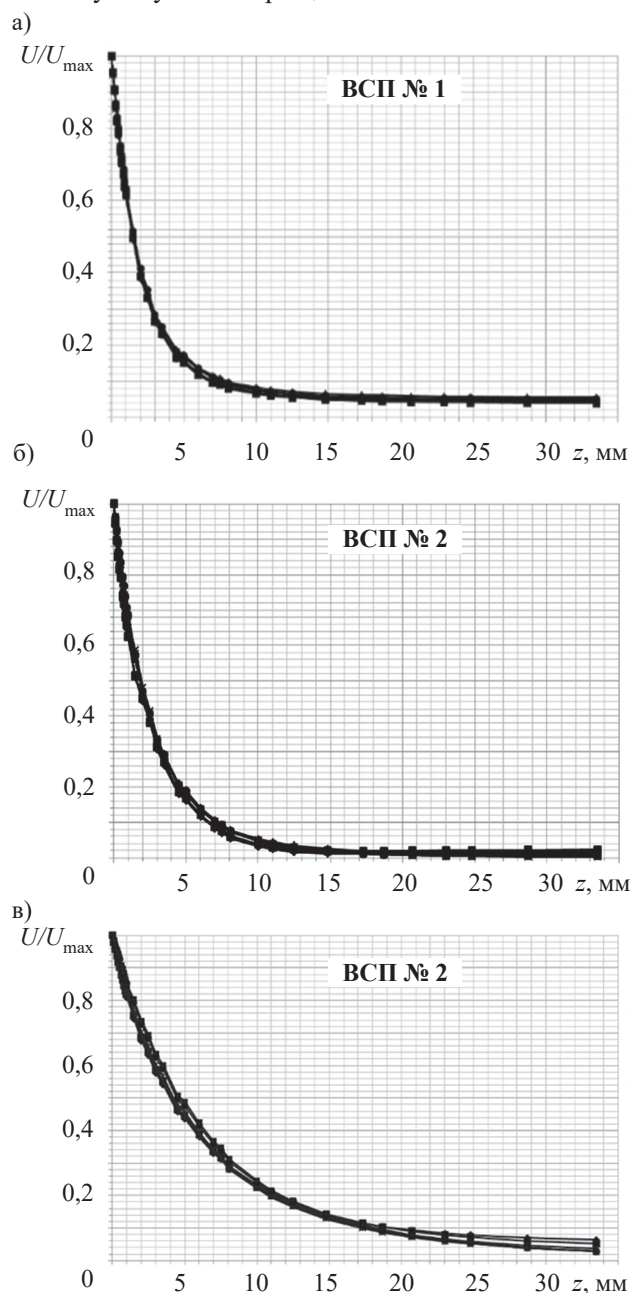


Рис. 6. Нормовані залежності амплітуди сигналу від зазору для трьох досліджуваних ВСП на алюмінієвій основі, отримані в діапазоні частоти збудження від 50 кГц до 1 МГц

Залежність відношення сигнал/шум від частоти

Необхідною умовою забезпечення коректного функціонування вихрострумowego перетворювача є підтримання відношення амплітуди корисного сигналу до рівня шумів не менше ніж 3:1. Зі збільшенням цього показника підвищуються чутливість перетворювача та діапазон вимірювань. У зв'язку з цим подальші дослідження були спрямовані на налаштування ВСП таким чином, щоб досягти максимальної амплітуди інформативного сигналу при одночасному забезпеченні найбільшого співвідношення сигнал/шум (SNR).

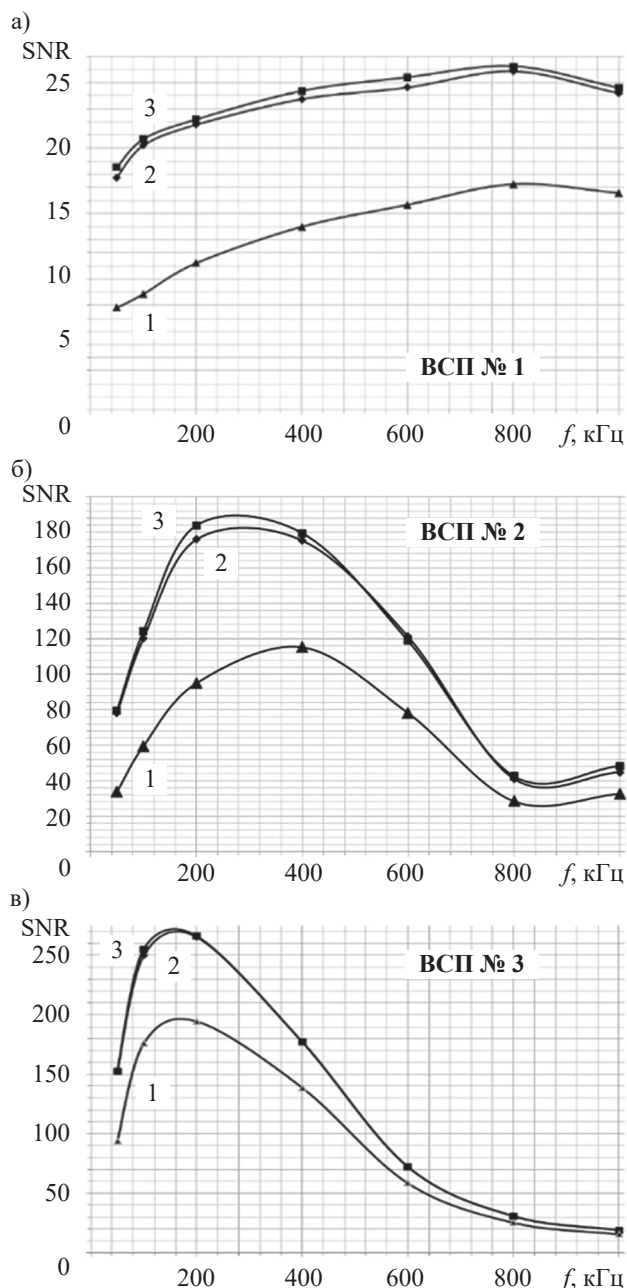


Рис. 7. Залежність відношення сигнал/шум від частоти для трьох досліджуваних ВСП на основі зі сталі (1), латуні (2) та алюмінію (3) при $Z=0$

На відміну від амплітудних характеристик, залежності SNR на **рис. 7** наведено для перетворювачів на всіх трьох основах. Тут видно, що кожному перетворювачу відповідає своя частотна характеристика, що обумовлює вибір робочого частотного діапазону.

Встановлено, що на нижній межі досліджуваного частотного діапазону (близько 10 кГц) рівень шумів становив 4–5 мВ, тоді як із підвищенням частоти він збільшувався і при наближенні до 1 МГц досягав приблизно 100 мВ. Під час проведення вимірювань струм у збуджувальній обмотці підтримувався на рівні 25 мА.

Отримані залежності вказують на те, що оптимальний режим роботи ВСП визначається не максимальним значенням амплітуди сигналу, а максимумом співвідношення сигнал/шум. Зі збільшенням частоти спостерігається одночасне зростання як корисного сигналу, так і рівня шумів, що обумовлено паразитними ємнісними зв'язками, втратами в обмотках та частотними властивостями вимірювального тракту.

Для ВСП більших розмірів максимум співвідношення сигнал/шум досягається в діапазоні 200–400 кГц, що дозволяє розглядати цей інтервал як раціональний робочий діапазон [9]–[12].

Отже, вибір частоти має здійснюватися за критерієм максимуму інформативності сигналу.

Вплив розміру ВСП на діапазон вимірювання товщини

Для демонстрації впливу розміру ВСП на діапазон вимірювання товщини покриттів на **рис. 8** наведено залежності для алюмінієвої основи при частоті 200 кГц — саме ця частота відповідає раціональному діапазону роботи перетворювачів більших розмірів і забезпечує високе співвідношення сигнал/шум [1], [11], [12].

Порівняння характеристик ВСП різних розмірів показало, що геометрія перетворювача визначає робочий діапазон вимірювання товщини покриттів.

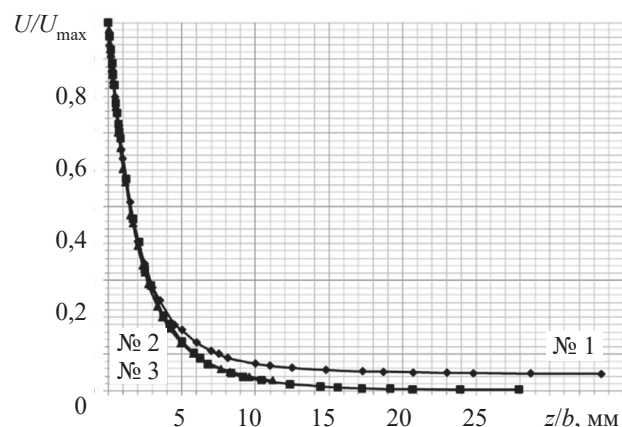


Рис. 8. Залежність приведеної амплітуди від приведенного зазору для ВСП різних розмірів (№1, №2, №3) на алюмінієвій основі при частоті 200 кГц

Зі збільшенням ширини b робочої зони перетворювача зростає об'єм провідної області, яка взаємодіє з електромагнітним полем, що забезпечує збереження інформативності сигналу при більших значеннях зазору. Встановлено, що верхня межа контрольованої товщини покриття становить приблизно $(0,8–1,0)b$.

Висновки

Дослідження показали, що ортогональний вихрострумний перетворювач є ефективним засобом вимірювання товщини діелектричних покриттів на електропровідних основах завдяки зменшенню прямого наведення між обмотками та підвищенню інформативності сигналу.

Проведений аналіз дозволив сформулювати важливі закономірності, що визначають оптимальні умови роботи перетворювача, а саме:

- найбільша інформативність сигналу досягається при малих зазорах і товщині покриття, що підтверджує ефективність ортогонального ВСП у задачах високоточного контролю;

- форма градувальних залежностей майже не змінюється з частотою, що спрощує калібрування та підвищує універсальність перетворювачів одного типу;

- виходячи з критерію максимального відношення сигнал/шум, для більших ВСП доцільно використовувати діапазон 200–400 кГц, тоді як для малогабаритних ВСП максимум SNR досягається близько частоти 800 кГц;

- ширина робочої зони визначає верхню межу контрольованої товщини, раціональний діапазон вимірювань становить приблизно $(0,8–1,0)b$;

- вибір параметрів ВСП має враховувати геометрію, частоту та умови вимірювання, що забезпечує оптимальну інформативність сигналу.

Таким чином, параметри ВСП необхідно визначати на основі комплексного урахування геометрії, частоти та умов вимірювання. Отримані результати можуть бути використані в процесі створення високоточних товщиномірів для лакофарбових, полімерних, оксидних і композиційних покриттів.

Подальші дослідження доцільно спрямувати на чисельне моделювання електромагнітного поля ортогонального вихрострумного перетворювача, аналіз впливу електромагнітних властивостей основи на параметри сигналу, а також розроблення багаточастотних алгоритмів обробки сигналів для підвищення точності товщинометрії діелектричних покриттів.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

[1] X. Meng, M. Lu, W. Yin, A. Bennecer, and K. J. Kirk, "Evaluation of coating thickness using lift-off insensitivity of eddy current sensor," *Sensors (Basel)*, vol. 21, no. 2, p. 419, 2021, doi: 10.3390/s21020419.

[2] S. S. Udpa, and P. O'Moore, *Electromagnetic Testing*, vol. 5, 3rd ed. Columbus, OH, USA: ASNT, 2004, *Nondestructive Testing Handbook*.

[3] І. П. Білокур, Основи дефектоскопії, Київ, Україна: Азимут-Україна, 2004.

[4] A. Abdou, T. Bouchala, B. Abdelhadi, A. Guettafi, and A. Benoudjit, "Nondestructive eddy current measurement of coating thickness of aeronautical construction materials," *Instrumentation Mesure Métrologie*, vol. 18, no. 5, pp. 451–457, 2019. doi: 10.18280/i2m.180504

[5] G. M. Suchkov, Y. V. Khomyak, S. N. Hloba, and L. C. Hieu, "A highly stable eddy current transducer for testing the thickness of dielectric coatings on metal articles," *Meas. Tech.*, vol. 59, no. 4, pp. 369–373, 2016, doi: 10.1007/s11018-016-0973-6.

[6] Хомяк Ю. В., Дроздова Т. В., Корнев І. В., та Носков М. С., "Математичне моделювання накладного ортогонального вихрострумового перетворювача," *Метрологія та прилади*, № 2, с. 65–71, 2025, doi: 10.30837/2663-9564.2025.2.09.

[7] T. Chen, X. Xiao, L. Zhang, C. Lv, Z. Deng, and X. Song, "Design of orthogonal eddy-current probe for weld crack detection," *Int. J. Appl. Electromagn. Mech.*, vol. 64, no. 1–4, pp. 1347–1355, 2020, doi: 10.3233/JAE-209453.

[8] L. Huang, C. Liao, X. Song, T. Chen, X. Zhang, and Z. Deng, "Research on detection mechanism of weld defects based

on orthogonal axial eddy current probe," *Sensors (Basel)*, vol. 20, no. 19, p. 5515, 2020, doi: 10.3390/s20195515.

[9] Z. Xu, X. Wang, and Y. Deng, "Rotating focused field eddy-current sensing for arbitrary orientation defects detection in carbon steel," *Sensors (Basel)*, vol. 20, no. 8, p. 2345, 2020, doi: 10.3390/s20082345.

[10] M. Mussatayev, Q. Yi, M. Fitzgerald, V. K. Maes, P. Wilcox, and R. Hughes, "Directional eddy current probe configuration for in-line detection of out-of-plane wrinkles," *arXiv preprint*, 2023, doi: /arXiv..

[11] M. Song, M. Li, S. Xiao, and J. Ren, "Research on the influence of geometric structure parameters of eddy current testing probe on sensor resolution," *Sensors (Basel)*, vol. 23, no. 14, p. 6610, Jul. 22 2023, doi: 10.3390/s23146610.

[12] Z. Xu, C. Zhu, and J. Jin, "Reduction of pulsed eddy current probe footprint using multiple coils," *J. Nondestruct. Eval.*, vol. 43, no. 2, 2024, doi: 10.1007/s10921-024-01072-x.

Надійшла до редакції 20.04.2026

Прийнято до друку 4.05.2026

DOI: 10.15222/TKEA2026.1.76
UDC 621.317.39:620.179.14:539.216

Yurii KHOMIAK, Mykyta NOSKOV

Ukraine, Kharkiv, National Technical University
«Kharkiv Polytechnic Institute»

PARAMETRIC ANALYSIS OF AN ORTHOGONAL EDDY CURRENT TRANSDUCER FOR MEASURING THE THICKNESS OF DIELECTRIC COATINGS

This paper presents a parametric analysis of an orthogonal eddy current transducer for measuring the thickness of dielectric coatings on conductive substrates. The problem of non-destructive thickness measurement of dielectric coatings is important for the quality assurance and reliability of products in mechanical engineering, aerospace applications, power engineering, and the transport industry. Orthogonal eddy current transducers are promising for this application due to reduced parasitic electromagnetic coupling between excitation and receiving coils and increased sensitivity to changes in the object under test.

The influence of excitation frequency, lift-off between the transducer and the test surface, and geometrical dimensions of the transducer on the output signal amplitude and signal-to-noise ratio is investigated. The informative signal arises from variations in electromagnetic coupling between excitation and receiving coils through the dielectric layer and conductive substrate. Experimental studies were conducted for three orthogonal transducers with different geometrical dimensions using aluminum, brass, and steel substrates with dielectric spacers of different thicknesses simulating coatings. Amplitude characteristics, normalized calibration curves, and signal-to-noise ratio curves were analyzed.

Experimental results demonstrate that normalized calibration characteristics have similar shapes across different excitation frequencies, while the highest sensitivity is observed at small lift-off values. It is shown that excitation frequency mainly affects the signal amplitude and signal-to-noise ratio without significantly changing the general form of the calibration characteristic. Based on the measurements, a rational frequency range of 200–400 kHz is substantiated for larger transducers, and the upper limit of measurable thickness is determined by the width of the transducer's active zone. The obtained results may provide a basis for optimizing orthogonal eddy current transducers in high-precision thickness measurement systems for dielectric coatings and can be used for the development of industrial eddy current thickness gauges.

Keywords: eddy current testing, dielectric coating, thickness measurement, orthogonal transducer, lift-off, signal-to-noise ratio (SNR).

REFERENCES

[1] X. Meng, M. Lu, W. Yin, A. Bennecer, and K. J. Kirk, "Evaluation of coating thickness using lift-off insensitivity of eddy current sensor," *Sensors (Basel)*, vol. 21, no. 2, p. 419, Jan. 9 2021., doi: 10.3390/s21020419.

[2] S. S. Udpa, and P. O'Moore, *Electromagnetic Testing*, vol. 5, 3rd ed. Columbus, OH, USA: ASNT, 2004, *Nondestructive Testing Handbook*.

[3] І. П. Білокур, *Fundamentals of Defectoscopy* (in Ukrainian). Kyiv, Ukraine: Azimut-Ukraine, 2004.

[4] A. Abdou, T. Bouchala, B. Abdelhadi, A. Guettafi, and A. Benoudjit, "Nondestructive eddy current measurement of coating thickness of aeronautical construction materials," *Instrumentation Mesure Métrologie*, vol. 18, no. 5, pp. 451–457, 2019. doi: 10.18280/i2m.180504

[5] G. M. Suchkov, Y. V. Khomyak, S. N. Hloba, and L. C. Hieu, "A highly stable eddy current transducer for testing the thickness of dielectric coatings on metal articles," *Meas. Tech.*, vol. 59, no. 4, pp. 369–373, 2016, doi: 10.1007/s11018-016-0973-6.

[6] Y. V. Khomyak, T. V. Drozdova, I. V. Kornev, and M. S. Noskov, "Mathematical modeling of the overlay orthogonal eddy current transducer (in Ukrainian)," *Metrology and Instruments*, no. 2, pp. 65–71, 2025, doi: 10.30837/2663-9564.2025.2.09.

[7] T. Chen, X. Xiao, L. Zhang, C. Lv, Z. Deng, and X. Song, "Design of orthogonal eddy-current probe for weld crack detection," *Int. J. Appl. Electromagn. Mech.*, vol. 64, no. 1–4, pp. 1347–1355, 2020, doi: 10.3233/JAE-209453.

[8] L. Huang, C. Liao, X. Song, T. Chen, X. Zhang, and Z. Deng, "Research on detection mechanism of weld defects based on orthogonal axial eddy current probe," *Sensors (Basel)*, vol. 20, no. 19, p. 5515, 2020, doi: 10.3390/s20195515.

[9] Z. Xu, X. Wang, and Y. Deng, "Rotating focused field eddy-current sensing for arbitrary orientation defects detection in carbon

steel," *Sensors (Basel)*, vol. 20, no. 8, p. 2345, 2020, doi: 10.3390/s20082345.

[10] M. Mussatayev, Q. Yi, M. Fitzgerald, V. K. Maes, P. Wilcox, and R. Hughes, "Directional eddy current probe configuration for in-line detection of out-of-plane wrinkles," *arXiv preprint*, 2023, doi: /arXiv..

[11] M. Song, M. Li, S. Xiao, and J. Ren, "Research on the influence of geometric structure parameters of eddy current testing probe on sensor resolution," *Sensors (Basel)*, vol. 23, no. 14, p. 6610, Jul. 22 2023, doi: 10.3390/s23146610.

[12] Z. Xu, C. Zhu, and J. Jin, "Reduction of pulsed eddy current probe footprint using multiple coils," *J. Nondestruct. Eval.*, vol. 43, no. 2, 2024, doi: 10.1007/s10921-024-01072-x.

Відомості про авторів

Хомяк Юрій Валентинович, канд. техн. наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», Україна;
e-mail: Yurii.Khomiak@khpi.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6998-8393>

Носков Микита Сергійович, аспірант, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», Україна;
e-mail: Mykyta.Noskov@infiz.khpi.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0002-2299-1418>

About the authors

Yurii Khomiak, Ph.D., Associate Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Ukraine;
e-mail: Yurii.Khomiak@khpi.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6998-8393>

Mykyta Noskov, Ph.D. Student, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Ukraine;
e-mail: Mykyta.Noskov@infiz.khpi.edu.ua;
ORCID: <https://orcid.org/0009-0002-2299-1418>



Copyright: © 2026, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Видавець і виготовлювач версії online
ПП «Політехперіодика»
(65015, Одеса, пр-т Шевченка, б. 21в, к. 52)
E-mail: journal@tkea.com.ua
Web-сайт: www.tkea.com.ua, тел. +38 099 444 63 52

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3232 від 09.07.2008

Підписано до друку 23.06 2026 р. Формат 60×84 1/8. Друк. арк. 11,0. Тираж 50 прим. Зам. № 176

Оригінал-макет виготовлено у видавництві «Політехперіодика»
(65015, Одеса, пр-т Шевченка, б. 21в, к. 52)

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3232 від 09.07.2008 р.

Надруковано ТОВ «Сімекс-прінт» з готового оригінал-макету
(65005, Одеса, вул. Дальницька, 53, тел. (048) 709 20 50)

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3807 від 22.06.2010

