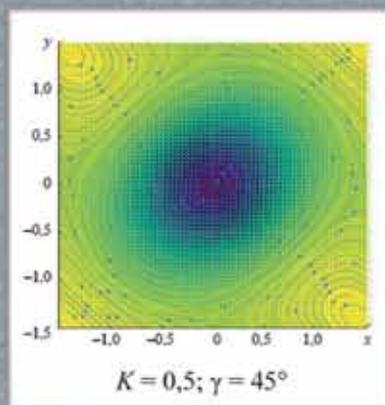


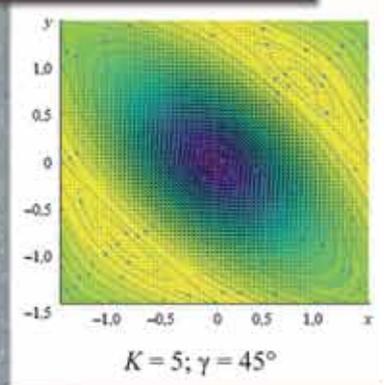
ТЕХНОЛОГІЯ ТА КОНСТРУЮВАННЯ В ЕЛЕКТРОННІЙ АПАРАТУРІ

До статті

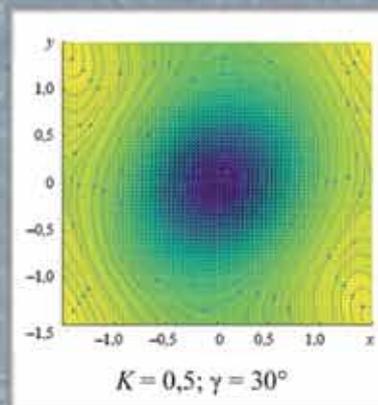
«Розподіл вихрових електричних
струмів в анізотропному
електропровідному
трансформаторі»



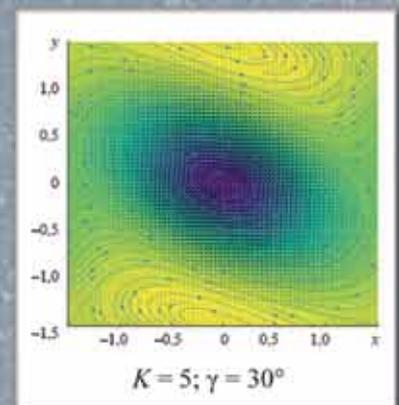
$K = 0,5; \gamma = 45^\circ$



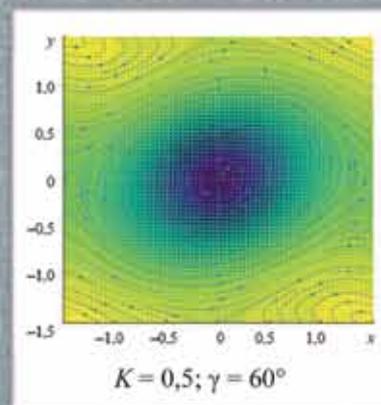
$K = 5; \gamma = 45^\circ$



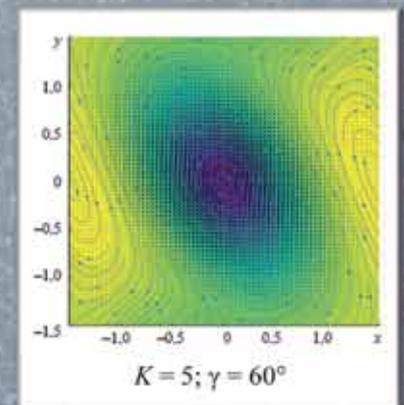
$K = 0,5; \gamma = 30^\circ$



$K = 5; \gamma = 30^\circ$



$K = 0,5; \gamma = 60^\circ$



$K = 5; \gamma = 60^\circ$

Векторні поля для різних значень коефіцієнта анізотропії (K)
та кута орієнтації кристалграфічної осі Ox (γ)

3–4 2025

ЛИПЕНЬ — ГРУДЕНЬ

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

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

Виходить один раз на 3 місяці

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 (ІП «Політехперіодика», м. Одеса, Україна)

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Світлана АНТОЩУК, д.т.н. (Одеська політехніка, Україна)

Андрій БОНДАРЄВ, д.т.н. (Львівська політехніка, Україна)

*Dmitri VINNIKOV, Dr.Sc. (Tallinn University of Technology,
Tallinn, Estonia)*

*Klodian DHOSKA, Dr.Sc. (Polytechnic University of Tirana,
Albania)*

Ilya GALKIN, Prof. (Riga Technical University, Latvia)

*Едуард ГЛУШЕЧЕНКО, к.т.н. (НВП «Сатурн», м. Київ,
Україна)*

Damien GUILBERT, Dr. (Universite de Lorraine, France)

*Анатолій ДРУЖИНИН, д.т.н. (Львівська політехніка,
Україна)*

*Анатолій ЄФІМЕНКО, д.т.н. (Одеська політехніка,
Україна)*

*Дмитро КОРБУТЯК, д.ф.-м.н. (ІФН НАН України,
м. Київ, Україна)*

*Семен КРУКОВСЬКИЙ, д.т.н. (НВП «Електрон-Карат»,
м. Львів, Україна)*

*Володимир ЛИСЕНКО, д.ф.-м.н., чл.-кор. НАН України
(ІФН НАН України, м. Київ, Україна)*

*João MARTINS, Prof. (Universidade NOVA de Lisboa, Lisbon,
Portugal)*

*Diego P. MORALES, Prof. (Universidad de Granada, Granada,
Spain)*

Ігор НЕВЛЮДОВ, д.т.н. (ХНУРЕ, м. Харків, Україна)

*Denis NIKA, Ph.D. (Moldova State University, Chisinau,
Moldova)*

*Юрій НИКОЛАЄНКО, д.т.н. (КПІ імені Ігоря Сікорського,
м. Київ, Україна)*

*Vitor PIRES, Prof. (Instituto Politécnico de Setúbal,
Portugal)*

*Сергій ПЛАКСІН, д.ф.-м.н. (ІТСТ НАН України
«Трансмаз», м. Дніпро, Україна)*

*Вадим ПРОКОПЕЦЬ, к.ф.-м.н. (КНУ імені Тараса
Шевченка, м. Київ, Україна)*

Noel RODRIGUEZ, Prof. (Universidad de Granada, Spain)

*Enrique ROMERO-CADAVAL, Prof. (Universidad de
Extremadura, Badajoz, Spain)*

*Олександр РИБКА, к.ф.-м.н. (ІНІЦ ХФТІ м. Харків,
Україна)*

*Андрій САДЧЕНКО, к.т.н. (Одеська політехніка,
Україна)*

*Павло САФРОНОВ, к.т.н. (КПІ імені Ігоря Сікорського,
м. Київ, Україна)*

*Валерій СИТНИКОВ, д.т.н. (Одеська політехніка,
Україна)*

*Сергій СТЕПЕНКО, к.т.н. (Чернігівський національний
технологічний університет, Україна)*

*Василь ТОМАШИК, д.х.н. (ІФН НАН України, м. Київ,
Україна)*

*Володимир ТРОФІМОВ, к.т.н. (Одеська політехніка,
Україна)*

*Олександр ТРОЯНСЬКИЙ, к.т.н. (Одеська політехніка,
Україна)*

Контактна інформація

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

**ТЕХНОЛОГІЯ
ТА
КОНСТРУЮВАННЯ
В
ЕЛЕКТРОННІЙ
АПАРАТУРІ**

НАУКОВО-ВИРОБНИЧИЙ ЖУРНАЛ

2025 № 3–4

Рік видання 49-й

Журнал увіходить до Переліку наукових фахових видань України у галузях «Технічні науки», «Фізико-математичні науки» (категорія «Б») за спеціальностями 105, 123, 132, 141, 151, 152, 163, 171, 172

УДК 621; УДК 681; УДК 536

Входить до міжнародної довідкової системи з періодичних та продовжуваних видань Ulrich's Periodicals Directory (США), міжнародної системи бібліографічних посилань CrossRef, бази даних DOAJ, Open Ukrainian Citation Index (OUCI), Google Scholar; реферується в УРЖ «Джерело»

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

Схвалено до друку Вченою радою Національного університету «Одеська політехніка» (Протокол № 8 від 24.12.2025 р.)
Відп. за випуск: О. А. 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

Розподіл вихрових електричних струмів в анізотропному електропровідному трансформаторі. *Анатолій Ащеулов, Микола Дерев'янчук* 3

Електронні засоби: дослідження, розробки

Плівковий гетероперехід з нанокластерною підсистемою для фотоелементів нового типу. *Володимир Ковальчук, Діана Попряга, Дмитро Дячок* (англійською)..... 9

Розробка математичної моделі фоточутливого сенсора холла на основі CdS. *Віктор Сергійчук, Остап Олійник* (англійською).... 15

Системи передачі та обробки сигналів

Виявник несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої Гаусових завад. *Ігор Цевух, Анастасія Сакович*..... 22

Порівняльний аналіз методів автоматичної класифікації цифрових модуляцій на основі глибинних нейронних мереж. *Іван Горбатий, Олександр Усатий*..... 33

Функціональна мікро- та наноелектроніка

Розробка та моделювання високоточного МРРТ-контролера для тонкоплівкових сонячних елементів. *Віталій Феденько, Богдан Дзундза* (англійською)..... 40

Енергетична електроніка

Перспективи використання активного балансування в багато-модульних акумуляторних батареях. *Дмитро Ліпко, Арсеній Найдьонов, Юлія Кожушко, Юлія Бондаренко, Павло Сафронів, Олександр Бондаренко* 47

Мікропроцесорні пристрої та системи

Апаратна частина системи моніторингу параметрів руху механізму хитання. *Олексій Ластовецький, Олександр Ємець, Сергій Чуприков, Олександр Бондаренко*..... 56

До історії науки та техніки

Від кріоелектроніки до космічного зв'язку (до 90-річчя Л. Г. Гассанова). *Едуард Глушеченко* 66

CONTENTS

New components for electronic equipment

Distribution of eddy electric currents in an anisotropic electrically conductive transformer. *Anatoly Ashcheulov, Mykola Derevianchuk* 3

Electronic devices: research, development

Film heterojunction with nanocluster subsystem for new type of photocells. *Volodymyr Kovalchuk, Diana Popryaga, Dmytro Dyachok*..... 9

Development of a mathematical model for a CdS-based photosensitive hall sensor. *Viktor Sergiichuk, Ostap Oliinyk*..... 15

Signals transfer and processing systems

Detector of asynchronous pulse noise in conditions of additive mixture of uncorrelated and discrete in range correlated gaussian noise. *Igor Tsevukh, Anastasiya Sakovich*..... 22

Comparative analysis of digital modulation classification methods based on deep neural networks. *Ivan Horbatiy, Oleksandr Usatyi*... 33

Functional micro- and nanoelectronics

Development and simulation of a high-precision MPPT controller for thin-film solar cells. *Vitalii Fedenko, Bogdan Dzunga* 40

Power electronics

Application prospects of active balancing in multi-module battery packs. *Dmytro Lipko, Arsenii Naidonov, Yuliia Kozhushko, Yuliia Bondarenko, Pavlo Safronov, Oleksandr Bondarenko*..... 47

Microprocessor-based devices and systems

Hardware component of the system for monitoring the motion parameters of the mold oscillation mechanism. *Oleksii Lastovetskii, Oleksandr Yemets, Serhii Chuprykov, Oleksandr Bondarenko*..... 56

On the history of science and engineering

From cryoelectronics to space communication (on the occasion of the 90th anniversary of L. G. Gassanov). *Eduard Glushechenko*..... 66

The journal is included in the category «Б» of the List of scientific specialized publications of Ukraine in the fields of Technical Sciences and Physical and Mathematical Sciences by the following specialties: 105, 123, 132, 141, 151, 152, 163, 171, 172

UDC 621; UDC 681; UDC 536

The journal is referenced in the International reference system «Ulrich's Periodicals Directory» (USA), CrossRef bibliographic references system, DOAJ database, Open Ukrainian Citation Index (OUCI) 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 8, 24.12.2025)

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

E-mail: ashcheulov.anatoly@gmail.com, m.derevianchuk@chnu.edu.ua

РОЗПОДІЛ ВИХРОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ СТРУМІВ В АНІЗОТРОПНОМУ ЕЛЕКТРОПРОВІДНОМУ ТРАНСФОРМАТОРІ

Досліджено формування та розподіл вихрових електричних струмів у конструкції анізотропного електропровідного трансформатора як елемента інфокомунікаційних систем. Побудовано математичну модель у вигляді диференціального рівняння, що враховує тензорну природу електропровідності матеріалу пластини. Проведено чисельне моделювання та візуалізацію векторних полів струмів. Показано, що при коефіцієнті анізотропії $K > 1$ контури вихрових струмів витягуються вздовж осі з більшою провідністю, а при $K < 1$ — уздовж ортогональної. Встановлено зв'язок між анізотропією та тепловими втратами, що важливо для проєктування високоєфективних елементів телекомунікаційних систем.

Ключові слова: електропровідність, анізотропія, тензор, вихровий електричний струм, трансформатор, елементи інфокомунікаційної системи.

Сучасні інфокомунікаційні системи потребують високоефективних компонентів із передбачуваними електрофізичними характеристиками, здатних забезпечити узгодження енергетичних параметрів між джерелами та споживачами. Особливу увагу привертають анізотропні електропровідні матеріали, які відкривають нові можливості для підвищення ефективності процесів перетворення електромагнітної енергії.

У наших попередніх роботах досліджувалися закономірності розподілу електричного струму в анізотропному електропровідному середовищі [1] та було показано залежність поперечних і поздовжніх складових струму від геометричних розмірів і орієнтаційних факторів [2], [3]. Встановлено, що властивості анізотропних матеріалів значною мірою визначають ефективність роботи пристроїв, побудованих на їх основі, зокрема анізотропних електропровідних трансформаторів (АЕТ).

Подальші дослідження були спрямовані на створення матеріалів із підвищеними коефіцієнтами анізотропії електропровідності [4], що забезпечують зменшення енергетичних втрат та стабільність електрофізичних параметрів у широкому діапазоні частот. Останні результати показали, що використання таких матеріалів в АЕТ дозволяє суттєво знизити теплові втрати, усунути гістерезисні явища та підвищити енергоефективність систем [5].

На відміну від класичних електромагнітних трансформаторів АЕТ не мають магнітного осердя, а перетворення енергії відбувається завдяки особливостям поперечних ефектів анізотропних електропровідних структур [1]. Попри те, що їхній коефіцієнт корисної

дії (ККД) складає близько 63%, такі пристрої мають суттєві переваги: вони компактні, термостійкі, нечутливі до механічних вібрацій, а також забезпечують високу стабільність параметрів у широкому діапазоні частот. Через це АЕТ доцільно застосовувати в узгоджувальних модулях, мікрохвильових фільтрах, системах живлення малопотужних передавачів, підсилювачах сигналів, схемах гальванічної розв'язки цифрових інтерфейсів, сенсорних вузлах телекомунікаційного обладнання тощо, де важливими є мінімальні розміри, надійність та електромагнітна сумісність, а не максимальний ККД.

Попри значний обсяг наявних досліджень в цій області, залишаються недостатньо вивченими закономірності впливу анізотропії провідності та орієнтації кристалографічних осей на формування вихрових електричних струмів у робочих елементах трансформаторів, які є визначальним у теплових втратах. Відсутність узагальненої моделі просторового розподілу вихрових струмів обмежує можливості оптимізації таких пристроїв.

Метою цієї роботи є теоретичний аналіз та чисельне моделювання розподілу вихрових електричних струмів провідності в анізотропних електропровідних трансформаторах залежно від коефіцієнта анізотропії та кута орієнтації кристалографічних осей.

Для досягнення зазначеної мети розглянемо розподіл і динаміку вихрових електричних струмів провідності, що виникають в об'ємі анізотропної пластини під дією змінного електричного поля. Отримані результати дозволять уточнити особливості електродинамічних процесів в анізотропних середовищах і визначити умови оптимального керування параметрами електромагнітного перетворення.

Об'єкт дослідження

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

Електропровідність $\hat{\sigma}$ матеріалу анізотропної пластини l представляється тензором другого рангу і після орієнтації кристалографічної осі Ox під деяким кутом γ має вигляд [4]

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

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

Поздовжня σ_{\parallel} та поперечна σ_{\perp} складові провідності [6] описуються як

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

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

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

Основним параметром матеріалу пластини l є коефіцієнт анізотропії K , який визначається формулою

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

Поперечно-поздовжній коефіцієнт перетворення m визначається як відношення складових провідності σ_{\perp} та σ_{\parallel} і є основним параметром АЕТ [7]:

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

Якщо до вхідних електропідводів 4, 5 такого пристрою прикласти напругу $U_{\text{вх}} = U_0 \sin \omega t$, то через його об'єм почне протікати електричний струм $I(t) = I_0 \sin \omega t$. При цьому $I(t) = U_{\text{вх}} / Z(t)$, де $Z(t)$ — повний вхідний опір трансформатора, що у загальному випадку визначається режимом його роботи.

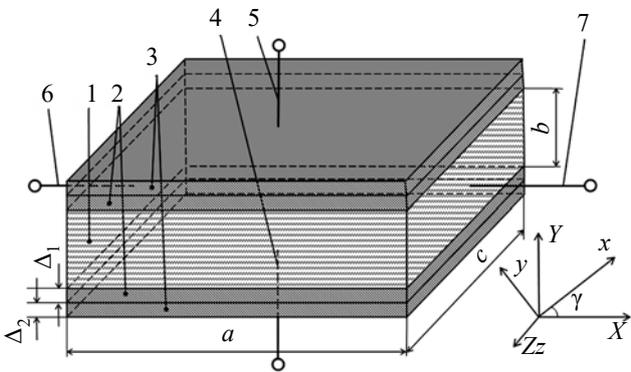


Рис. 1. Схематична конструкція анізотропної електропровідної структури:

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

При використанні цієї анізотропної структури як основного елемента АЕТ повний вхідний опір $Z(t)$ визначатиметься через активну R_a та ємнісну X_c складові [8]:

$$Z(t) = \sqrt{R_a^2 + X_c^2}; \quad (6)$$

$$R_a = \frac{b}{ac} \cdot (\sigma_{11} \cos^2 \gamma + \sigma_{22} \sin^2 \gamma); \quad (7)$$

$$X_c = \frac{1}{\omega c} = \frac{1}{\omega} \frac{ac}{b} \cdot \epsilon \cdot \epsilon_0. \quad (8)$$

де a, b, c — розміри пластини;

$\omega = 2\pi f$ — кругова частота прикладеної напруги до контактів 4, 5;

ϵ, ϵ_0 — діелектрична проникність шару діелектричного матеріалу та вакууму відповідно.

Напруженість електричного поля

$$e = \frac{U_R}{b}, \quad (9)$$

де

$$U_R = \frac{b}{ac} (\sigma_{11} \cos^2 \gamma + \sigma_{22} \sin^2 \gamma) \cdot I. \quad (10)$$

Струм $I(t)$, що протікає у пластині, викликає появу магнітного поля напруженістю \vec{H} . Однак внаслідок малих значень магнітної проникності та електропровідності матеріалу пластини величина цих струмів є незначною, що обумовлює малу величину тепла Джоуля, яке виділяється в її об'ємі. При цьому зазначимо, що \vec{H} спрямовано вздовж осі Oz , а напрямок визначається полярністю $I(t)$.

Унаслідок анізотропії електропровідності в об'ємі пластини виникають викривлення вихрових струмів, що описуються виразами

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

$$J_{\perp} = \sigma_{\perp} \cdot e = e(\hat{\sigma}_{11} - \hat{\sigma}_{22}) \cos \gamma \sin \gamma. \quad (12)$$

Ступінь взаємодії вихрових електричних струмів провідності визначається, з одного боку, коефіцієнтом анізотропії матеріалу пластини K і кутом нахилу γ , з іншого.

Постановка задачі

Нехай пластина має розміри $a \times b \times c$ і розташована так, що її площини лежать у таких межах:

$$-\frac{a}{2} \leq x \leq \frac{a}{2}, \quad -\frac{b}{2} \leq y \leq \frac{b}{2}, \quad -\frac{c}{2} \leq z \leq \frac{c}{2}. \quad (13)$$

Матеріал пластини характеризується тензором електропровідності другого рангу, що описується формулою (1).

На пластину діє змінне магнітне поле, спрямоване вздовж осі Oz :

$$B_z = B_0 e^{i\omega t}; \quad B_x = B_y = 0. \quad (14)$$

Під дією магнітного поля в об'ємі пластини виникають вихрові електричні струми провідності, просторовий розподіл яких визначається законом Фарадея та законом Ома для анізотропного середовища.

Граничні умови

а) Непроникність для струмів на бічних поверхнях:

$$j_x = 0 \text{ при } x = \pm a/2; \quad j_y = 0 \text{ при } y = \pm b/2. \quad (15)$$

б) Скін-ефект у напрямку товщини пластини:

$$j_{x,y}(z) \approx e^{-z/\delta}, \quad \delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\sigma_{\text{сф}}\omega}}. \quad (16)$$

в) Магнітне поле напруженості \vec{H} в пластині має бути неперервним та однорідним:

$$\vec{H}_{\text{вн}} = \vec{H}_{\text{зовн}}. \quad (17)$$

Виведення рівняння

З рівняння Максвелла – Фарадея для гармонічних полів [9] отримаємо обернене рівняння

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\frac{\partial B_z}{\partial t} = -i\omega B_z. \quad (18)$$

З урахуванням закону Ома для анізотропного середовища [10] одержимо

$$\begin{cases} j_x = \sigma_{11}E_x + \sigma_{12}E_y; \\ j_y = \sigma_{12}E_x + \sigma_{22}E_y. \end{cases} \quad (19)$$

Виразимо компоненти електричного поля через густину струму, використовуючи обернений тензор провідності [11]:

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{\sigma}_{11} & \tilde{\sigma}_{12} \\ \tilde{\sigma}_{12} & \tilde{\sigma}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_x \\ j_y \end{pmatrix}, \quad (20)$$

де $\tilde{\sigma}_{ij}$ — елементи оберненого тензора $\hat{\sigma}^{-1}$.

Підставимо у (18) отримані вирази для E , описані через струми:

$$\frac{\partial}{\partial x}(\tilde{\sigma}_{12}j_x + \tilde{\sigma}_{22}j_y) - \frac{\partial}{\partial y}(\tilde{\sigma}_{11}j_x + \tilde{\sigma}_{12}j_y) = -i\omega B_z. \quad (21)$$

Розкриємо похідні:

$$\tilde{\sigma}_{12} \frac{\partial j_x}{\partial x} + \tilde{\sigma}_{22} \frac{\partial j_y}{\partial x} - \tilde{\sigma}_{11} \frac{\partial j_x}{\partial y} - \tilde{\sigma}_{12} \frac{\partial j_y}{\partial y} = -i\omega B_z. \quad (22)$$

Після перетворень і заміни $\tilde{\sigma}_{ij}$ на відповідні елементи прямого тензора σ_{ij} , одержуємо операторну форму рівняння для вихрової компоненти струму:

$$\left(\sigma_{11} \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \sigma_{22} \frac{\partial^2}{\partial x^2} - 2\sigma_{12} \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} \right) j_z(x,y) = -i\omega B_z(x,y). \quad (23)$$

Цей вираз описує просторовий розподіл вихрових електричних струмів у площині анізотропної пластини під дією змінного магнітного поля, спрямованого

вздовж осі Oz . Ліва частина рівняння містить лапласіан вихрового струму з урахуванням тензорної анізотропії провідності, яка визначає напрям і ступінь викривлення ліній струму. Права частина характеризує джерело збурення — змінне магнітне поле, що є рушійною силою для виникнення вихрових струмів провідності.

Таким чином, отримане рівняння є рівнянням другого порядку, яке пов'язує просторові похідні струму з гармонічним збуренням магнітного поля. Його розв'язок дозволяє визначити конфігурацію і напрям вихрових струмів у матеріалі залежно від коефіцієнта анізотропії та орієнтації кристалографічних осей.

Проаналізувавши рівняння (23) з урахуванням того, що діагональні компоненти тензора провідності $\sigma_{11}, \sigma_{22}, \sigma_{33}$ мають однаковий знак, а також застосовуючи критерій класифікації диференціальних рівнянь другого порядку, можна стверджувати, що воно належить до еліптичного типу [12].

Чисельне моделювання та візуалізація

Для аналізу руху вихрових струмів в анізотропній структурі було використане чисельне моделювання мовою програмування Python. Використовувалися бібліотеки NumPy для виконання обчислень на сітці та лінійної алгебри [13], [14], а також Matplotlib для візуалізації векторних полів [15, 16]. Це дозволило змодельовувати векторні поля струмів для різних значень коефіцієнта анізотропії K та кута γ , забезпечуючи точність і візуальну інтерпретацію результатів.

Для візуалізації задавалися розміри $a \times b \times c$ пластини (при цьому $a \gg b = c$) тензор провідності другого рангу $\hat{\sigma}$ з діагональними компонентами $\sigma_{11}, \sigma_{22}, \sigma_{33}$, а також кут повороту лабораторної системи координат γ . Для різних співвідношень $K = \sigma_{11}/\sigma_{22}$ будувалися векторні поля вихрових струмів у площині $a \times b$.

Отримані результати моделювання продемонстровано на **рис. 2–4**, де відображено як напрям закручування вихрових струмів, так і характер їхньої конфігурації залежно від параметрів γ та K .

Наведені на цих рисунках пари векторних полів для випадків з однаковим кутом γ та різним значенням K демонструють, що головною відмінністю між ними є те, як витягнуто еліпс. Наприклад, на **рис. 2**, a — вздовж осі Oy , а на **рис. 2**, b — вздовж Ox , тобто розподіл витягнутості обернуто на 90° . На **рис. 3** вздовж осі 45° витягнуто вихрові електричні струми провідності з плавнішим розподілом струму, а під кутом 135° — лінії течії більш концентровані та криві. На **рис. 4** еліпс витягнуто вздовж осі з більшою провідністю, і вихрові струми у вигляді еліпса формуються під кутом 60° .

Проведений аналіз результатів моделювання дозволяє зробити висновок, що максимальна ефективність АЕТ спостерігається при куті $\gamma = 45^\circ$. Зміна значення γ дозволяє, за необхідності, в певних межах керувати коефіцієнтом трансформації m АЕТ.

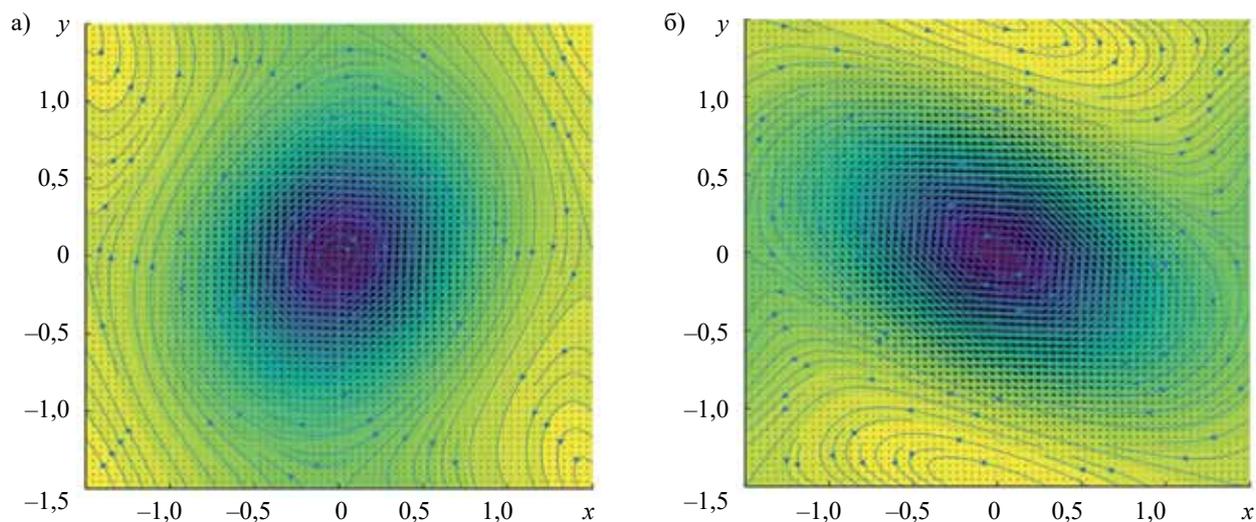


Рис. 2. Векторні поля у площині пластини при $\gamma=30^\circ$ для коефіцієнта анізотропії $K=0,5$ (а) та $K=5,0$ (б)

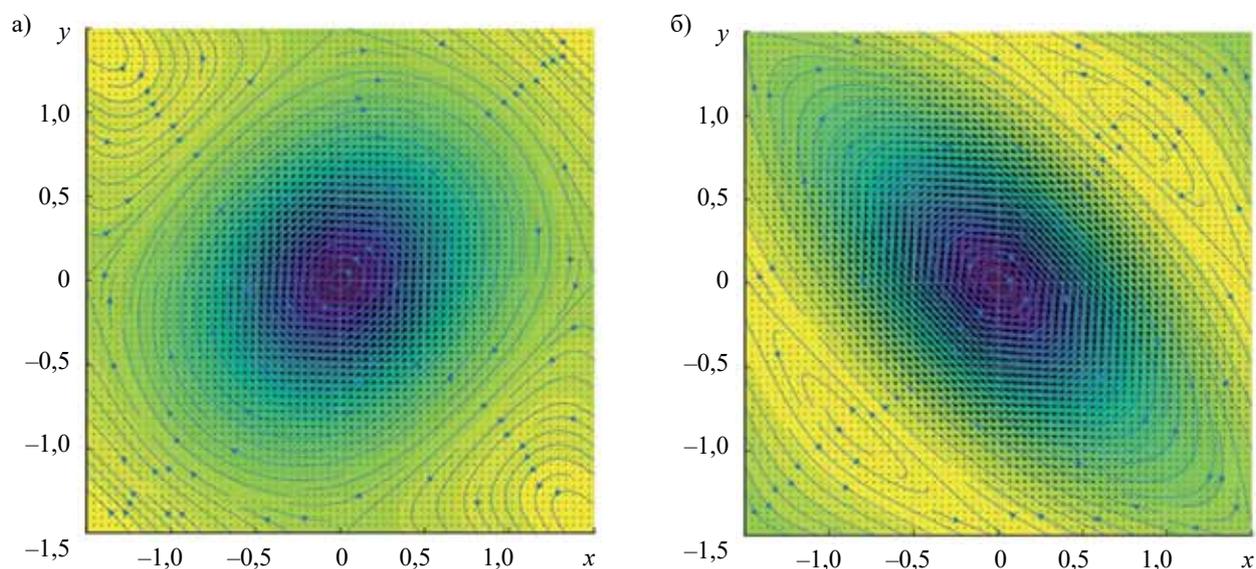


Рис. 3. Векторні поля у площині пластини при $\gamma=45^\circ$ для коефіцієнта анізотропії $K=0,5$ (а) та $K=5,0$ (б)

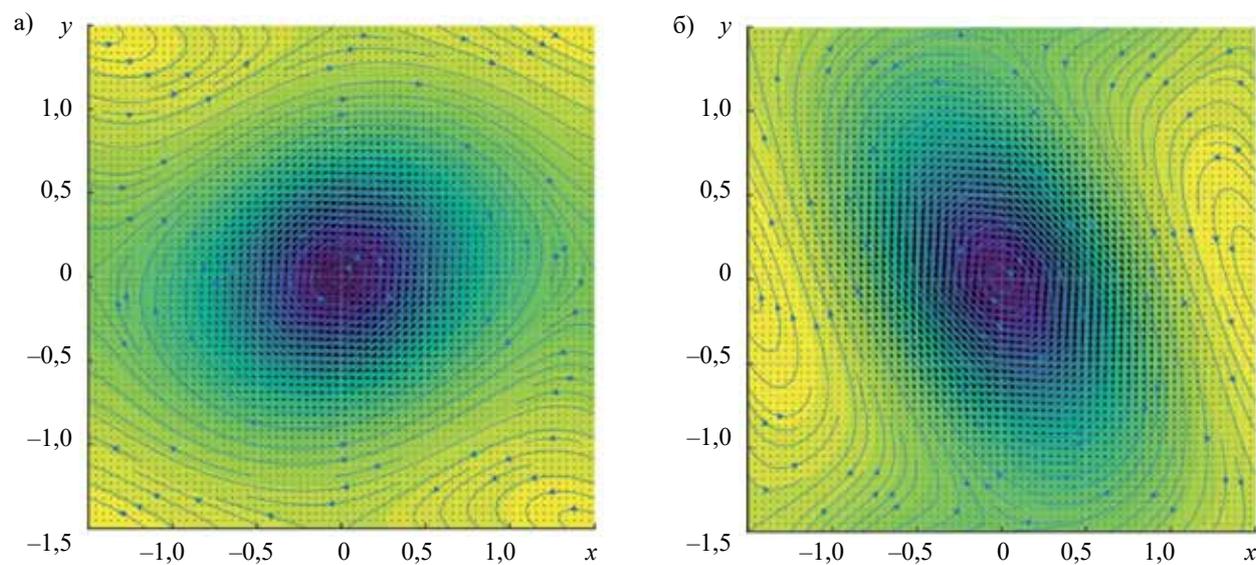


Рис. 4. Векторні поля у площині пластини при $\gamma=60^\circ$ для коефіцієнта анізотропії $K=0,5$ (а) та $K=5,0$ (б)

ККД досліджуваного АЕТ визначається комплексом параметрів, серед яких ключову роль відіграють показник анізотропії електропровідності K та кут орієнтації її головних осей γ . Водночас значний вплив мають абсолютні значення компонент тензора електропровідності матеріалу пластини — σ_{11} та σ_{22} , які визначають характер формування струмового поля та інтенсивність вихрових складових при змінному струмі. Таким чином, ефективність перетворення енергії в таких структурах є функцією як фізичних властивостей матеріалу, так і геометричних та конструктивних параметрів пристрою.

Як приклад, розглянемо АЕТ, у якому матеріалом робочої пластини розмірами $12 \times 2 \times 4$ мм слугує монокристал телуру, легований сріблом (Te:Ag), кут орієнтації кристалографічних осей $\gamma = 45^\circ$. Діелектричні шари 2 (див. рис. 1) формувалися методом катодного наплення шарів SiO_2 на верхню та нижню поверхні пластини розміром $a \times c$. Електропровідні шари 3 виконувалися нанесенням нікелевих шарів поверх діелектричних. Електроконтакти 4–7 фіксувалися методом точкового паяння. За частоти прикладеної напруги $f = 50$ Гц значення ККД досліджуваного АЕТ складало 63%. Зауважимо, що зі зростанням частоти живлення ККД такого типу АЕТ дещо зменшується через збільшення втрат у провідних і діелектричних шарах.

Висновки

Аналіз результатів моделювання розподілу вихрового струму в об'ємі анізотропного електропровідного трансформатора дозволяє зробити наступні висновки.

Отримане диференціальне рівняння еліптичного типу враховує тензорну природу електропровідності матеріалу та орієнтацію кристалографічних осей, що відображає стаціонарний характер електродинамічних процесів у гармонічному полі.

Чисельне моделювання дозволило встановити залежність просторового розподілу вихрових електричних струмів провідності у площині анізотропної пластини від коефіцієнта анізотропії K та кута орієнтації γ . З'ясовано, що при $K > 1$ контури вихрових струмів витягуються вздовж осі з більшою провідністю, тоді як при $0 < K < 1$ — уздовж ортогональної осі. Зміна коефіцієнта анізотропії від $0 < K < 1$ до $K > 1$ призводить до переходу довгої півосі еліптичних контурів струму на взаємно перпендикулярний напрям, а також до зростання ступеня їхньої витягнутості. Кут γ визначає орієнтацію головних осей струмових контурів, залишаючись сталим для фіксованого K .

Напрямок обертання вихрових струмів (за або проти годинникової стрілки) залежить від полярності напівперіода прикладеної напруги. Нерівномірний розподіл енергії поля спричиняє появу зон локальної концентрації струму, що зумовлює просторо-

ву неоднорідність теплових втрат. При $K \gg 1$ струми течуть уздовж довгої осі з меншим градієнтом потенціалу, що сприяє зниженню локальних теплових втрат. Натомість при $0 < K < 1$ формуються інтенсивні зони нагріву, що необхідно враховувати при проєктуванні контактів і елементів живлення.

Запропонований анізотропний електропровідний трансформатор демонструє потенціал для використання в інфокомунікаційних системах як ефективний елемент спряження та електроживлення, забезпечуючи надійність і стабільність роботи обладнання при менших габаритах (розмірах) самого АЕТ порівняно із класичними електромагнітними трансформаторами.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Ащеулов А. А., Дерев'яничук М. Я., Лавренюк Д. А., Романюк І. С. Трансформація електричного струму анізотропним електропровідним середовищем. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2020, № 5–6, с. 28–32. <https://doi.org/10.15222/ТКЕА2020.5-6.28>
2. Ащеулов А. А. Про енергетичні можливості у анізотропному біполярному електропровідному середовищі. *Термоелектрика*, 2021, № 3, с. 1–100. <https://doi.org/10.63527/1607-8829-2021-3-5-18>
3. Ashcheulov A., Derevianchuk M., Lavreniuk D. The method of turbulent transformation of energy. *Engineering Reports*, 2023, e12620. <https://doi.org/10.1002/eng.12620>
4. Ащеулов А. А., Дерев'яничук М. Я., Лавренюк Д. О., Романюк І. С. *Анізотропний електропровідний матеріал. Патент України №147993*, бюл. № 25, 2021.
5. Ashcheulov A., Derevianchuk M., Lavreniuk D., Rozhdestvenska M. Thermal losses of an anisotropic electrically conductive transformer. *SISIOT*, 2025, vol. 3, no. 1, p. 01005. <https://doi.org/10.31861/sisiot2025.1.01005>
6. Anatyshuk L. I. *Thermoelectricity, vol. 1: Physics of Thermoelectricity*. Institute of Thermoelectricity, 1998. 376 с.
7. Anatyshuk L. I. *Thermoelectricity, vol. 2: Thermoelectric Power Converters*. Institute of Thermoelectricity, 2005. 420 с.
8. Orazem M. E., Tribollet B. *Electrochemical Impedance Spectroscopy*. Hoboken, NJ: Wiley, 2021. 768 p.
9. Nye J. F. *Physical Properties of Crystals: Their Representation by Tensors and Matrices*. Oxford: Oxford Univ. Press, 1985. 352 p.
10. Landau L. D., Lifshitz E. M. *Electrodynamics of Continuous Media*. Oxford: Pergamon Press, 1984. 460 с.
11. Tarasovs S., Aniskevich A. Identification of the anisotropic thermal conductivity by an inverse solution using the transient plane source method. *Measurement*, 2023, vol. 206, 112252. <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2022.112252>.
12. Evans L. C. *Partial Differential Equations*. Providence, RI: American Mathematical Society, 2022. 662 p.
13. Harris C. R., Millman K. J., van der Walt S. J. et al. Array programming with NumPy. *Nature*, 2020, vol. 585, pp. 357–362. <https://doi.org/10.1038/s41586-020-2649-2>.
14. McKinney W., *Python for Data Analysis: Data Wrangling with Pandas, NumPy, and Matplotlib*. Sebastopol, CA: O'Reilly Media, 2022. 550 p.
15. Hunter J. D. Matplotlib: A 2D Graphics Environment. *Computing in Science and Engineering*, 2007, vol. 9, iss. 3, pp. 90–95. <https://doi.org/10.1109/MCSE.2007.55>
16. Han S., Kwak I.Y. Mastering data visualization with Python: practical tips for researchers. *J. Minim. Invasive Surg.*, 2023, vol. 26, no. 4, pp. 167–175, <https://doi.org/10.7602/jmis.2023.26.4.167>.

Дата надходження рукопису до редакції 20.10.2025 р.

DOI: 10.15222/TKEA2025.3-4.03
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
E-mail: ashcheulov.anatoly@gmail.com, m.derevianchuk@chnu.edu.ua

DISTRIBUTION OF EDDY ELECTRIC CURRENTS IN AN ANISOTROPIC ELECTRICALLY CONDUCTIVE TRANSFORMER

This paper investigates the formation and spatial distribution of eddy electric currents (EEC) within the structure of an anisotropic electrically conductive transformer (AECT), which represents a promising functional component for modern infocommunication systems. The research is based on a mathematical formulation that accounts for the tensor nature of the material's electrical conductivity and the dependence of current distribution on the anisotropy coefficient K and the rotation angle of the crystallographic axes relative to the laboratory coordinate system γ .

A differential-form equation describing the behavior of eddy currents in a rectangular plate composed of an anisotropic material has been derived. It is shown that this equation exhibits an elliptic character, which significantly influences both the configuration and density of the eddy current distribution. Numerical modeling of current patterns has been performed, followed by visualization in the form of vector field maps for various values of K and angles γ .

Analysis of the simulation results reveals that the anisotropy coefficient governs the geometry of the eddy current loops: for $K > 1$, the elongation of the elliptical contours occurs along the axis with higher conductivity, while for $K < 1$, it occurs along the orthogonal axis. The angle γ determines the orientation of the principal axes within the laboratory plane and, consequently, the direction of elongation of the eddy structures. Meanwhile, the rotation direction of the eddy electric currents (CW/CCW) remains constant and is determined by the polarity of the applied voltage.

The practical significance of this study lies in establishing the relationship between anisotropy parameters and thermal losses within the transformer's volume. It has been found that at higher K values, local losses decrease due to a more uniform current distribution along the major axis, whereas for $0 < K < 1$, a more concentrated distribution is formed with intense local heating zones. These findings enable consideration of the anisotropic electrically conductive transformers operational characteristics in the design of telecommunication system components, particularly in power supply and coupling units.

Thus, this work presents, for the first time, a Laplacian-type equation for the distribution of eddy electric currents that incorporates material anisotropy, provides its classification, and demonstrates numerical implementation. The obtained results are of both scientific and practical interest for the development of new high-efficiency components in infocommunication technologies.

Keywords: electrical conductivity, anisotropy, tensor, eddy electric current, transformer, infocommunication system elements.

REFERENCES

- [1] A. A. Ashcheulov, M. Ya. Derevianchuk, D. A. Lavreniuk, and I. S. Romaniuk, "Electric current transformation by anisotropic electrically conductive medium," *Tekhnologiya i Konstruivanie v Elektronnoi Apparature*, no. 5–6, pp. 28–32, 2020, doi: 10.15222/TKEA2020.5-6.28.
- [2] A. A. Ashcheulov, "On energy opportunities in anisotropic bipolar electrically conductive media," *Journal of Thermoelectricity*, no. 3, pp. 5–18, 2021, doi: 10.63527/1607-8829-2021-3-5-18.
- [3] A. Ashcheulov, M. Derevianchuk, and D. Lavreniuk, "The method of turbulent transformation of energy," *Engineering Reports*, 2023, Art. e12620, doi: 10.1002/eng2.12620.
- [4] A. A. Ashcheulov, M. Ya. Derevianchuk, D. O. Lavreniuk, and I. S. Romaniuk, "Anisotropic electrically conductive material," Patent of Ukraine no. 147993, Bull. no. 25, 2021.
- [5] A. Ashcheulov, M. Derevianchuk, D. Lavreniuk, and M. Rozhdstvenska, "Thermal losses of an anisotropic electrically conductive transformer," *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, vol. 3, no. 1, p. 01005, 2025, doi: 10.31861/sisiot2025.1.01005.
- [6] L. I. Anatychuk, *Thermoelectricity, Vol. 1: Physics of Thermoelectricity*. Kyiv–Chernivtsi: Institute of Thermoelectricity, 1998.
- [7] L. I. Anatychuk, *Thermoelectricity, Vol. 2: Thermoelectric Power Converters*. Kyiv–Chernivtsi: Institute of Thermoelectricity, 2005.
- [8] M. E. Orazem, and B. Tribollet, *Electrochemical Impedance Spectroscopy*, 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2021.
- [9] J. F. Nye, *Physical Properties of Crystals: Their Representation by Tensors and Matrices*, Oxford: Oxford Univ. Press, 1985.
- [10] L. D. Landau, and E. M. Lifshitz, *Electrodynamics of Continuous Media*. Oxford: Pergamon Press, 1984, 460 p.
- [11] S. Tarasovs, and A. Aniskevich, "Identification of the anisotropic thermal conductivity by an inverse solution using the transient plane source method," *Measurement*, vol. 206, Article 112252, 2023, doi: 10.1016/j.measurement.2022.112252.
- [12] L. C. Evans, *Partial Differential Equations*, 2nd ed. Providence, RI: American Mathematical Society, 2022, 662 p.
- [13] C. R. Harris, K. J. Millman, S. J. van der Walt, et al., "Array programming with NumPy," *Nature*, vol. 585, pp. 357–362, 2020, doi: 10.1038/s41586-020-2649-2.
- [14] W. McKinney, *Python for Data Analysis: Data Wrangling with pandas, NumPy, and Jupyter*, 3rd ed., Sebastopol, CA: O'Reilly Media, 2022, 582 p.
- [15] J. D. Hunter, "Matplotlib: A 2D Graphics Environment," *Computing in Science and Engineering*, vol. 9, no. 3, pp. 90–95, 2007, doi: 10.1109/MCSE.2007.55.
- [16] S. Han, and I. Y. Kwak, "Mastering data visualization with Python: practical tips for researchers," *J. Minim. Invasive Surg.*, vol. 26, no. 4, pp. 167–175, Dec. 2023, doi: 10.7602/jmis.2023.26.4.167.



Copyright: © 2025, 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/>).

Volodymyr KOVALCHUK¹, Diana POPRYAGA², Dmytro DYACHOK²

Ukraine, Odesa, ¹Odesa Technological University IT STEP;

²South Ukrainian National Pedagogical University named after K. D. Ushynsky

E-mail: lslvvas@ukr.net

FILM HETEROJUNCTION WITH NANOCUSTER SUBSYSTEM FOR NEW TYPE OF PHOTOCELLS

The paper describes the manufacturing technology and presents the results of studies of a $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ heterojunction (HJ) and an HJ based on it, containing a nanocluster (NC) subsystem. It is shown that the presence of an NC subsystem at the interface between the p -type Cu_2S film and the n -type Si substrate significantly increases the overall sensitivity of the samples under high illumination conditions. The operating mode of such an HJ as a highly sensitive valve photocell has been determined. It has also been demonstrated that these transitions are photoelectrically active in different spectral regions. The observed effects are extensive in nature, being largely determined by the geometry and morphology of the nanocluster centers rather than by the type of atoms from which they are formed.

Keywords: heterojunction, film, nanocluster, subsystem, photocell.

The technological component of modern functional electronics is increasingly focused on the study of material properties at the nanoscale. The transition to nanostructures opens new opportunities for practical applications ranging from electronics to photonics. In this context, quantum-sized systems attract particular attention, with atomic nanoclusters (NC) occupying an important place [1].

Using modern technological methods and techniques, it is possible to form NC centers of various geometric shapes and sizes on the surface and even within the volume of individual crystals. The influence of NC morphology on the mechanical, electrical, and optical properties of the matrix in which they are formed is currently being actively studied theoretically and experimentally [2], [3]. NCs not only exhibit properties that distinguish them from the corresponding macroscopic substance, but also enable effective control of the physicochemical characteristics of the matrix in which they are embedded. For example, the experimentally observed red shift in the color of the silicon crystal matrix is associated with an increase in the size of NC centers [4]. In this case, an analogy can be drawn with the stages of the photographic process in alkali-halide compounds, where centers of a latent image are formed and developed under the action of light [5].

Therefore, from our point of view, a promising direction is the creation of heterostructures in the form of film heterojunctions (HJ), that incorporate NCs, forming a nanocluster subsystem (NCS). [6].

This paper presents results from a study on the properties of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ HJ with silicon NCs introduced by implantation.

Manufacturing Technology of the Heterojunction under Study $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$

At the initial stage, a film-type $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ HJ was fabricated. To remove the oxide film, the silicon substrate was etched with an active solution. By means of thermal evaporation in a vacuum ($\approx 10^{-6}$ Torr), copper sulfide (Cu_2S) powder of the ChDA grade was deposited on the (111) face of an n -type silicon crystal ($n\text{Si}$). The silicon was doped with phosphorus atoms, and its resistivity was $0.01 \Omega \cdot \text{cm}$. To create ohmic contacts, tin was used on the sulfur copper side, and an alloy of silver and antimony (20%) was used on the semiconductor side. The samples were manufactured in two modifications according to the surface area of the heterojunction: approximately 1 mm^2 (for measuring characteristics in the valve photocell mode) and 40 mm^2 .

We found that the structure of the film layer is determined by the conditions of its deposition. When the substrate temperature ($n\text{Si}$) was varied from room temperature to 400°C , two phase transitions were clearly observed in the Cu_2S film: from $\alpha\text{-Cu}_2\text{S}$ (orthorhombic phase) to $\beta\text{-Cu}_2\text{S}$ (hexagonal or tetragonal structure). In addition to these phase changes, the high volatility of sulfur led to a violation of the sample's stoichiometry, which in turn resulted in the formation of a complex mixture of phases. Therefore, to develop a laboratory technology for obtaining Cu_2S films, the stoichiometry of the copper sulfide layer was studied using X-ray emission spectra of copper in the composition of the copper-sulfur compound. X-ray structural analysis was employed to perform quantitative evaluation of the elements both in the bulk and on the surface of the sample. We also used this approach to study the composition of cluster phases within the NCS when investigating diffusion processes and constructing diagrams of the composition of the studied HJ.

The secondary spectrum was excited by a braking (white) primary beam of a sealed X-ray tube of the BXB-I type with a tungsten anode (30 kV, 20 mA) with voltage fluctuations within $\Delta V = 0.1$ kV, on a X-ray spectrometer using a scintillation counter (quartz crystal, oriented to the (1011) facet). The choice of crystal for spectral analysis was determined by the wavelength K_α for Cu. The results of monitoring the thickness and density of the Cu_2S film during deposition indicated that the weight concentration is proportional to the intensity of the characteristic radiation excited in the HJ.

Calibration was performed in two ways: by comparison with a calibration graph based on reference samples with a known copper content in the range of 60–70% and by analyzing the dependence of HJ photosensitivity on the temperature of the silicon substrate during the growth of the Cu_2S layer. This made it possible to determine the composition of the Cu_2S film that corresponded to the maximum photoactivity of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ HJ. It was found that the highest photosensitivity is exhibited by HJs in which the Cu_2S films contain a slight excess of sulfur ($\approx 1.1\%$): that is, the Cu_2S layer should contain 34.4% sulfur (the stoichiometric composition of Cu_2S corresponds to 33.3% sulfur).

Based on the results of structural studies of copper sulfide films sulfur copper films, a technology was developed for producing HJ with textured mosaic-type Cu_2S layers. The optimal mode for obtaining such a HJ is as follows. A substrate with a temperature of about 300°C was placed on a mask above an evaporator with a copper sulfide mixture and cooled to a temperature of 150°C within 10 minutes. The transition layer of copper sulfide was formed within an hour. The stability of the evaporation process was ensured by the use of an additional sulfur emitter with a temperature of $100-120^\circ\text{C}$, which maintained a constant partial pressure of its vapors. Under these conditions, it was possible to grow the Cu_2S film required for the HJ. The specific resistance of the films was $1-10 \Omega \cdot \text{cm}$. They exhibited a mirror-smooth surface with good adhesion to the silicon substrate. Microscopic studies revealed a mosaic structure with a grain size of $20-50 \mu\text{m}$. It should be noted that when Kikuchi lines appeared on the electron micrographs of Cu_2S films, the reflections from the twins disappeared at the same time, which indicates a high degree of perfection of the grown film.

Zone Diagram and Characteristics of a Heterojunction $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$

To predict the possible properties and practical applications of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ compound, it is advisable to construct a band diagram to obtain additional information about this compound. As shown in Fig. 1, the resulting band profile is smooth, and moreover, the valence band has practically no gap. When evaluating the band profile of a HJ, special attention should be paid to cases of sharp asymmetry in the doping levels of

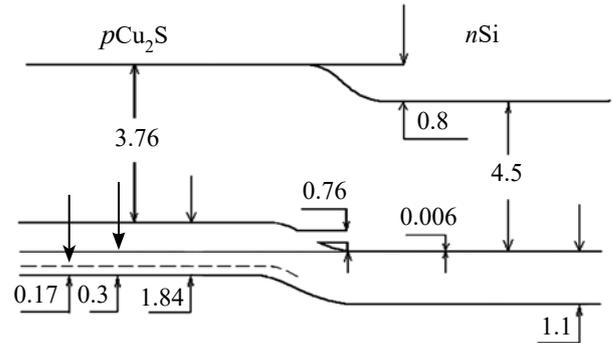


Fig. 1. Zone diagram of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ compound (the numbers correspond to energy in eV)

contacting materials. The electron affinity of copper sulfide (3.74 eV) is inherently lower than that of silicon (4.5 eV). From the diagram, the gap values can be obtained: in the conduction band, $\Delta E_C \approx 0.76$ eV, and in the valence band, $\Delta E_V \approx 0$.

It should be noted that due to the difference in the structures of the substrate (Si) and the Cu_2S layer, there is a high probability of forming an HJ with a high density of mismatch defects at the interface. Such defects are capable of localizing charge carriers around themselves, i.e., acting as traps or recombination centers for electrons and holes. The presence of boundary states can clearly affect the band profile of the transition and significantly determine its properties.

The characteristics shown in Figs. 2, 3 indicate that the proposed HJ variant is quite promising for photoelectric

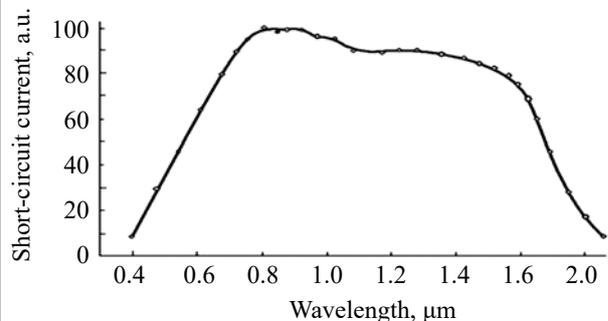


Fig. 2. Spectral dependence of the short-circuit current of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ photovoltaic cell (source: tungsten lamp with a color temperature of 2900 K)

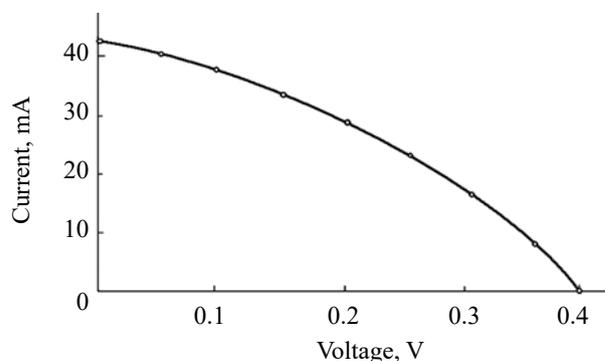


Fig. 3. Load characteristic of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ photocell (illumination: $5 \cdot 10^4$ lux)

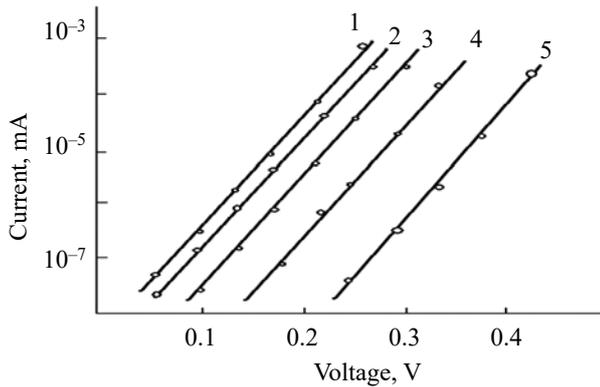


Fig. 4. I - V curves of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ at different temperatures ($^{\circ}\text{C}$):

1 — 150; 2 — 75; 3 — 20; 4 — minus 97; 5 — minus 195

applications of semiconductor heterostructures, for example, in the manufacture of efficient photocells based on it.

The polarity of the valve electromotive force arising in the samples when illuminated corresponds to the forward bias on the HJ. A wide spectral range is active: from 0.4 to 2.0 μm (Fig. 4), which is explained by the participation of the HJ constituent materials — copper sulfide and silicon — in the photoelectric effect. The operating frequency band of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ HJ under modulated illumination is approximately 1 MHz. Thus, as a solar converter, a $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ photocell with such characteristics is capable of generating an open-circuit voltage of 0.6 V and a short-circuit current of 40 mA/cm² with an efficiency of up to 4%.

It should be noted that the determined properties of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ compound are not typical for such systems with zone profiles containing potential breaks in the form of teeth or pockets.

Modification of Heterojunction $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$

Improvements in the technology for obtaining the above-described HJ are aimed at enhancing the quality of these photocells. Therefore, our proposed modification of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ HJ involves the introduction of a silicon nanocluster subsystem at the transition boundary. We define such a GP as $p\text{Cu}_2\text{S}-(\text{Si-NCS})-n\text{Si}$. The NCS is created before depositing of the copper sulfide layer by implanting Si NCSs, i.e., forming a cluster raster of an island structure, into the $n\text{Si}$ substrate. Between the film and the substrate (along the interface), a clustered film is formed, consisting of stochastically distributed NCSs.

The manufacture of HJ from NCS involves applying a cluster raster of colloidal dispersion to the surface of a silicon wafer (at 100 $^{\circ}\text{C}$). This procedure was carried out by thermal evaporation of the corresponding element (silicon, chromium, nickel, iron, cobalt) in a vacuum (10^{-5} Torr) under conditions that ensures the formation of a colloidal layer that is clearly distinguishable using an electron microscope (see table). The process of

Illustration of the layers of the $\text{Cu}_2\text{S}-(\text{Si-NCS})-n\text{Si}$ HJ

Electron microscope photo	HJ layer	Control and formation method
	$p\text{Cu}_2\text{S}$	Thermal sublimation of Cu_2S powder in a vacuum (10^{-6} Torr)
	Si-NCS	Vacuum evaporation (10^{-5} Torr)
	$n\text{Si}$	Crucible melting method Cochralsky method

introducing NCS into such a HJ is similar to that used by us to obtain copper sulfide films. By changing the rate of formation of NCS centers and the temperature of the crystalline silicon (c-Si) substrate, it was possible to implant Si-NCS into the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ HJ in the form of Si-NCS. Thus, a $p\text{Cu}_2\text{S}-(\text{Si-NCS})-n\text{Si}$ type HJ was formed. It should be noted that transition metals (such as Fe, Ni, Co, etc.) can also be used as implanted material to create a similar type of HJ. We found that the results did not change significantly even when one metal was replaced with another. This indicates that the effects we observed are due to the presence of NCSs, rather than the type of atoms that form the NC.

Properties of the $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ Heterojunction with a Nanocluster Subsystem

Our research on HJ samples with NCS has made it possible to identify properties that are of practical interest for the development of elements in modern electronic devices.

Fig. 5 shows the voltage-ampere characteristics (VAC) for HJ $p\text{Cu}_2\text{S}-(\text{Si-NCS})-n\text{Si}$. At low voltage values, the forward branch of the VAC (a) is described by an exponential law (with a diode ideality factor $\beta \approx 2.0-2.5$). With increasing voltage, the current increases more slowly than in HJ without NCS.

On the reverse I - V curve (b), three sections can be distinguished: pre-breakdown (1), sharp breakdown (2), high current (3).

Their comparison with the VAC obtained for HJ without NCS indicates a slight increase in the currents of the pre-breakdown region. This is explained by an increase in the concentration of charge carriers due to the presence of Si-NCS.

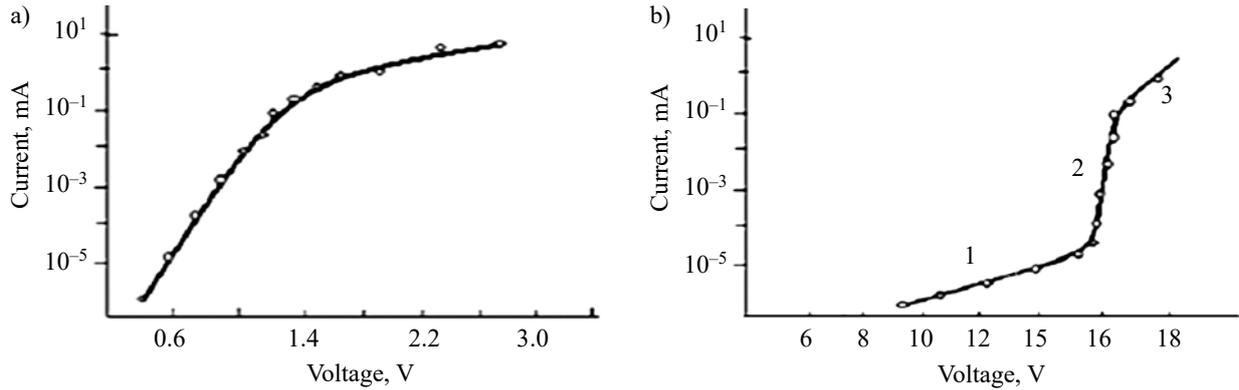


Fig. 5. Typical direct (a) and reverse (b) $I-V$ curves of the HJ $pCu_2S-(Si-NCS)-nSi$ (with NCS center sizes greater than 2 nm)

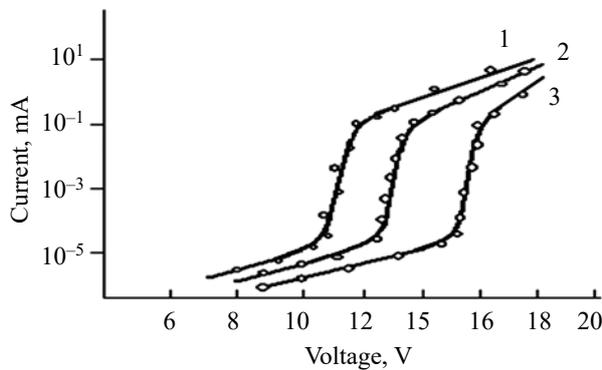


Fig. 6. $I-V$ curves of the HJ $pCu_2S-(Si-NCS)-nSi$ at different temperatures ($^{\circ}C$):

1 — minus 193; 2 — minus 123; 3 — minus 93

The reverse $I-V$ curves for different temperatures shown in Fig. 6 indicate that the breakdown voltage decreases with decreasing temperature. This behavior of the $I-V$ curve is opposite to that observed in the case of a diode without an NCS and, as is known, is characteristic of avalanche breakdown of a $p-n$ junction.

An analysis was performed of the capacitive characteristics obtained for both types of HJ: with and without NCS. These results confirm the real possibility of generating additional charge carriers due to the ionization of NCS centers. At reverse voltages lower than the breakdown value, for HJ with NCS, the capacitance-voltage dependence was described by a power law: $V \sim C^{-3}$ (Fig. 7). Extrapolation of the curve to zero capacitance ($C=0$) indicates an increase in the diffusion potential to 1.8 V ($V_d \approx 1.8$ V) compared to the non-clustered HJ variant. This shows that the introduction of a nanocluster grid affects the HJ profile, which becomes more complex and, therefore, less distinct.

According to the physical model we propose, shown in Fig. 8, the mechanism responsible for increasing the concentration of charge carriers occurs precisely due to the ionization of Si-NC.

It should be emphasized that, in our opinion, an increase in the concentration of carriers in the NCS can lead to avalanche breakdown due to the cumulative effect

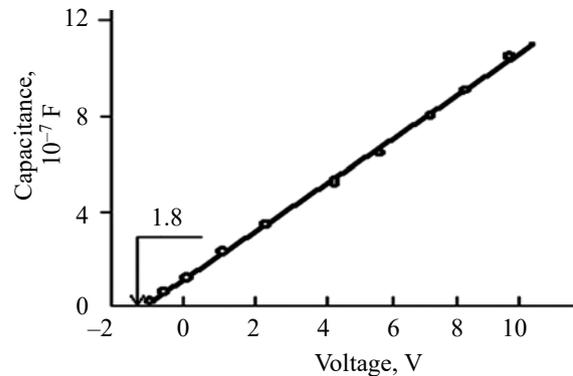


Fig. 7. Capacitance-voltage dependence ($V \sim C^{-3}$) of the HJ $p-Cu_2S-(Si-NCS)-nSi$

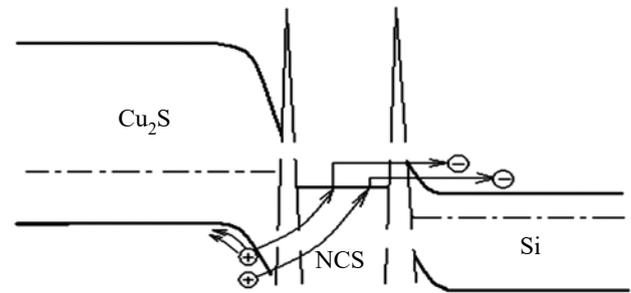


Fig. 8. Illustration of the mechanism of charge-carrier increase due to ionization of Si-NC centers under reverse current in the HJ $pCu_2S-(Si-NCS)-nSi$

of potential barriers created by the NC system itself. This is consistent with the collective barrier model for a photoconductor with quasi-macroscopic inclusions of high-resistance regions proposed by Prof. M. Sheikman [7].

The results of our study of the properties of HJ with a metal cluster grid indicate that, on the one hand, NCS changes the nature of the distribution of impurities and, on the other hand, significantly increases the potential barrier in the transition region. The mechanism for enhancing the photocurrent arises due to the interaction of hot photoelectrons with the electronic structure of NC centers blocked by asymmetric potential barriers in the HJ region.

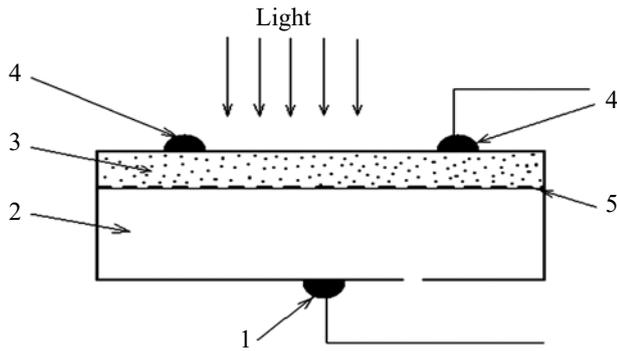


Fig. 9. Schematic representation of a hypersensitive HJ $p\text{Cu}_2\text{S}-(\text{Si-NCS})-n\text{Si}$:
1, 4 — thin removable contacts; 2 — silicon crystal; 3 — copper sulfide film; 5 — nanocluster grid

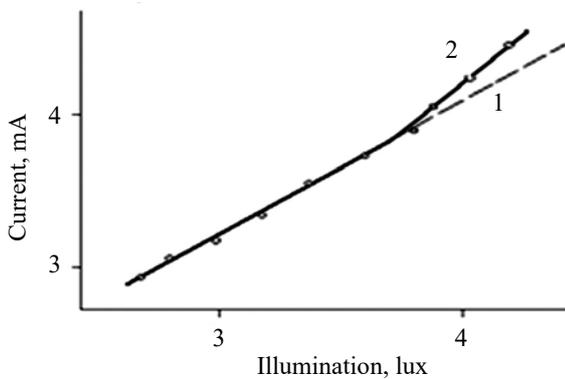


Fig. 10. Lux-ampere characteristics of different types of HJs:
1 — $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ (linear); 2 — $p\text{Cu}_2\text{S}-(\text{Si-NCS})-n\text{Si}$ (superlinear)

The phenomenon described above explains the superlinear photoelectric effect we observed in the HJ with NCS. Such an element has increased light sensitivity at high illumination. A schematic representation of such a hypersensitive heterophotovoltaic element is shown in Fig. 9.

We also investigated the lux-ampere characteristics (LAC) for both types of HJ at a temperature of 20°C (Fig. 10). As a result, it turned out that $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ photocells always exhibit linear LAC (up to an illuminance of approximately $5 \cdot 10^4$ lux). In photocells with NCS, there is a sharp increase in LAC (curve 2) at illuminance levels of $8 \cdot 10^3$ lux and above. The values of the slope coefficients of the rectified sections of the LAC relative to the abscissa axis allow us to distinguish between linear (1) and superlinear (2) modes of operation of photocells without NCS and with NCS.

Studies have shown that at low and moderate light intensities, the main characteristics of both types of photocells are practically the same, i.e., the NCS does not affect the photoelectric effect under such conditions. This can be explained by the presence of a specific Coulomb barrier for these centers, which limits their photoelectric activity and electron exchange interaction with the conduction band and valence band of the semiconductor.

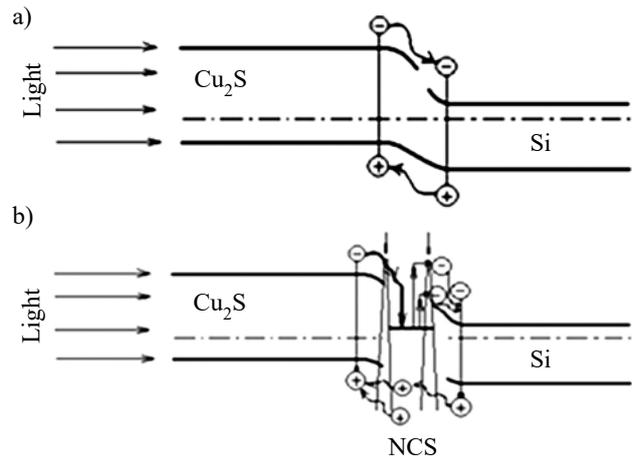


Fig. 11. Energy-band diagrams of different types of the HJs:
a — $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$; b — $p\text{Cu}_2\text{S}-(\text{Si-NCS})-n\text{Si}$

The linear generation mode (about 10^4 lux) can be explained using the energy band diagrams of the PV cell shown in Fig. 11. They are based on measurements of the capacitance and $I-V$ curves of the PV cell, as well as the electrical and optical properties of the base regions. As can be seen, a significant difference appears in the high illumination region, when a mechanism is activated in photocells with NCS that switches them to superlinear operation mode.

We propose a switching scheme between linear and superlinear modes, taking into account the specific structure of the sample. At high light intensity (10^4 lux), the conductivity of the Cu_2S photosensitive film increases significantly (by almost two orders of magnitude). The Debye screening length decreases, and the nanocluster center is solvated by mobile carriers, as illustrated in Fig. 11. As a result, the NC centers begin to participate in the process of electron exchange between the conduction band and the valence band.

The specificity of HJ with NCs is that the electrons entering the NC centers from the Cu_2S film are “hot” (Fig. 11, b). In this case, the excess energy, as in a bulk material, is either lost or scattered at the NC centers or upon collisions with electrons. Since the thermalization of charge carriers is more efficient than cooling, we obtain heating of the electron density in the NC centers. The latter, in turn, leads to the fact that the secondary radiation of electrons in the NC centers can exceed the intensity of the primary exciting electron flux. In this case, an additional current generation mechanism begins to operate. The effect is enhanced by the fact that the electron temperature is included in the Boltzmann exponential factor: $\exp(-\Delta E/kT)$, which determines the probability of electron emission from the NC center. Thanks to the introduction of NC into the base p -region of Cu_2S , a significantly higher integral sensitivity was achieved at a high degree of sample illumination ($\ll 8 \cdot 10^3$ lux) in the valve photocell mode (2.4 mA/lux) compared to 1.8 mA/lux in the normal mode.

Conclusion

Thus, studies have shown that film heterojunctions with HCPs differ from non-clustered HCPs. The properties of $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ with NCSs can be modified by implanting a cluster grid of an island structure onto a silicon substrate before depositing a layer of copper sulfide.

The proposed technology for manufacturing $p\text{Cu}_2\text{S}-(\text{Si-NCS})-n\text{Si}$ -type HJ provides a predominantly smooth transition energy profile, which makes this structure a promising basis for photoconverters.

The effects identified are largely determined by the geometry and morphology of NC centers, rather than their chemical composition. When the size of the NC centers increases to hundreds of angstroms or more, the photoelectric effect not only does not intensify, but, on the contrary, disappears completely, giving way to another effect.

Thus, a superlinear mode of operation of photocells was discovered, in which there is an increase in sensitivity at high illumination of the HJ.

The mechanisms presented in the work are consistent with experimental observations and confirm the original properties of HJ with NCS.

The study showed that HJ with NCS have significant potential for creating new elements of modern functional electronic devices.

REFERENCES

- [1] V. Kovalchuk, *Cluster Modification of Semiconductor Heterostructures*. Kyiv: Hi-Tech, 2007, 317 p.
- [2] J. R. McBride, and S. J. Rosenthal, "Real colloidal quantum dot structures revealed by high resolution analytical electron microscopy," *J. Chem. Phys.*, vol. 151, no. 16, p. 15128366, 2019, doi: 10.1063/1.5128366.
- [3] R. Antoine, "Self-Assembly of Atomically Precise Nanoclusters: From Irregular Assembly to Crystalline Assembly," *Nanomaterials*, vol. 13, no. 18, p. 2551, Sep. 2023, doi: 10.3390/nano13182551.
- [4] V. V. Kovalchuk, "Optical properties of clusters," *Journal of Physics and Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 29–34, 2018, doi: 10.15421/331804.
- [5] O. M. Nazarov, and M. M. Nyshchenko, *Nanostructures and Nanotechnologies*. Kyiv: NAU, 2012, 248 p.
- [6] V. Kovalchuk, and D. Popriaha, "Optical properties of the semiconductor nanoclusters," *Technium: Romanian Journal of Applied Sciences and Technology*, vol. 28, pp. 35–42, 2025, doi: 10.47577/technium.v28i.12625.
- [7] M. Sheinkman, "Properties and mechanisms of residual conductivity in single crystals CdS:Ag:Cl ," *Physics of the Solid State*, vol. 12, no. 11, pp. 3130–3140, 1970.

Received 12.11 2025

DOI: 10.15222/TKEA2025.3-4.09
УДК 530.145 + 678.9

Володимир КОВАЛЬЧУК¹, Діана ПОПРЯГА², Дмитро ДЯЧОК²

Україна, Одеса, ¹Одеський технологічний університет «ШАГ»
²Південноукраїнський національний педагогічний університет ім. К. Д. Ушинського

E-mail: lslvvas@ukr.net

ПЛІВКОВИЙ ГЕТЕРОПЕРЕХІД З НАНОКЛАСТЕРНОЮ ПІДСИСТЕМОЮ ДЛЯ ФОТОЕЛЕМЕНТІВ НОВОГО ТИПУ

Наведено результати досліджень та описано технологію виготовлення плівкового гетеропереходу (ГП) типу $p\text{Cu}_2\text{S}-n\text{Si}$ з нанокластерною підсистемою (НКП), що формується стохастично розподіленими нанокластерними центрами на границі розділу. Показано, що атомарні нанокластери проявляють властивості, відмінні від макроскопічної речовини, та дозволяють ефективно керувати фізико-хімічними характеристиками матриці. Модифікація ГП здійснювалася імплантацією кластерного растра острівкової структури на кремнієву підкладку перед осадженням шару сульфиду міді, що забезпечує плавний профіль енергії переходу та відкриває можливості для створення фотоперетворювачів.

Досліджено фотоелектричні ефекти у модифікованому ГП $p\text{Cu}_2\text{S}-(\text{Si-НКП})-n\text{Si}$, зокрема спектральну інверсію, суперлінійні режими роботи та незвичайну люкс-амперну залежність. Встановлено, що введення НКП у базову p -область $\text{Cu}_2\text{S}-\text{Si}$ значно підвищує інтегральну чутливість при високій освітленості, а геометрія та морфологія нанокластерних центрів відіграють вирішальну роль у формуванні властивостей ГП. Показано, що збільшення розмірів НК-центрів до сотень ангстрем призводить до зникнення фотоефекту та появи інших екстенсивних ефектів.

Запропоновано конструкцію фотоелемента з двома послідовно з'єднаними $p-n$ -переходами протилежної дії, що забезпечує фотоелектричну активність у різних ділянках спектра. Отримані результати вказують на перспективність використання плівкових ГП типу $p\text{Cu}_2\text{S}-(\text{Si-НКП})-n\text{Si}$ для розв'язання задач сучасної функціональної діагностики та створення нових елементів фотоелектроніки.

Ключові слова: гетероперехід, плівка, нанокластер, підсистема, фотоелемент.



Copyright: © 2025, The author(s). Licensee: Politekhperiodika, Odessa, 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/>).

Viktor SERGIICHUK, Ostap OLIINYK

Ukraine, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute

E-mail: ostap.oliinyk@gmail.com

DEVELOPMENT OF A MATHEMATICAL MODEL FOR A CdS-BASED PHOTOSENSITIVE HALL SENSOR

The paper proposes a mathematical model of a photosensitive Hall sensor based on a CdS single crystal which uses the internal photoelectric effect. The model describes the change in the concentration and mobility of charge carriers under irradiation and allows estimating the increase in the sensor's sensitivity to a magnetic field. The model accurately describes the increase in Hall voltage when the sensor current exceeds 40 mA (error margin of less than 5%). Experiments showed a 2.8-fold increase in sensor sensitivity in the low-current sensor mode, which is partially due to noise and additional effects in the crystal. The proposed materials and sensor topology can help maximize Hall voltage to obtain maximum sensor sensitivity. The comparison of theoretical results and experimental data confirmed a twofold increase in the Hall voltage under irradiation.

Keywords: Hall effect, photosensitive Hall sensor, CdS, mathematical modeling, planar Hall sensor.

In modern sensor technology, there is a sustained increase in requirements for accuracy, energy efficiency, and functional integration of measurement devices. In particular, in the fields of automotive electronics, biomedical systems, and wireless sensor networks, the demand for multifunctional sensors capable of operating simultaneously based on several physical principles is steadily growing [1], [2]. One of the promising directions is the integration of the Hall effect with the photoelectric effect within a single semiconductor element, which opens up opportunities to enhance magnetic field sensitivity through additional photogeneration of charge carriers.

Conventional Hall sensors are characterized by high reliability and accuracy and are widely used in magnetometry, positioning systems, and current sensing applications [3]. At the same time, their performance remains limited by a constant charge carrier concentration and geometric dimensions, without accounting for temperature effects, magnetic field configuration, carrier concentration fluctuations, and related factors. Recent studies have demonstrated that optical irradiation can significantly alter the electrical conductivity of semiconductors, affecting both the concentration and mobility of charge carriers [4].

In [5], it was demonstrated that directed illumination during Hall measurements opens new possibilities for material diagnostics, including defect spectroscopy, evaluation of photogeneration processes, and assessment of the contributions of electrons and holes along with their mobilities. Hall photoeffect spectroscopy with a controlled radiation flux has shown high sensitivity to recombination centers and even the occurrence of negative differential photoconductivity (NDPC) in semiconductors, which is consistent with the concept of an "active layer" and with

changes in the concentrations of electrons and holes, as well as their mobilities, under external irradiation.

A useful extension in the context of the present work is the light-modulated Hall effect (LMHE) [6]. By introducing optical modulation and employing phase-sensitive detection of the Hall voltage, it becomes possible to separate the photogenerated contribution and to enhance the signal-to-noise ratio in systems with low charge carrier mobility.

Previous studies on the modeling of photoinduced effects in semiconductors [7], [8], [9] have demonstrated the influence of photon flux, quantum efficiency, and charge carrier lifetime on the transport properties of materials. However, most existing models consider static conditions or isolated optical phenomena without comprehensively accounting for their interaction with the classical Hall effect. This creates a scientific niche for the development of a more generalized mathematical model that integrates both effects and enables prediction of changes in sensor sensitivity under illumination.

Despite the existence of studies addressing individual aspects of the photoinduced Hall effect, the majority of research focuses either on spectroscopic diagnostics of materials or on static analysis of the Hall effect without considering the influence of irradiation. At present, there are no models that consistently describe the combined impact of photogeneration, recombination processes, and variations in charge carrier mobility on the Hall voltage in practical structures based on cadmium sulfide (CdS) single crystals. These circumstances motivated the development of the mathematical model proposed in this work, which accounts for the effect of irradiation on the parameters of a Hall sensor.

In this work, CdS single crystals are considered a promising sensing material, as they combine high photoconductivity in the visible spectral range — compared with other materials — with relatively high electron mobility ($100–600 \text{ cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$), low hole mobility ($15–70 \text{ cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$), and n -type conductivity, which ensures an increase in the Hall voltage under illumination. The bandgap width is $E_g \approx 2.4 \text{ eV}$, making CdS particularly effective for photoelectron generation in the visible wavelength range ($480–550 \text{ nm}$), where maximum photoconductivity and minimal losses due to thermodynamic processes are achieved. In addition, CdS is characterized by a relatively low intrinsic charge carrier concentration in the dark state, which enables clear separation of the photogenerated EMF contribution within the Hall voltage. CdS-based structures are well compatible with planar microfabrication technologies, exhibit stable electrophysical parameters at constant temperature, and provide reproducible results, making this material suitable for the investigation of photosensitive Hall sensors and their subsequent practical implementation.

Theoretical Analysis of the Effect of Optical Irradiation on CdS Parameters and the Hall Voltage

The classical physical model accounting for the topology of a Hall sensor is based on the phenomenon of transverse voltage occurring when current passes through a conductor (or semiconductor) placed in an orthogonal (crossed) magnetic field. This phenomenon, first discovered by Edwin Hall in the late nineteenth century, is widely employed for measuring magnetic flux density and for the indirect determination of a range of other physical quantities [1], [2].

The classical expression for the Hall voltage can be written as

$$U_H = \frac{IB}{ned} = R_H \frac{IB}{d}, \quad (1)$$

where I is current through the sensor;

B is magnetic flux density (magnetic field intensity);

n is charge carrier concentration in the material;

e is elementary charge (electron or hole);

d is thickness of the sensing element along the direction in which the Hall voltage is generated;

R_H is Hall coefficient, $R_H = 1/(ne)$.

The classical Hall sensor model assumes that the semiconductor or metallic plate is homogeneous in thickness and composition, that charge carriers move within it in accordance with Ohm's law under the action of the Lorentz force in a magnetic field, and that edge effects do not have a significant influence and are therefore neglected.

In practice, the shape and dimensions of a sensor may deviate from the idealized model, and the thickness and material properties of the crystal may be non-uniform. This is commonly accounted for by introducing

a dimensionless geometrical correction factor G into equation (1):

$$U_H = R_H \frac{IB}{d} G. \quad (2)$$

In more complex systems, it is essential to account for the charge carrier mobility μ and recombination processes. In the case of doped semiconductors, where different types of charge carriers (electrons and holes) coexist, the Hall coefficient is expressed as the combined contribution of each carrier type. Under these conditions, equation (2) takes the form:

$$U_H = \frac{p\mu_h^2 - n\mu_e^2}{q(p\mu_h + n\mu_e)^2} \frac{IB}{d} G, \quad (3)$$

where μ_h , μ_e is the mobilities of holes and electrons, respectively.

The classical model provides a convenient and efficient means for estimating the key parameters of a Hall sensor, such as sensitivity and output signal, which is particularly useful in the early stages of device design [2]. However, the classical model has certain limitations, as it does not take into consideration temperature effects, magnetic field intensity, or external optical irradiation.

Several models [10], [11], [12] proposed to describe Hall sensors incorporate additional effects or parameters, such as anisotropic conductivity in the semiconductor crystal, surface scattering, and charge carrier transport phenomena. Nevertheless, parameters such as carrier concentration, sensor thickness, and mobility are typically assumed constant, being determined during the design and fabrication stages. Given that these parameters can vary under optical irradiation, it is necessary for the model to account for the internal photoelectric effect and its influence on the Hall voltage.

Over the past two decades, numerous experimental and theoretical studies have investigated the effects of charge carrier photogeneration in semiconductor structures. Photogeneration significantly increases the charge carrier population in a semiconductor, thereby modifying its electrical conductivity [13]. In particular, studies [14], [15] have demonstrated that the contributions of electrons and holes can be accurately separated, and their mobilities can be determined in high-mobility organic semiconductors under optical excitation. Photogeneration has been shown to substantially affect both carrier concentration and effective mobility, which is consistent with the assumptions underlying the present work.

In the context of contactless conductivity measurement techniques, it is also important to note the phenomenon known as the optical hall effect, which enables evaluation of free carrier parameters (concentration, mobility, and effective mass) without direct electrical contact, by employing a magnetic field and an optically excited medium. For example, the authors of [16] presented a

detailed model of the optical hall effect dielectric tensor function for multilayer semiconductor structures and explained how data analysis based on Mueller matrices and 4×4 matrix formalisms provide access to the electrical characteristics of the material.

Optical irradiation affects not only carrier concentration but also carrier mobility, both of which are critical for sensor operation. The expression for the change in the excess carrier concentration Δn in a semiconductor under external irradiation is given by:

$$D = \frac{dn}{dt} = \frac{\Delta n}{\tau}, \quad (4)$$

where D is charge carrier generation rate;
 τ is lifetime of nonequilibrium charge carriers.

The mobility of electrons and holes is determined by the expression:

$$\mu = e\tau/m^*, \quad (5)$$

where m^* is the effective mass of a charge carrier.

From expression (4), the time-dependent change in the concentration of nonequilibrium charge carriers $\Delta n(t)$ relative to the initial (intrinsic) carrier concentration $n(0)$ can be derived [17]:

$$\Delta n(t) = n(0) \cdot \exp(-t/\tau). \quad (6)$$

The photogeneration parameters, in particular the quantum efficiency and the absorption coefficient, determine the magnitude and linearity of the photosensitive signal and can be incorporated into the sensor model. Since the recombination rate is inversely proportional to the carrier lifetime, the quantum efficiency can be expressed as follows:

$$\eta_q = \frac{\tau_{nr}}{\tau_r + \tau_{nr}}, \quad (7)$$

where τ_{nr} , τ_r is carrier lifetimes in the absence of irradiation and under irradiation, respectively.

The amplitude of the output signal is determined by the change in the resistance R of the active region of the sensor and depends on the quantum efficiency η and the absorption coefficient α :

$$R = \eta \frac{e}{hv} (1 - \exp(-\alpha d)), \quad (8)$$

where hv is the energy of the incident photon.

Photogeneration exhibits pronounced dynamic properties that affect the sensor response time and its frequency characteristics. This implies that models accounting only for the static influence of light may be insufficiently accurate for describing sensor operation under time-varying irradiation conditions [18]. Accordingly, the frequency dependence of the photoinduced current can be expressed as follows:

$$I_{ph}(\omega) = \frac{D_0 \mu E}{1 + (\omega\tau)^2}, \quad (9)$$

where D_0 is amplitude of the charge carrier generation rate;
 E is the electric field;
 ω is the angular modulation frequency.

Despite significant progress in understanding photogeneration in semiconductors, several key aspects remain insufficiently studied or generalized in contemporary models, such as the nonlinear interaction between photogeneration and the classical Hall effect [19], [20] dynamic variations of photogeneration and their impact on the temporal characteristics of sensors [21], [22], as well as the interplay between optical and magnetic effects.

The next step is the development of a mathematical model capable of combining the internal photoelectric effect and the Hall effect in order to achieve a higher amplitude of the sensor output voltage U_H .

The planar topology proposed in this work (Fig. 1) enables uniform distribution of the near-surface current within the sensing element and ensures measurement stability. A key feature is that the photosensitive region of the sensor overlaps the carrier transport paths; so that even small variations in illumination lead to significant changes in carrier concentration. This creates favorable conditions for enhancing magnetic field sensitivity without the need to modify the sensor geometry.

The low temperature dependence of carrier mobility and concentration for the selected CdS sample (less

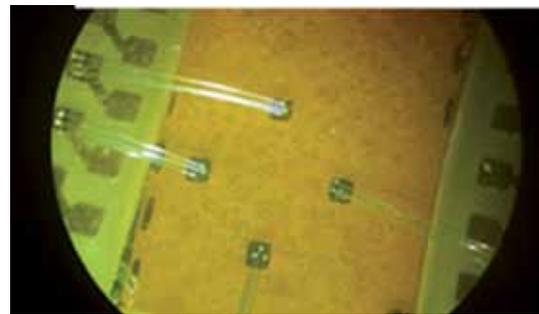
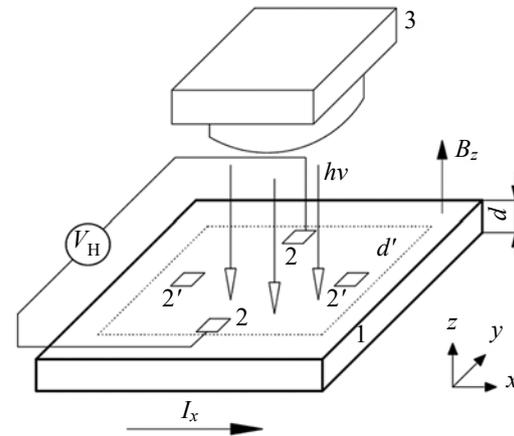


Fig. 1. Topology and external view of the proposed planar Hall sensor with a photosensitive active region:

1 — semiconductor plate; 2, 2' — metallic contacts on the surface of the plate; 3 — irradiation source ($\lambda = 532$ nm, $P = 100$ mW); d , d' — thickness of the sensor and the active layer, respectively (under irradiation $d' \ll d$); I_x — current through the sensor; B_z — magnetic flux density of the applied magnetic field; V_H — Hall voltage

than 1%/1 K) makes it possible to derive analytical relationships assuming an average temperature of $T=297\pm 2\text{ K}=\text{const}$.

The number of absorbed photons is determined by the absorption coefficient $\alpha(\lambda)$, which is a function of the radiation wavelength λ . For photons with energy $h\nu \geq E_g$, charge carrier photogeneration is efficient. The carrier generation process is described by the generation rate:

$$D = \alpha\Phi, \quad (10)$$

where Φ is photon flux (the number of photons per unit area per unit time). This parameter indicates how many electron-hole pairs are generated within a unit near-surface volume over a given time interval.

Not all generated carriers contribute to a change in electrical conductivity, since recombination processes occur. The number of carriers that effectively influence the conductivity variation is determined by the photo-generation efficiency and the average carrier lifetime τ . In particular, the steady-state excess carrier concentration can be estimated as follows:

$$\Delta n \approx D\tau. \quad (11)$$

Higher absorption efficiency and longer carrier lifetime result in increased charge carrier photogeneration. Under optical irradiation, the number of carriers increases by Δn (electrons) or Δp (holes). Accordingly, the effective concentrations of electrons and holes, respectively, to be expressed as follows:

$$n_{\text{eff}} = n_0 + \Delta n; \quad (12)$$

$$p_{\text{eff}} = p_0 + \Delta p. \quad (13)$$

Under optical irradiation, the concept of an effective thickness of the photosensitive semiconductor, denoted as d' , arises. This parameter defines the depth to which light penetrates into the material, thereby affecting charge carrier generation and, consequently, its electrical properties. According to the Beer–Lambert–Bouguer law, the light intensity decreases exponentially with the penetration depth:

$$I(z) = I_0 \exp(-\alpha z), \quad (14)$$

where I_0 is the initial radiation intensity at the surface.

The quantity inverse to the absorption coefficient ($1/\alpha$) corresponds to the thickness of the semiconductor layer d' over which the light intensity decreases by a factor of e . This implies that the effective thickness of the photosensitive layer is defined as:

$$d' = 1/\alpha. \quad (15)$$

With increasing absorption coefficient, the effective thickness decreases, since light is absorbed more strongly within a shallower depth. As a result, an active region is formed (**Fig. 2**), where the effective thickness d' is smaller than the substrate thickness d . According to expression (3), this enables a higher Hall voltage to be

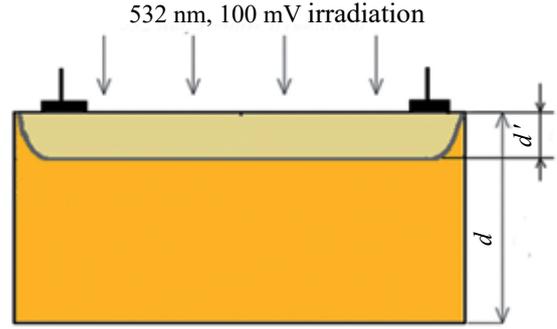


Fig. 2. Formation of the active region in a photosensitive planar Hall sensor during irradiation of a CdS substrate

obtained without compromising the mechanical strength of the structure.

The exponential decay of light intensity within the crystal thickness indicates that the effective photosensitive thickness is generally smaller than the actual sensor thickness. This parameter depends on the irradiation wavelength: short-wavelength radiation generates carriers near the surface, while long-wavelength radiation penetrates deeper into the material. Thus, the choice of the irradiation spectrum serves as a tool for controlling the spatial profile of photogeneration, enabling optimization of sensor operation under different conditions.

Equation (3) can be rewritten by taking into account expressions (12) and (13):

$$\begin{aligned} U_H &= \frac{p_{\text{eff}}\mu_h^2 - n_{\text{eff}}\mu_e^2}{q(p_{\text{eff}}\mu_h + n_{\text{eff}}\mu_e)^2} \frac{IB}{d} G = \\ &= \frac{(p_0 + \Delta p)\mu_h^2 - (n_0 + \Delta n)\mu_e^2}{q((p_0 + \Delta p)\mu_h + (n_0 + \Delta n)\mu_e)^2} \frac{IB}{d} G. \end{aligned} \quad (16)$$

If we introduce the coefficient $b = \mu_e/\mu_h$, then equation (8) can be written in the following form:

$$U_H = \frac{(p_0 + \Delta p) - (n_0 + \Delta n)b^2}{((p_0 + \Delta p) + (n_0 + \Delta n)b)^2} \frac{IB}{qd} G. \quad (17)$$

To verify the theoretical model and to separate the unknown quantities, one may assume that the Hall sensor is irradiated with sufficiently high intensity I , such that $d = d'$. Under this irradiation regime, photogeneration becomes uniform throughout the entire crystal volume, which allows the modified value of the charge carrier concentration to be applied consistently.

For low and moderate irradiation intensities, the increase in electron and hole concentrations can be assumed to be proportional to the photon flux Φ :

$$\Delta n = \eta(\lambda)\Phi\tau_e/l_e; \quad (18)$$

$$\Delta p = \eta(\lambda)\Phi\tau_h/l_h; \quad (19)$$

where $\tau_{e/h}$, $l_{e/h}$ is the average lifetimes and free paths of electrons and holes, respectively.

Taking these expressions into account, equation (17) can be rewritten as follows:

$$U_H = \frac{\left(p_0 + \frac{\eta(\lambda)\Phi\tau_h}{l_h}\right) - \left(n_0 + \frac{\eta(\lambda)\Phi\tau_e}{l_e}\right) b^2}{\left(\left(p_0 + \frac{\eta(\lambda)\Phi\tau_h}{l_h}\right) + \left(n_0 + \frac{\eta(\lambda)\Phi\tau_e}{l_e}\right) b\right)^2} \frac{IB}{qd} G. \quad (20)$$

Photogeneration may, in some cases, affect charge carrier scattering, lead to the formation of additional recombination centers, and induce defects in the substrate structure. However, these effects are not considered in the present mathematical model due to their relatively weak influence. At the same time, the authors of [23] demonstrate that photogeneration can significantly modify the electrical conductivity of semiconductors, and study [24] showed that the additional generation of carriers alters the electrical transport characteristics of the material. As a result of the assumptions made and the transformations performed, a relationship can be established between the Hall voltage under illumination $U_{H,il}$ and in the dark state $U_{H,d}$:

$$\frac{U_{H,il}}{U_{H,d}} = \frac{\left(p_0 + \frac{\eta(\lambda)\Phi\tau_h}{l_h}\right) - \left(n_0 + \frac{\eta(\lambda)\Phi\tau_e}{l_e}\right) b^2}{\left(\left(p_0 + \frac{\eta(\lambda)\Phi\tau_h}{l_h}\right) + \left(n_0 + \frac{\eta(\lambda)\Phi\tau_e}{l_e}\right) b\right)^2} \times \frac{(p_0 + n_0 b)^2 d}{p_0 - n_0 b^2 \alpha}. \quad (21)$$

By substituting the representative parameters of the CdS single crystal employed in the planar Hall sensor developed in this study:

$$p_0 = 10^{20} \text{ m}^{-3}; n_0 = 10^{18} \text{ m}^{-3}; \eta = 0.8; \alpha = 1.5 \cdot 10^{-3} \text{ m}^{-1}; \\ \tau_h = 10^{-7} \text{ s}; \tau_e = 10^{-8} \text{ s}; b = 5; d = 0.5 \cdot 10^{-3} \text{ m}; \\ \Phi = 10^{21} \text{ m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}; l_h = 5.8 \cdot 10^{-6} \text{ m}; l_e = 1.1 \cdot 10^{-6} \text{ m}.$$

The resulting theoretical ratio of the Hall voltage under illumination to that in the dark state is $U_{H,il}/U_{H,d} = 1.893$.

The modeling results presented in **Fig. 3** indicate that the increase in Hall voltage as external irradiation is not linear and exhibits a pronounced maximum. This behavior indicates the existence of an optimal combination of the active-layer thickness and photon flux at which the photogeneration of electrons and holes provides the largest increase in Hall voltage. At higher flux levels, the effect diminishes due to recombination processes. Hence, the model enables prediction of the limits of effective sensor operation and helps to avoid regimes of oversaturation and unnecessary energy consumption. The ratio $U_{H,il}/U_{H,d}$ increases as α decreases and at low values of Φ , however, with further increases in Φ it decreases, as shown in Fig. 3. The maximum is reached when Φ attains a certain low value and $\alpha = 0.2 \text{ mm}^{-1}$. Nevertheless, the active semiconductor layer is formed as a result of

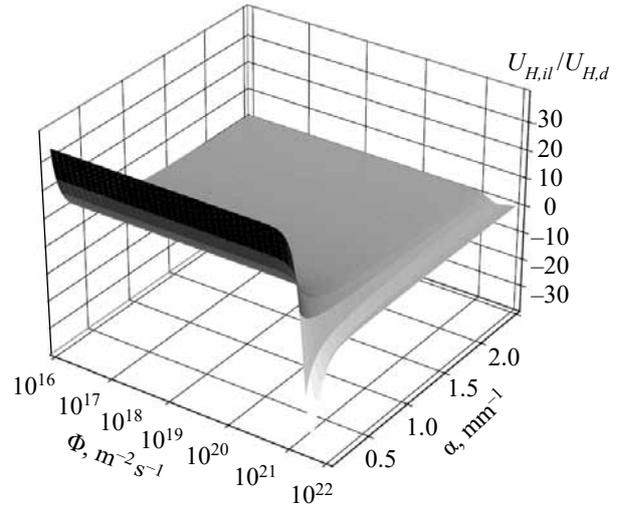


Fig. 3. Ratio of the Hall voltage under illumination to that in the dark state for CdS (a maximum value of 20 is achieved at an effective thickness of 0.2 mm, formed by a photon flux intensity of $2.6 \cdot 10^{17} \text{ m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$)

irradiation, and its thickness depends on the photon flux, quantum efficiency, irradiation wavelength, and angle of incidence at the surface.

Influence of Noise and Modeling Errors on the Calculation of the Hall Voltage

The mathematical model presented in this work accounts for charge carrier photogeneration and is based on the classical expression for the Hall voltage, with variations in charge carrier concentration included. To ensure the linearity of the model, the excess carrier concentration Δn must be much smaller than the baseline concentration n_0 (i.e., $\Delta n \ll n_0$). Under this condition, the model remains effectively linear, since small concentration perturbations do not alter the functional dependence of the Hall voltage U_H on current and magnetic field. If photogeneration becomes excessively strong ($\Delta n \approx n_0$ or $\Delta n > n_0$), the model begins to exhibit nonlinear effects, in which case even small variations in Δn may induce significant fluctuations in the output signal [25].

The photon flux Φ is one of the key parameters for controlling the Hall voltage, as high irradiation intensity may cause carrier saturation and drive the system outside the linear regime. At high quantum efficiency $\eta(\lambda)$ even small change in irradiation intensity can result in a significant increase in the electron concentration Δn . The carrier lifetime τ , which depends on crystal quality, also affects the Hall voltage: a short lifetime leads to rapid recombination and reduces the influence of photogeneration, whereas a long lifetime enhances the effect [26]. All parameters must be chosen to ensure that the model operates within the linear range, where the assumption $\Delta n \ll n_0$ remains valid.

For the CdS/CdSe systems study [27] reports infrared quenching (IR quenching) of the photo-Hall effect in

doped CdS:Cu/ZnS:Cu, materials, variations in carrier mobility as a function of photoelectron density in CdSe, as well as photoconductivity mechanisms in polycrystalline CdS involving trap states. These results directly confirm the influence of $\Delta n(\Phi, \lambda)$, τ and defects on the formation of the Hall voltage and the sensor sensitivity.

Thermal noise (also known as Johnson–Nyquist noise) is an inherent characteristic of any electrical system. It is defined as

$$v_n = \sqrt{4k_B TR\Delta f},$$

where k_B is Boltzmann constant;

T is absolute temperature;

R is resistance;

Δf is measurement bandwidth.

In the context of Hall sensors, thermal noise can influence both the measurement of the Hall output voltage and the overall system stability. If the noise level exceeds the signal variation induced by photogeneration, device sensitivity decreases. Therefore, appropriate design measures (e.g., low noise amplifiers and bandwidth optimization) must be implemented to mitigate the influence of thermal noise on measurements [28].

Defects and inhomogeneities in the crystal can lead to the formation of localized carrier traps, which may reduce the effective carrier lifetime τ and the value of Δn . In certain regions of the crystal, the local carrier concentration may differ from the average value n_0 , resulting in a nonuniform response to irradiation. Furthermore, defects can introduce additional sources of flicker noise ($1/f$ noise), thereby reducing measurement stability [29].

Experimental Investigation of the Developed Planar Hall Sensor

To eliminate thermoelectric EMF and minimize the influence of temperature-dependent carrier mobility, all Hall voltage measurements were performed at a constant temperature. The sample temperature was maintained at 297 K with an allowable deviation of no more than ± 2 K. This made it possible to minimize the influence of $\mu(T)$ and $n(T)$ and to isolate the contribution of the internal photoelectric effect to the formation of the Hall voltage.

The results of the experimental investigation of the developed planar Hall sensor with a photosensitive active region are presented in **Fig. 4**. They confirm the theoretically substantiated increase in the Hall voltage under external irradiation. The measurement results show that the model describes the variation of the Hall voltage as a function of sensor parameters, irradiation, and external magnetic field with an error not exceeding 5% for currents above 40 mA. At low currents (< 40 mA), a markedly larger Hall voltage is observed, arising from noise factors, charge accumulation in the diffusion capacitance of the crystal, carrier injection and drift

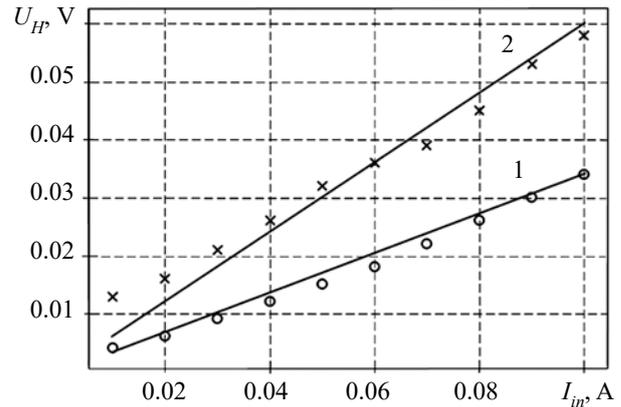


Fig. 4. Experimental (symbols) and theoretical (lines) dependences of the Hall voltage on current for CdS, obtained without irradiation (1) and with irradiation (2)

associated with edge effects, as well as the motion of photoelectrons in the near-surface region of the crystal, where resistivity decreases sharply. Under these conditions, pronounced nonlinear small-signal effects become evident.

The experimental results demonstrate an approximately 2.8-fold increase in the Hall sensor sensitivity to the magnetic field at a current of 10 mA, which significantly exceeds the prediction of the mathematical model and warrants further investigation.

Conclusions

The developed mathematical model of a planar Hall sensor enables both qualitative and quantitative evaluation of the influence of photoelectron generation on the Hall voltage in CdS-based structures. A universal approach is proposed for enhancing of magnetic field measurement sensitivity using energy-efficient photosensitive Hall sensors with low power consumption.

Experimental investigations confirmed the nearly twofold increase in the Hall voltage under irradiation of the CdS crystal predicted by the mathematical model, demonstrating good agreement between theory and experiment. The proposed planar sensor architecture opens the possibility of employing photosensitive Hall sensors in high-precision and energy-efficient measurement systems.

The mathematical model indicates that, for Hall sensors with a photosensitive active region, materials with a maximal difference between electron and hole mobilities should be selected, along with a peak spectral sensitivity in the optical or ultraviolet region to minimize the thickness of the active layer.

The next stage of research will extend the model to describe the dynamic characteristics of the sensor under modulated light intensity conditions, as well as accounting for the effects of temperature and crystal structure defects in low-power operating regimes, i.e., developing a small-signal model of the planar Hall sensor.

REFERENCES

- [1] S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2006.
- [2] M. J. Caruso, C. H. Smith, T. Bratland, and R. Schneider, "A new perspective on magnetic field sensing," *Sensors*, vol. 17, no. 9, pp. 258–264, 2000. Available: <https://surl.li/yyvypuk>
- [3] W. Bolton, *Sensors and Actuators: Engineering System Instrumentation*, 2nd ed. Oxford, U.K.: Newnes, 2021.
- [4] L. Liu, X. Guo, W. Liu, and C. Lee, "Recent progress in the energy harvesting technology—From self-powered sensors to self-sustained IoT, and new applications," *Nanomaterials*, vol. 11, no. 11, Art. no. 2975, 2021, doi: 10.3390/nano11112975.
- [5] A. Musiienko, R. Grill, P. Moravec, P. Fochuk, I. Vasylychenko, H. Elhadidy, et al., "Photo-Hall-effect spectroscopy with enhanced illumination in $p\text{-Cd}_{1-x}\text{Mn}_x\text{Te}$ showing negative differential photoconductivity," *Phys. Rev. Applied*, vol. 10, pp. 014019, 2018, doi: 10.1103/PhysRevApplied.10.014019
- [6] S. E. Schacham, and E. Finkman, "Light-modulated Hall effect for extending characterization of semiconductor materials," *J. Appl. Phys.*, vol. 60, pp. 2860–2865, 1986, doi: 10.1063/1.337070
- [7] A. I. Galuza and A. B. Beznosov, "Optical functions of the Drude model: transformation of the spectra over wide ranges of parameters," *Low Temp. Phys.*, vol. 27, pp. 216–227, 2001, doi: 10.1063/1.1355519
- [8] N. J. Gantzler, "An alternative approach to the extended Drude model," *J. Appl. Spectrosc.*, vol. 85, pp. 361–364, 2018, doi: 10.1007/s10812-018-0657-x
- [9] I. V. Maznichenko, "Tunable 2D electron gas at the $\text{LaAlO}_3/\text{SrTiO}_3(001)$ interface," *Phys. Rev. Materials*, vol. 3, pp. 074006, 2019, doi: 10.1103/PhysRevMaterials.3.074006
- [10] J. H. Davies, "The two-dimensional electron gas," in *The Physics of Low-Dimensional Semiconductors: An Introduction*, Cambridge: Cambridge University Press, 1997, pp. 329–370, doi: 10.1017/CBO9780511819070.011
- [11] P. Ritzinger, and K. Vyborny, "Anisotropic magnetoresistance: materials, models and applications," *R. Soc. Open Sci.*, vol. 10, iss. 10, 2023, doi: 10.1098/rsos.230564
- [12] C.-J. Zhao, "Research progress in anisotropic magnetoresistance," *Rare Metals*, vol. 32, pp. 213–224, 2013, doi: 10.1007/s12598-013-0090-5
- [13] B. G. Streetman, and S. Banerjee, *Solid State Electronic Devices*, 6th ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2006.
- [14] V. Bruevich, H. H. Choi, and V. Podzorov, "The photo-Hall effect in high-mobility organic semiconductors," *Adv. Funct. Mater.*, vol. 31, pp. 2006178, 2021, doi: 10.1002/adfm.202006178
- [15] Y. Chen, H. T. Yi, and V. Podzorov, "High-resolution ac measurements of the Hall effect in organic field-effect transistors," *Phys. Rev. Applied*, vol. 5, pp. 034008, 2016, doi: 10.1103/PhysRevApplied.5.034008
- [16] M. Schubert, P. Kühne, V. Darakchieva, and T. Hofmann, "Optical Hall effect model description: tutorial," *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 33, pp. 1553–1568, 2016, doi: 10.1364/JOSAA.33.001553
- [17] C. Jacoboni, and L. Reggiani, "The Monte Carlo method for the solution of charge transport in semiconductors with applications to covalent materials," *Rev. Mod. Phys.*, vol. 55, no. 3, pp. 645–705, 1983, doi: 10.1103/RevModPhys.55.645
- [18] Y. Tsividis, and C. McAndrew, *Operation and Modeling of the MOS Transistor*, 3rd ed. Oxford, U.K.: Oxford Univ. Press, 2011.
- [19] R. S. Popovic, *Hall Effect Devices: Magnetic Sensors and Characterization of Semiconductors*. Bristol, U.K.: Institute of Physics Publishing, 2004.
- [20] R. F. Pierret, *Semiconductor Device Fundamentals*. Reading, MA, USA: Addison Wesley, 1996.
- [21] M. Razeghi, and R. Baker, *Modern Semiconductor Device Physics*. San Diego, CA, USA: Academic Press, 2007.
- [22] J. Singh, *Semiconductor Optoelectronics: Physics and Technology*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2003.
- [23] P. Y. Yu, and M. Cardona, *Fundamentals of Semiconductors: Physics and Materials Properties*, 4th ed. Berlin, Germany: Springer, 2010, doi: 10.1007/978-3-642-00710-1
- [24] J. I. Pankove, *Optical Processes in Semiconductors*. New York, NY, USA: Dover Publications, 1971.
- [25] D. K. Ferry, and S. M. Goodnick, *Transport in Nanostructures*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1997, doi: 10.1017/CBO9780511626128
- [26] R. A. Smith. *Semiconductor Fundamentals*. Oxford University Press, 2014.
- [27] B. Ch. Burgett, and C. Ch. Lin, "Infrared quenching of the luminescence and photo-hall effect of ZnS:Cu and CdS:Cu crystals," *Journal of Physics and Chemistry of Solids*, vol. 31, iss. 6, 1970, pp. 1353–1359, doi: 10.1016/0022-3697(70)90139-3.
- [28] J. H. Davies, *The Physics of Low-Dimensional Semiconductors: An Introduction*. Cambridge University Press, 1998.
- [29] B. K. Ridley, *Quantum Processes in Semiconductors* (5th ed.). Oxford University Press, 2013.

Received 01.09 2025

DOI: 10.15222/ТКЕА2025.3-4.15
УДК 681.586.728

Віктор СЕРГІЙЧУК, Остан ОЛІЙНИК

Україна, м. Київ, КПІ імені Ігоря Сікорського

E-mail: ostap.oliinyk@gmail.com

РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ФОТОЧУТЛИВОГО СЕНСОРА ХОЛЛА НА ОСНОВІ CdS

Запропоновано математичну модель фоточутливого сенсора Холла виготовленого на основі монокристалу CdS, в якому використовується внутрішній фотоефект. Математична модель описує зміну концентрації та рухливості носіїв зарядів під дією опромінення й дозволяє оцінити приріст чутливості сенсора до магнітного поля завдяки зміні параметрів матеріалу сенсора. Теоретично встановлено і підтверджено експериментально, що при зовнішньому опроміненні активної області сенсора напруда Холла збільшується двократно. Розроблений підхід може бути використаний для оптимізації планарних сенсорів у системах, які потребують високої точності, чутливості та енергоефективності.

Ключові слова: ефект Холла, фоточутливий сенсор Холла, CdS, математичне моделювання, планарний сенсор Холла.



Copyright: © 2025, 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/>).

Igor CEVUKH, Anastasiya SAKOVICH

Україна, Національний університет «Одеська політехніка»

E-mail: itsevukh@op.edu.ua

ВИЯВНИК НЕСИНХРОННОЇ ІМПУЛЬСНОЇ ЗАВАДИ В УМОВАХ АДТИВНОЇ СУМІШІ НЕКОРЕЛЬОВАНОЇ ТА ДИСКРЕТНОЇ ЗА ДАЛЬНІСТЮ КОРЕЛЬОВАНОЇ ГАУСОВИХ ЗАВАД

Запропоновано алгоритм виявлення імпульсних несинхронних завад для радіосистем вилучення інформації, що функціонують в умовах складної завадової обстановки. У середовищі Matlab/Simulink сформовано структурну схему і проведено моделювання розробленого алгоритму в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад. Дослідження підтвердили працездатність розробленого алгоритму за наявності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту радіотехнічної системи.

Ключові слова: алгоритм виявлення, імпульсна завада, динамічний діапазон, суміш корельованої та некорельованої завад.

Однією з основних вимог, що висувуються до існуючих та проєктованих багатофункціональних радіотехнічних систем (РТС), є висока їхня завадозахищеність в умовах складної, мінливої та апріорно невідомої завадової обстановки [1], [2], [3]. Підвищення завадостійкості РТС і вдосконалення засобів радіоелектронної боротьби вимагають розроблення ефективних систем завадозахисту з високою інформативністю, здатних працювати в умовах впливу комплексу різнорідних завад. При цьому через високу технічну складність рішення, які реалізують складні адаптивні оптимальні багатовимірні алгоритми [4], [5], [6], не можуть використовуватися в мобільних радіолокаторах, для яких більш прості підоптимальні алгоритми виявлення є привабливим технічним та економічним вирішенням цієї проблеми. Розроблення таких алгоритмів вимагає введення певних обмежень (допущень), що накладаються і на структуру системи, і на моделі сигналу та завад, які входять до комплексу.

Постановка завдання

Моделі завад, прийняті в роботі

Всі існуючі види завад, що діють на РТС, з математичної точки зору та характеру впливу на систему завадозахисту можна умовно представити у вигляді трьох компонентів: корельованої η_i , некорельованої γ_i та імпульсної δ_i завад. Тобто на практиці система піддається впливу комплексу завад: $\xi_i = \eta_i + \gamma_i + \delta_i$. Розглянемо кожну з них.

Корельована завада. Поряд з пасивними завадами, які є результатом відбиття зондувального сигналу від підстилаючих поверхонь (земної та водної), протяжних метеороутворень (дощ, сніг, град, туман), є ще багато джерел корельованих завад як природного, так і штучного походження [7], [8]. Вплив пасивних завад

проявляється у придушенні та маскуванні корисних сигналів, особливо при виявленні малорозмірних цілей на низькій висоті. Інтенсивність корельованих завад, як правило, істотно перевищує рівень власних шумів приймача та сигналу від цілі, що ускладнює радіолокаційне спостереження, а іноді робить його взагалі неможливим.

Відповідно до центральної граничної теореми, за умови однорідності статистичних характеристик завади в межах аналізованого часового стробу допустимим є опис корельованої завади нормальною щільністю розподілу ймовірностей з коваріаційною матрицею B_K з елементами

$$b_{ik} = \sigma_K^2 r_{ik} \exp[j(i-k)\varphi_K], \quad (1)$$

де σ_K^2 — потужність корельованої завади;

r_{ik} — коефіцієнти міжперіодної кореляції;

φ_K — доплерівській зсув фази завади за період повторення T , $\varphi_K = 2\pi f_d T$;

f_d — доплерівська частота завади.

Некорельована завада містить внутрішні шуми приймача й активні стаціонарні загороджувальні завади. Ці заважаючі впливи, що пройшли через вузько-смугові фільтри, описуються нормальною щільністю розподілу ймовірностей з міжперіодним коефіцієнтом кореляції, близьким до нуля. Отже, для задач міжперіодної обробки сигналів некорельовану заваду можна описати нормальною щільністю розподілу ймовірностей з діагональною коваріаційною матрицею

$$B_H = \sigma_H^2 I, \quad (2)$$

де σ_H^2 — потужність некорельованої завади;

I — одинична матриця.

Імпульсна завада. Вважатимемо, що несинхронна імпульсна завада є відрізками випадкового процесу з довільною випадковою тривалістю та хаотичним періодом повторення. Приблизно її можна описати нормальною щільністю розподілу ймовірностей з коваріаційною матрицею B_I . Для вектора вхідного процесу X , v -тий елемент якого містить імпульсну заваду, коваріаційна матриця має вигляд

$$B_I = \sigma_1^2 e_v e_v^*, \quad (3)$$

де σ_1^2 — потужність імпульсної завади;

e_v — N -мірний вектор з v -тим елементом, що дорівнює одиниці.

Таким чином, коваріаційна матриця комбінованої завади це сума коваріаційних матриць окремих складових:

$$B_3 = B_K + B_H + B_I. \quad (4)$$

Структура виявника сигналу в умовах різнорідної комбінованої завади

За умови, що завади, які входять до комплексу, описуються гаусовими моделями, оптимальний за критерієм максимуму відношення сигнал/завада алгоритм виявлення сигналу потребує обчислення достатньої статистики вигляду [9]

$$l = X^* B_3^{-1} S, \quad (5)$$

де X — N -мірний вектор вибіркового відліку вхідного процесу;

B_3 — коваріаційна матриця комбінованої завади;

S — вектор корисного сигналу;

* — знак комплексного спряження та транспонування.

Застосування оптимальних алгоритмів виявлення сигналу на тлі комплексу завад при вирішенні конкретних радіолокаційних завдань ускладнюється як неможливістю достатньо обґрунтованого завдання ймовірнісних і навіть спектрально-кореляційних характеристик сигналу і комбінованої завади, так і вимогами до реалізації алгоритмів у реальному масштабі часу за умови збереження їхньої стійкості до асимптотично оптимальних рішень. Щоб подолати апріорну невизначеність, застосовується адаптивний байєсівський підхід [12], який передбачає оптимізацію алгоритмів обробки залежно від параметрів завади та заміну невідомих параметрів їх спроможними оцінками, що призводить до побудови адаптивних алгоритмів та систем обробки. У виразі (5) це зводиться до заміни коваріаційної матриці завади B_3 її оцінкою максимальної правдоподібності.

У разі складної мінливої завадової обстановки, зокрема дії потужної імпульсної завади на тлі адитивної суміші дискретної за дальністю корельованої та нестационарної некорельованої завад, вибіркова кореляційна матриця комплексної завади може стати

погано обумовленою, а алгоритми швидкого звернення матриці [7], [13] — видати сингулярні рішення. Це негативно позначається на роботі радіолокаційної системи в цілому: значно знижується співвідношення сигнал/шум, з'являються завади у вигляді помилкових потужних викидів сигналу тощо.

У [14] показано, що з урахуванням апріорної інформації щодо різнорідного характеру завадних впливів коваріаційну матрицю комбінованої завади можна подати як

$$B_3 = \left[(B_K + B_H)^{-1} B_I + I \right]^{-1} \left[B_H^{-1} B_K + I \right]^{-1} B_H^{-1}. \quad (6)$$

Тоді процедура виявлення корисного сигналу (5) запишеться у вигляді алгоритму з почерговою компенсацією імпульсної, корельованої і некорельованої завад, які входять до комплексу

$$l = X^* \left\{ \left[(B_K + B_H)^{-1} B_I + I \right]^{-1} \left[B_H^{-1} B_K + I \right]^{-1} B_H^{-1} \right\} S. \quad (7)$$

У [15] показано, що оптимальна процедура (7) зводиться до послідовної оптимальної компенсації кожної з “небілих” завад — спершу імпульсної, а потім корельованої — за критерієм мінімізації середньоквадратичного відхилення (СКВ), із подальшою узгодженою обробкою в умовах “білих” шумів. При цьому оптимальний за СКВ компенсатор імпульсної завади має замінювати уражений імпульсною завадою (ІЗ) елемент вибірки вхідного процесу зваженою сумою значень x_j^* , що не містять ІЗ. Подальші перетворення згідно з (7) зводяться до послідовного виконання операцій оптимального за СКВ режектування корельованої завади (КЗ) та когерентного накопичення.

На початковому етапі боротьби з комбінованою завадою для компенсації імпульсної складової алгоритм (7) передбачає наявність апріорної інформації про номер елемента вектора вхідного процесу та номер елемента дозволу за дальністю, які уражені імпульсною завадою. Однак на практиці така інформація, як правило, відсутня, що зумовлює необхідність її визначення шляхом виявлення ІЗ на тлі суміші інших типів завад.

Алгоритми виявлення несинхронної імпульсної завади на тлі суміші гаусових завад

Завдання виявлення імпульсної завади в умовах адитивної суміші стаціонарних некорельованих та корельованих гаусових завад відомої потужності вирішується порівняно просто [2]. У цьому випадку алгоритм виявлення ІЗ можна побудувати, наприклад, на основі тесту відношення правдоподібності. Застосування такого тесту з урахуванням спроможних оцінок невідомих параметрів дозволяє сформулювати правило прийняття рішення щодо наявності/відсутності імпульсної завади в k -му елементі вибірки вхідного процесу:

$$|X_k|^2 \geq C \sum_{i=1}^{m-1} |X_i|^2, \quad i \neq k, \quad (8)$$

де C — коефіцієнт, що обчислюється залежно від заданої ймовірності помилкової тривоги виявлення ІЗ.

В результаті вся процедура виявлення імпульсної завади на тлі стаціонарної завади невідомої потужності зводиться до порівняння квадрата модуля аналізованого елемента з сумою квадратів модулів інших елементів, які не містять імпульсної завади, помноженою на константу. Однак цей алгоритм втрачає ефективність у випадках змінної потужності нестационарної завади, оскільки будь-яке різке коливання рівня неперервної завади (як корельованої, так і некорельованої) може бути хибно інтерпретоване як імпульсна завада. Унаслідок цього такі елементи виключаються з подальшого процесу виявлення корисного сигналу, що призводить до втрати корисної інформації.

Для підвищення ефективності виявлення імпульсних завад на тлі адитивної суміші некорельованої та дискретної по дальності корельованої завади в [16] в умовах відсутності обмежень на динамічний

діапазон приймального тракту РТС розроблено пристрій, структурна схема якого представлена на **рис. 1**. Запам'ятовувальні пристрої $ЗП_T$, $ЗП_{\tau}$ призначені для зберігання інформації, відповідно, на період T повторення зондувального сигналу та на n тривалостей τ зондувального сигналу. Блоки ВІЗС1, ВІЗС2, ВІЗК — виявники імпульсної завади (ВІЗ) на тлі стаціонарної завади в k -му елементі дозволу за дальністю, що реалізують різні підходи до аналізу даних у межах одного або кількох періодів повторення.

ВІЗС1 працює за методом багатьох контрастів, використовує дані j -го періоду повторення, а рішення щодо наявності ІЗ приймається, якщо виконується хоча б одна з таких умов:

$$\begin{aligned} C|X_{k,j}|^2 - |X_{k+1,j}|^2 > 0; C|X_{k,j}|^2 - |X_{k+2,j}|^2 > 0; \dots; \\ C|X_{k,j}|^2 - |X_{k+(m-1),j}|^2 > 0, \end{aligned} \quad (9)$$

де $X_{k,j}, X_{k+1,j}, \dots, X_{k+(m-1),j}$ — вибіркові значення вхідного процесу в $k, k+1, \dots, k+(m-1)$ елементах дозволу за дальністю j -го періоду повторення;

C — коефіцієнт, що вибирається з умови забезпечення заданої ймовірності помилкової тривоги.

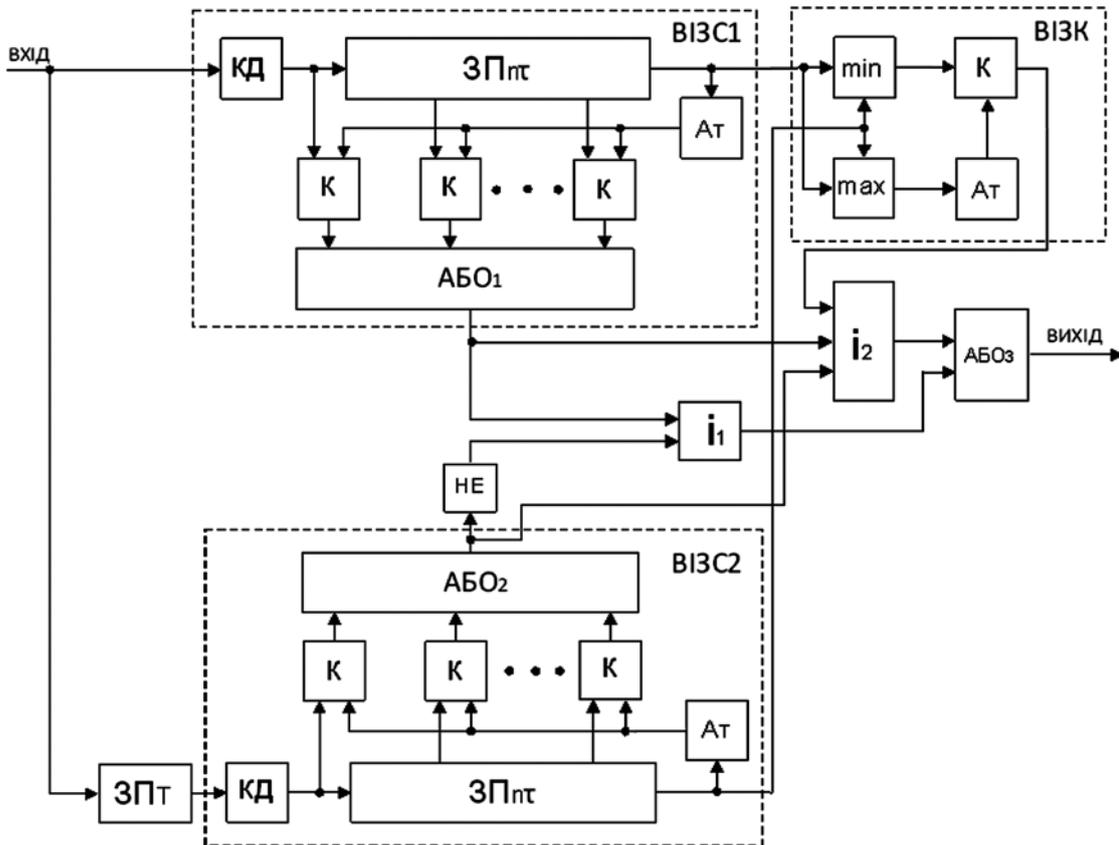


Рис. 1. Структурна схема виявника імпульсних завад без обмежень на динамічний діапазон [16]: ВІЗС1, ВІЗС2, ВІЗК — блоки виявлення імпульсної завади; К — компаратор; $ЗП_T$, $ЗП_{\tau\tau}$ — запам'ятовувальні пристрої; КД — квадратичний детектор; Ат — атенюатор; І, АБО, НЕ — відповідні логічні сполучення

Блок ВІЗС2 аналогічний ВІЗС1, використовує дані $(j-1)$ -го періоду й, відповідно, умови для прийняття рішення про наявність ІЗ такі:

$$C|X_{k,j-1}|^2 - |X_{k+1,j-1}|^2 > 0; C|X_{k,j-1}|^2 - |X_{k+2,j-1}|^2 > 0; \dots; \\ C|X_{k,j-1}|^2 - |X_{k+(m-1),j-1}|^2 > 0; \quad (10)$$

де $X_{k,j-1}, X_{k+1,j-1}, \dots, X_{k+(m-1),j-1}$ — те ж саме, що й у (9), для $(j-1)$ -го періоду повторення.

Блок ВІЗК приймає рішення за результатами аналізу інформації в j -му та $(j-1)$ -му періодах повторення, реалізуючи алгоритм

$$C \cdot \max \left\{ |X_{k,j}|^2; |X_{k,j-1}|^2 \right\} - \\ - \min \left\{ |X_{k,j}|^2; |X_{k,j-1}|^2 \right\} > 0, \quad (11)$$

де $\max \{a; b\}, \min \{a; b\}$ — відповідно, максимальне та мінімальне з величин a та b значення;

$$C = \frac{2}{r_0} \left(\frac{1}{r_0} - \sqrt{\frac{1}{r_0^2} - 1} \right) - 1.$$

З метою перевірки ефективності запропонованого пристрою в порівнянні з пристроєм, представленим у [16], було проведено комп'ютерне моделювання за умов відсутності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту РТС. Розглядалося 200 елементів дозволу по дальності у двох періодах повторення. У кожному з цих елементів діяла некорельована завада з гаусовою щільністю розподілу ймовірностей, а в елементах з 20 по 70 та з 120 по 150 — адитивна суміш некорельованої і корельованої завад також з гаусовою щільністю розподілу ймовірностей і модулем комплексного коефіцієнта кореляції $\rho = 0,99$. Елементи дозволу 5, 45, 65, 117, 148 першого періоду повторення вражалися імпульсною завадою з відношенням потужностей імпульсної та некорельованої завад $\lambda_{\text{И}} = \sigma_{\text{I}}^2 / \sigma_{\text{H}}^2 = 80$ дБ. Отримані результати моделювання показали, що при відношенні потужностей корельованої і некорельованої завад $\lambda_{\text{KH}} = \sigma_{\text{K}}^2 / \sigma_{\text{H}}^2 = 40$ дБ та розмірі “вікна” $m = 10$ відносна частота помилкового виявлення для пропонованого пристрою дорівнювала нулю (спостереження проводилися за 200 статистично незалежними випробуваннями).

У мобільних радіолокаторах, для яких складність технічної реалізації та економічні показники мають суттєве значення, доводиться обмежувати динамічний діапазон приймального тракту РТС, використовуючи при цьому нелінійні та інші методи обробки сигналів в умовах потужних імпульсних та корельованих завад. Найпростішим і дуже ефективним є амплітудне обмеження. Зазвичай рівень обмеження вибирається меншим за середньоквадратичне значення адитивної суміші завад, і в таких умовах рівні імпульсної та

корельованої завад на вході приймального пристрою РТС відрізняються несуттєво. Для таких систем обробки сигналів ймовірність помилкового виявлення ІЗ в блоках ВІЗС1 та ВІЗС2 схеми на рис. 1 неприпустимо велика.

Метою цієї роботи було підвищення ефективності виявлення імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та потужної дискретної за дальністю корельованої завади за наявності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту РТС.

Для досягнення мети було розроблено алгоритм виявлення імпульсної завади для РТС, що може ефективно функціонувати в умовах поставленого завдання, в середовищі Matlab/Simulink створено моделі виявника імпульсних завад та проведено моделювання його роботи в умовах адитивної суміші некорельованої та нестационарної корельованої гаусових завад.

Алгоритм виявлення несинхронної ІЗ в умовах змішаних гаусових завад і обмеженого динамічного діапазону

В умовах обмеженого динамічного діапазону приймального тракту РТС амплітудні відмінності між імпульсною та корельованою завадами частково нівелюються, тому подальша обробка має спиратися на інші ознаки. Зокрема, несинхронну ІЗ можна відрізнити від КЗ за інтервалом між імпульсами та відсутністю міжперіодної кореляції.

У [14] показано, що з урахуванням апріорної інформації про різномірний характер завадних впливів коваріаційну матрицю комбінованої завади водночас з (6) можна подати також у вигляді

$$B_3 = \left[(B_{\text{I}} + B_{\text{H}})^{-1} B_{\text{K}} + I \right]^{-1} \left[B_{\text{H}}^{-1} B_{\text{I}} + I \right]^{-1} B_{\text{H}}^{-1}, \quad (12)$$

а процедуру виявлення (5) корисного сигналу записати у вигляді алгоритму з почерговою компенсацією корельованої, імпульсної та некорельованої завад, які входять до комплексу

$$l = \left\{ \left[(B_{\text{I}} + B_{\text{H}})^{-1} B_{\text{K}} + I \right]^{-1} \left[B_{\text{H}}^{-1} B_{\text{I}} + I \right]^{-1} B_{\text{H}}^{-1} \right\} S. \quad (13)$$

Тобто алгоритм (13) зводиться до послідовної компенсації за критерієм мінімуму СКВ спочатку корельованих завад, потім імпульсних і когерентного накопичення. Скористаємося цією можливістю для визначення номера елемента вхідного процесу, ураженого ІЗ.

Відомо [2], [3], що простим, але досить ефективним пристроєм придушення корельованих завад є пристрій черезперіодної компенсації (ЧПК). Розробимо алгоритм виявлення імпульсної завади, який, за прикладом [17], додатково використовує аналіз процесів на виході ЧПК. Будемо вважати, що:

— імпульсна завада на вході та виході пристрою ЧПК розподілена за нормальним законом, а модуль її міжперіодного коефіцієнта кореляції дорівнює нулю;

другий вхід якого через елемент «НЕ2» теж надійде рівень логічної 1. В результаті на виході елементу «I2» буде рівень логічної 1, який надійде на перший вхід елемента АБО2, на виході якого, незалежно від результату роботи ВІЗК, з'явиться сигнал, що є ознакою наявності імпульсної завади в k -му елементі дозволу по дальності j -го періоду повторення.

Нехай ІЗ діє у k -му елементі дозволу за дальністю в $(j-1)$ -му періоді повторення на тлі стаціонарних, безперервних за дальністю завад. Тоді на виході К2 з'явиться рівень логічної 1, що надійде до входу елемента «I1», на другий вхід якого через елемент «НЕ1» теж надійде рівень логічної 1. В результаті на виході елемента «I1» буде рівень логічної 1, який надійде на третій вхід елемента «АБО1», на виході якого, незалежно від результату роботи ВІЗК, з'явиться сигнал, що є ознакою наявності імпульсної завади в k -му елементі дозволу по дальності $(j-1)$ -го періоду повторення.

Нехай протягом перехідного — від потужної корельованої завади до некорельованої — процесу на виходах компараторів К1 (ВІЗС1) та К2 (ВІЗС2) за відсутності імпульсної завади встановлюються рівні логічної 1. Ці рівні надходять відповідно на перший та другий (через інвертор) входи елементів «I1» та «I2», в результаті чого на виходах цих елементів формуються рівні логічного 0. На виході ВІЗК буде рівень логічного 0 й, отже, рівень логічного 0 з'явиться і на виході елемента «ІЗ». Беручи до уваги те, що на перший та другий входи елемента «АБО» надходять рівні логічного 0, на його виході також з'явиться рівень логічного 0, що є ознакою відсутності імпульсної завади в аналізованому елементі.

При наявності імпульсної завади в k -му елементі дозволу по дальності в j -му періоді повторення вказаний перехідний період на виході ВІЗК з'явиться рівень логічної 1. Цей сигнал надходить на вихід елемента «ІЗ», оскільки на його другий і третій входи також подаються рівні логічної 1 з виходів ВІЗС1 та ВІЗС2 відповідно. У результаті рівень логічної 1 надходить на перший вхід елемента «АБО1», на виході якого формується сигнал, що є ознакою наявності імпульсної завади в аналізованому елементі.

Виявлення потужної ІЗ у $(j-1)$ -му періоді виконується так само, як і для j -го періоду.

Зауважимо, що ефективність роботи запропонованого виявника потужної ІЗ в умовах відсутності обмежень на динамічний діапазон приймального пристрою збігається з ефективністю роботи прототипу. У випадку ж застосування обмежень динамічного діапазону, наприклад при використанні системи ШОВ (широка полоса — обмежувач — вузька полоса), рівні імпульсної та корельованої завад на вході приймального пристрою РЛС майже не відрізняються, і в результаті ефективність виявлення ІЗ в блоках

ВІЗС1 та ВІЗС2 на тлі некорельованих і дискретних за дальністю корельованих завад неприйнятно знижується. Тому до складу пристрою введено блок ВІЗС3, який визначає наявність імпульсної завади на виході схеми ЧПК. Алгоритм роботи полягає в обчисленні знаку різниці між квадратом модуля відліку процесу з виходу схеми ЧПК (помноженим на константу C) та виваженою сумою $m-1$ сигналів з кожного з m елементів лінії затримки. Якщо ця різниця додатна, фіксується присутність імпульсної завади в k -му елементі, якщо від'ємна — її відсутність. Компаратори К4 і К5 разом із логічними елементами «I4» та «I5» дозволяють визначити, в якому саме періоді повторення, j -му чи $(j-1)$ -му, виявлено заваду. Результат з'являється на «Виході 1» або «Виході 2» відповідно.

Модель виявника несинхронної імпульсної завади в середовищі Matlab/Simulink

Для підтвердження працездатності розробленого алгоритму виявлення несинхронної ІЗ в заданих в роботі умовах була розроблена імітаційна модель в пакеті програмного забезпечення Matlab/Simulink, представлена на **рис. 3**.

Підсистема генератора комбінованої завади (**рис. 4**) містить:

- генератор імпульсних завад, що формує чотири ІЗ заданої потужності у наперед визначених елементах дозволу за дальністю для j -го та $(j-1)$ -го періодів повторення;

- генератор некорельованих завад, що генерує дві такі завади заданої потужності для j -го та $(j-1)$ -го періодів;

- генератор корельованих завад, що формує дві КЗ із заданими потужністю та модулем комплексно-го міжперіодного коефіцієнта кореляції;

- схему, яка забезпечує формування дискретної за дальністю корельованої завади потрібної протяжності у вибраних елементах дозволу.

Підсистема формувача комбінованої завади та ЧПК (**рис. 5**) формує з імпульсних, корельованих та некорельованих завад комбіновану заваду для j -го (Out2) та $(j-1)$ -го (Out3) періодів повторення, здійснює однократну черезперіодну компенсацію корельованої завади (Out4), а також готує сигнали для відображення на Score (Out1).

Підсистема ВІЗС1 (**рис. 6**) виявляє імпульсну заваду на тлі стаціонарної завади в k -му елементі дозволу за дальністю у ковзному вікні розміром $m=9$ j -го періоду повторення, що працює за алгоритмом (14). Підсистеми ВІЗС2 та ВІЗС3 мають аналогічний вигляд і працюють, відповідно, за алгоритмами (15) та (16).

Підсистема ВІЗК1 (**рис. 7**) виявляє імпульсну заваду шляхом порівняння оцінки коефіцієнта кореляції між j -м та $(j-1)$ -м періодами повторення з порогом. Рівень логічної 1 формується на виході Out1, якщо

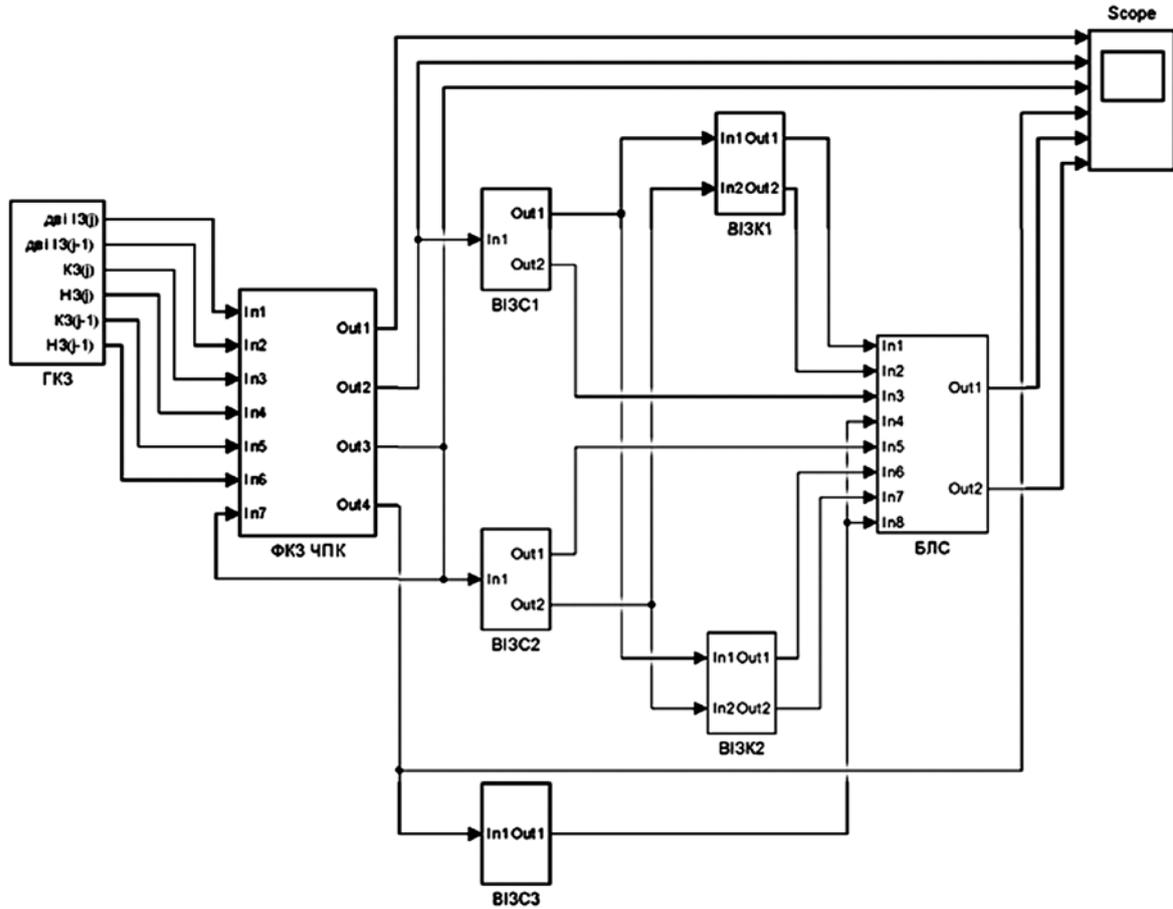


Рис. 3. Модель виявника імпульсної завади в програмі Matlab/Simulink:

ГКЗ — генератор комбінованої завади; ФКЗ ЧПК — формувач комбінованої завади для j -го та $(j-1)$ -го періодів повторення та черезперіодної компенсації; ВІЗС1...ВІЗС2 — блоки виявлення імпульсної завади; БЛС — блок логічних сполучень

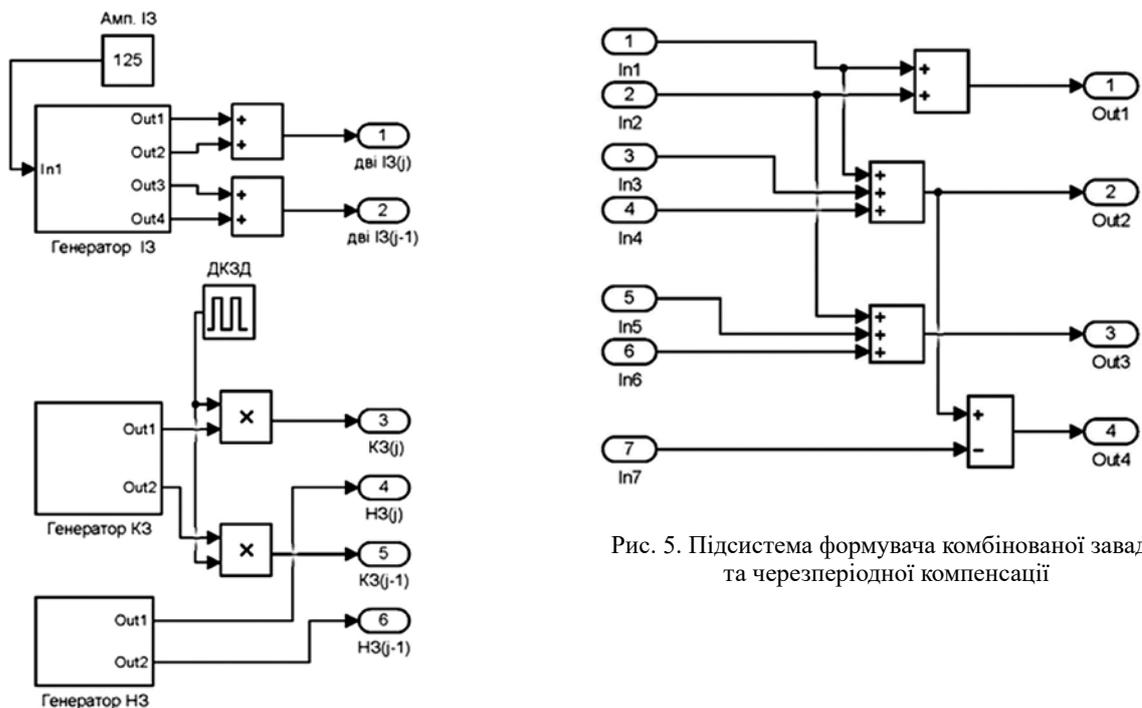


Рис. 4. Підсистема генератора комбінованої завади

Рис. 5. Підсистема формувача комбінованої завади та черезперіодної компенсації

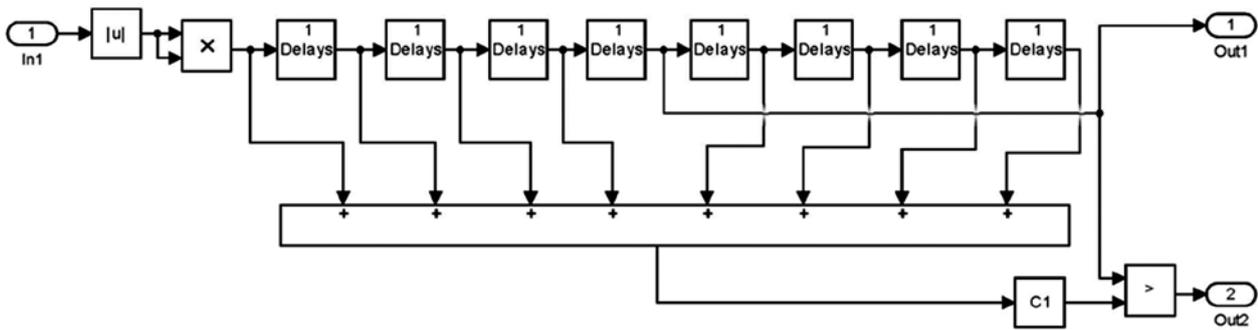


Рис. 6. Підсистема ВІЗС1

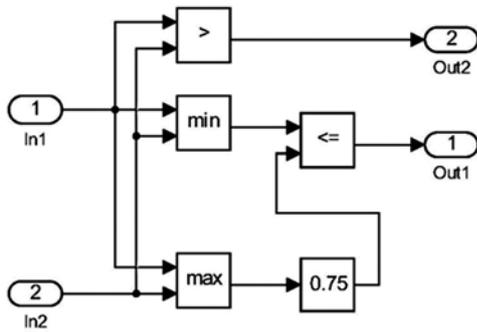


Рис. 7. Підсистема ВІЗК1

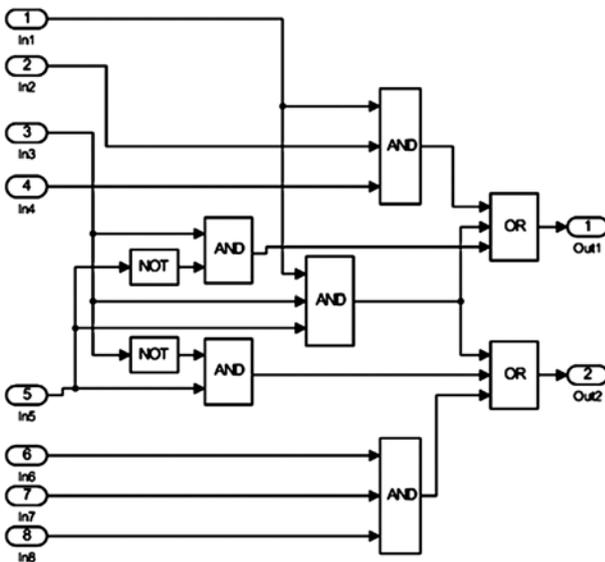


Рис. 8. Підсистема блока логічних сполучень

виконується умова (11), на виході Out2 — якщо рівень сигналу у j -му періоді перевищує рівень у $(j-1)$ -му. Підсистема ВІЗК2 має аналогічний вигляд, а рівень логічної 1 з'являється на її виході Out2, якщо ІЗ діє у $(j-1)$ -му періоді повторення.

Підсистема блока логічних сполучень (рис. 8) працює за алгоритмом, описаним вище. Рівень логічної 1

формується на виході Out1, якщо ІЗ виявлено в аналізованому елементі в j -му періоді повторення, на виході Out2 — якщо у $(j-1)$ -му періоді.

Результати моделювання

З метою перевірки ефективності роботи запропонованого виявника імпульсних завад було проведено моделювання його роботи в середовищі Matlab/Simulink. Розглядалося 2000 елементів роздільної здатності за дальністю у двох сусідніх періодах повторення. У кожному з цих елементів діяла некорельована завада з гаусовою щільністю розподілу ймовірностей, а в елементах з 800 по 960 і з 1600 по 1760 — ще й корельована завада також з гаусовою щільністю розподілу, відношенням її потужності до потужності некорельованої завади $\lambda_{\text{КН}} = 40$ дБ та модулем комплексного міжперіодного коефіцієнту кореляції $r = 0,99$. Елементи з номерами 875, 1300 першого періоду повторення та елементи 400, 1670 другого періоду уражалися імпульсною завадою з величиною $\lambda_{\text{ІН}}$ в діапазоні 42...60 дБ. Розмір “ковзного вікна” дорівнював $m=9$.

Отримані результати показують, що при $\lambda_{\text{ІН}} > 50$ дБ розроблений пристрій та той, що реалізує алгоритм на рис. 1, мають практично однакову ефективність виявлення імпульсних завад. Однак зі зменшенням $\lambda_{\text{ІН}}$ (наприклад, через обмеження динамічного діапазону приймального тракту РТС) при однаковій частоті помилкового виявлення імпульсної завади точність пропонованого пристрою значно вища.

На рис. 9 наведено сигнали з осцилографа Scope (див. рис. 3), згенеровані у контрольних точках моделі ВІЗ при $\lambda_{\text{ІН}} = 42$ дБ. Дослідження показали, що для розробленого ВІЗ відносна частота правильного виявлення дорівнювала 0,98, тоді як для порівнюваного пристрою вона становила 0,68.

Зауважимо, що робота виявника в умовах, коли один і той самий елемент дозволу по дальності знає впливу хаотичної імпульсної завади одночасно в двох сусідніх періодах повторення, не розглядалася

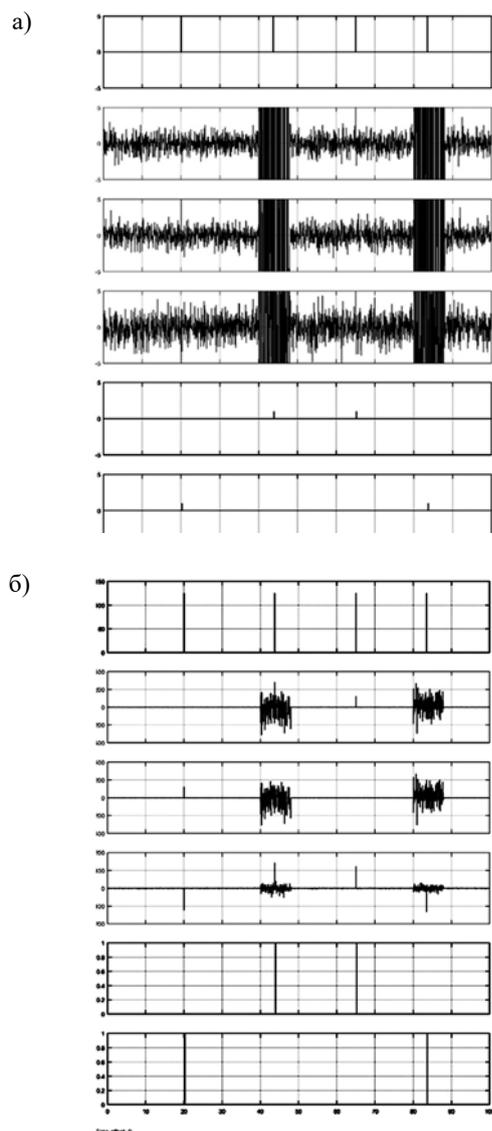


Рис. 9. Сигнали з осцилографа Scope, отримані без оптимізації (а) та після оптимізації (б) масштабу осей

через апріорне припущення про низьку ймовірність виникнення такої ситуації.

Висновок

Таким чином, показано, що розроблений алгоритм виявлення несинхронної імпульсної завади забезпечує ефективну ідентифікацію елементів дозволу за дальністю навіть в умовах складної заводової обстановки, зокрема за наявності адитивної суміші некорельованої та корельованої завад. Структурна схема виявника імпульсної завади з блоком її визначення на виході системи однократної черезперіодної компенсації дозволяє реалізувати алгоритм в апаратному вигляді з урахуванням обмежень на динамічний діапазон приймального тракту РТС. Імітаційне моделювання в середовищі Matlab/Simulink підтвердило

працездатність запропонованого рішення та дозволило визначити параметри завад, за яких ефективність розробленого виявника перевищує ефективність розглянутого аналога.

Отримані результати свідчать про доцільність застосування розробленого алгоритму при проектуванні когерентно-імпульсних радіолокаційних систем виявлення сигналів від рухомих цілей на тлі адитивної суміші імпульсної, некорельованої та дискретної за дальністю корельованої завад.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Скольник М.И. *Радиолокация: Справочник*. М.: Техносфера, 2007. 1352 с.
2. Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маляренко А.С. *Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник*. Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
3. Бакулев П.А. *Радиолокационные системы*. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.
4. Melvin W. L., Scheer J. A., Eds., *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*. Edison: SciTech Publishing, IET, 2013. 846 p.
5. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. New York: McGraw-Hill Education, 2014. 618 p.
6. Diao P.S., Alves T., Poussot B., Azarian S. A review of radar detection fundamentals. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2024, vol. 39, no. 9, pp. 4–24. <https://doi.org/10.1109/MAES.2022.3177395>
7. Леховицкий Д.И., Рябуха В.П., Семеняка А.В. и др. Защита когерентно-импульсных РЛС от комбинированных помех. 1. Разновидности систем ПВОС и их предельные возможности. *Вести высших учебных заведений. Радиоэлектроника*, 2019, т. 62, № 7, с. 380–412. <https://doi.org/10.20535/S002134701907001X>
8. Попов Д.И. Оптимизация систем выявления сигналов на фоне пассивных помех. *Вісник НТУУ «КПІ»*. *Радіотехніка, радіоапаратобудування*, 2017, № 68, с. 33–37. Режим доступу: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/22840>
9. Zhou Z., Wei G., Liu X. и др. Noise and Gaussian clutter background descending dimensional subspace signal detector. *IEEE SENSORS*, Vienna, 2023, pp. 1–4. <https://doi.org/10.1109/SENSORS56945.2023.10324948>
10. Dulek B. On GLRT-based detection of one-sided composite signal in unimodal noise. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2023, vol. 59, no. 1, pp. 695–700. <https://doi.org/10.1109/TAES.2022.3188595>
11. Chen C., Xu W., Pan Y. et al. A nonparametric approach to signal detection in non-Gaussian noise. *IEEE Signal Processing Letters*, 2022, vol. 29, pp. 503–507. <https://doi.org/10.1109/LSP.2022.3143031>
12. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. *Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем*. М.: Сов. радио, 1977. 432 с.
13. Абрамович Ю.И., Горохов А.Ю. К оценке скорости сходимости адаптивных фильтров компенсации помех с персимметрической корреляционной матрицей. *Радиотехника и электроника*, 1993, т. 38, № 1, с. 101–111.
14. Баранов П.С., Цевух І.В., Давидов Д.С. Алгоритм поочередной компенсации разнорідних перешкод. *Праці Одеського політехнічного університету*, 2004, № 1(21), с. 1–3. Режим доступу: <https://pratsi.op.edu.ua/index.php/pratsi/issue/archive>
15. Цевух І.В., Синяков Д.О. Алгоритм когерентно-некогерентной обработки радиосигналов в условиях комплекса помех *Труди 18-ї МНПК «Сучасні інформаційні та електронні техно-*

логії», Україна, Одеса, 2019, с. 30–31. Режим доступу: <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2019/10.pdf>

16. Цевух І.В., Сакович А.А., Безруков Л.В. Обнаружитель импульсной помехи на фоне аддитивной смеси некоррелированной и дискретной по дальности коррелированной гауссовых помех. *Труди 20-ї МНПК «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, Україна, Одеса, 2021, с. 11–12. Режим доступу: <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2021/11-13.pdf>

17. Цевух І.В., Сакович А.А., Карпенко О.С. Моделирование алгоритма выявления импульсной завады для системы селекции рухомих цілей. *Труди 21-ї МНПК «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, Україна, Одеса, 2022, с. 14–15. Режим доступу: <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2022/14-15.pdf>

Дата надходження рукопису
до редакції 10.02 2025 р.

DOI: 10.15222/TKEA2025.3-4.22
UDC 621.396.965.621.391.26

Igor TSEVUKH, Anastasiya SAKOVICH

Ukraine, Odessa Polytechnic National University
E-mail: itsevukh@opu.edu.ua

DETECTOR OF ASYNCHRONOUS PULSE NOISE IN CONDITIONS OF ADDITIVE MIXTURE OF UNCORRELATED AND DISCRETE IN RANGE CORRELATED GAUSSIAN NOISE

One of the main requirements for radio engineering systems is their ability to withstand high levels of noise in complex, changing and a priori unknown noise environments. Improving the noise immunity of radar systems and the means of radio electronic warfare requires the development of effective noise protection systems with high information content that can operate in the presence of complex, heterogeneous interference. To identify a range-resolution element affected by non-synchronous pulsed noise, an algorithm for detecting pulsed noise has been developed. The algorithm can function effectively in conditions involving an additive mixture of uncorrelated and powerful, discrete in range correlated noise in the presence of restrictions on the dynamic range of the receiving path of the radar system. A structural diagram of a pulsed noise detector has been developed, which additionally includes a block for determining this noise at the output of a single-shot system of over-periodic compensation. To confirm the performance of the developed detector of non-synchronous pulsed interference in the conditions of an additive mixture of uncorrelated and discrete-range correlated Gaussian interference, a simulation model was developed in the Matlab&Simulink software package. The study confirmed the performance of the developed algorithm within the constraints of the dynamic range, and determined the parameters of the additive mixture of pulsed, uncorrelated and correlated interference for which the efficiency of the proposed detector exceeds that of existing detectors. The results obtained can be used to design of coherent-pulsed radar systems for detecting signals from moving targets in complex interference environments.

Keywords: detection algorithm, impulse noise, dynamic range, mixture of correlated and uncorrelated noise.

REFERENCES

- [1] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2008.
- [2] Ya. D. Shirman, S. T. Bagdasaryan, and A. S. Malyarenko, *Radioelektronnye sistemy. Osnovy postroeniya i teoriya: Spravochnik* [Radioelectronic Systems. Basics of Construction and Theory: Handbook], Ya. D. Shirman, Ed. Moscow, Russia: Radiotekhnika, 2007. (in Russian)
- [3] P. A. Bakulev, *Radiolokatsionnye sistemy* [Radar Systems], Moscow, Russia: Radiotekhnika, 2004. (in Russian)
- [4] W. L. Melvin, and J. A. Scheer, Eds., *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*, vol. 2. Edison, NJ, USA: SciTech Publishing; Stevenage, U.K.: IET, 2013. doi:10.1049/SBRA020E
- [5] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, 2nd ed., New York, NY, USA: McGraw-Hill Education, 2014.
- [6] P. S. Diao, T. Alves, B. Poussot, and S. Azarian, “A review of radar detection fundamentals,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 39, no. 9, pp. 4–24, Sept. 2024. doi: 10.1109/MAES.2022.3177395.
- [7] Д. И. Леховицкий, В. П. Рябуха, А. В. Семеняка, Д. В. Атаманский, and Е. А. Катюшин, “Защита когерентно-импульсных РЛС от комбинированных помех. 1. Разновидности систем ПВОС и их предельные возможности” [Protection of Coherent-Pulse Radars from Combined Interference. Part 1: Types of PVOS Systems and Their Limitations], *Известия*
- высших учебных заведений. Радиоэлектроника*, vol. 62, no. 7, pp. 380–412, Jul. 16, 2019. doi: 10.20535/S002134701907001X. (in Russian)
- [8] D. I. Popov, “Optimizatsiya system vyyavleniya signaliv na foni pasyvykh pomekh” [Optimization of Signal Detection Systems Against Passive Interference], *Visnyk NTUU “KPI”. Radiotekhnika, radioaparobuduvannya*, no. 68, pp. 33–37, 2017. Available: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/22840> (in Ukrainian)
- [9] Z. Zhou, G. Wei, X. Liu et al., “Noise and Gaussian clutter background descending dimensional subspace signal detector,” in Proc. *IEEE SENSORS*, Vienna, Austria, 2023, pp. 1–4. doi: 10.1109/SENSORS56945.2023.10324948.
- [10] B. Dulek, “On GLRT-based detection of one-sided composite signal in unimodal noise,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 59, no. 1, pp. 695–700, 2023. doi: 10.1109/TAES.2022.3188595.
- [11] C. Chen, W. Xu, Y. Pan et al., “A nonparametric approach to signal detection in non-Gaussian noise,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 29, pp. 503–507, 2022. doi: 10.1109/LSP.2022.3143031.
- [12] V. G. Repin, and G. P. Tartakovskiy, *Statisticheskiy sintez pri apriornoy neopredelennosti i adaptatsiya informatsionnykh sistem* [Statistical Synthesis Under A Priori Uncertainty and Adaptation of Information Systems]. Moscow, Russia: Sovetskoye radio, 1977. (in Russian)

[13] Yu. I. Abramovich, and A. Yu. Gorokhov, "K otsenke skorosti skhodimosti adaptivnykh filtrov kompensatsii pomekh s persimmetricheskoj korrelyatsionnoy matritsey" [On the Convergence Rate of Adaptive Filters for Interference Compensation with Persymmetric Correlation Matrix], *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 38, no. 1, pp. 101–111, 1993. (in Russian)

[14] P. Ye. Baranov, I. V. Tsevukh, and D. Ye. Davydov, "Algoritm poocheerednoy kompensatsii riznoridnykh pereshkod," [Sequential Compensation Algorithm for Heterogeneous Interference], in *Proc. of Odessa Polytechnic University*, no. 1(21), pp. 1–3, 2004. [Online]. Available: <https://pratsi.op.edu.ua/index.php/pratsi/issue/archive>

[15] I. V. Tsevukh, and D. O. Sinyakov, "Coherent–noncoherent processing algorithm for radio signals under complex interference," in *Proc. 18th ISPC "Modern Information and Electronic Technologies"*,

Odesa, Ukraine, 2019, pp. 30–31. [Online]. Available: <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2019/10.pdf> (in Russian)

[16] I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich, and L. V. Bezrukov, "Impulse interference detector against additive mixture of uncorrelated and range-discrete correlated gaussian noise," in *Proc. 20th ISPC "Modern Information and Electronic Technologies"*, Odesa, Ukraine, 2021, pp. 11–12. Available: <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2021/11-13.pdf> (in Russian)

[17] I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich, and O. S. Karpenko, "Pulse noise detection algorithm for moving target selection systems," in *Proc. 21st ISPC "Modern information and electronic technologies"*, Odesa, Ukraine, 2022, pp. 14–15. Available: <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2022/14-15.pdf> (in Ukrainian)



Copyright: © 2025, The author(s). Licensee: Politekhpriodika, 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»

E-mail: giv@polynet.lviv.ua, oleksandr.a.usatyi@lpnu.ua

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ МЕТОДІВ АВТОМАТИЧНОЇ КЛАСИФІКАЦІЇ ЦИФРОВИХ МОДУЛЯЦІЙ НА ОСНОВІ ГЛИБИННИХ НЕЙРОННИХ МЕРЕЖ

Порівняно методи автоматичної класифікації цифрових способів модуляції радіосигналів у широкому діапазоні відношення сигнал/шум. Розглянуто дві сучасні глибинні нейронні мережі: згорткову та резидуальну з комплексними згортками, навчання яких проводилось у декількох режимах, зокрема на окремих рівнях шуму, на повному діапазоні та поетапне навчання зі зростанням складності. Представлено експериментальні результати на великому наборі радіосигналів, проаналізовано матриці змішування класів цифрових способів модуляції та залежність точності класифікації від рівня шуму. Показано переваги резидуальної мережі під час розпізнавання сигналів зі значним рівнем завад.

Ключові слова: класифікація цифрових способів модуляції, цифрові сигнали, резидуальна нейронна мережа, згорткова нейронна мережа, відношення сигнал/шум, глибинне навчання, завадостійкість.

Автоматична класифікація цифрових способів модуляції (англ. *automatic modulation classification, AMC*) є однією з базових задач аналізу радіосигналів у системах радіомоніторингу, когнітивного радіо та сучасних телекомунікаційних систем. Результати класифікації застосовуються для оцінювання параметрів сигналів, ідентифікації типу передавання інформації та адаптації приймальних алгоритмів до змінних умов каналу. Особливої актуальності ця задача набуває в умовах зашумлених каналів, коли відношення сигнал/шум (*signal-to-noise ratio, SNR*) змінюється в широкому діапазоні та істотно впливає на якість прийнятих рішень.

Класичні підходи до AMC ґрунтуються на використанні наперед заданих інженерних ознак, зокрема статистичних моментів, кумулянтів та спектральних характеристик сигналів [1]. Попри відносну простоту реалізації та інтерпретованість, ефективність таких методів суттєво знижується за низьких значень SNR і при збільшенні кількості класів модуляції, що обмежує їх практичне застосування у складних радіоумовах.

Подальший розвиток методів AMC пов'язаний із застосуванням глибинного навчання, яке дозволило перейти від ручного формування ознак до безпосереднього аналізу часових послідовностей комплексних відліків квадратурних складових (далі — комплексних *I/Q*-відліків). Перші роботи із використанням згорткових нейронних мереж продемонстрували суттєве підвищення точності класифікації порівняно з класичними методами, що було показано на відкритих наборах даних цифрових модуляцій [2]. Подальше розширення досліджень пов'язане

з появою більш складних наборів даних, зокрема RadioML2018.01A, які охоплюють ширший діапазон значень відношення сигнал/шум і різноманітні типи каналних спотворень [3].

Порівняно з класичними схемами автоматичної класифікації модуляції, що базуються на рішеннях у вигляді паралельного включення демодуляторів і вирішального пристрою, нейромережеві підходи мають низку принципових переваг. Наприклад, вони не потребують явного виділення інженерних ознак або попереднього вибору моделей сигналів, оскільки формують ознакові представлення безпосередньо з часових послідовностей комплексних *I/Q*-відліків. Крім того, нейромережеві класифікатори демонструють вищу завадостійкість у широкому діапазоні відношення сигнал/шум, оскільки здатні адаптивно враховувати нелінійні та високорозмірні залежності, які складно формалізувати в рамках класичних алгоритмів. Це особливо важливо в умовах обмеженої апріорної інформації про параметри сигналу та каналу передачі.

З точки зору обчислювальної складності, основні витрати припадають на етап навчання моделей, який виконується офлайн. Після навчання складність класифікації одного сигналу визначається фіксованою кількістю операцій згортки та матричних перетворень і не залежить від кількості можливих класів у такий спосіб, як у схемах з паралельними демодуляторами. Це робить нейромережеві AMC-підходи привабливими для практичної реалізації в сучасних програмно-апаратних системах.

Узагальнення сучасних підходів до глибинного навчання в задачах AMC наведено в оглядових роботах, де підкреслюється роль представлення сигналів,

вибору архітектури нейронної мережі та методів навчання для забезпечення завадостійкості класифікаторів [4]. Зокрема, зазначається, що згорткові нейронні мережі демонструють високу ефективність за середніх і високих значень відношення сигнал/шум, однак їхня здатність до узагальнення результатів у шумових умовах залишається обмеженою.

Одним із перспективних напрямів підвищення завадостійкості є використання резидуальних нейронних мереж, які завдяки наявності залишкових зв'язків забезпечують стабільніше навчання глибоких моделей. Ефективність таких архітектур у задачах АМС підтверджується результатами сучасних досліджень, де показано покращення якості розпізнавання в умовах зниженого відношення сигнал/шум [5]. Водночас більшість наявних робіт зосереджується на аналізі окремих архітектур або окремих значень SNR, що ускладнює порівняння їхньої ефективності.

Метою цієї роботи є порівняння ефективності згорткової нейронної мережі та резидуальної нейронної мережі у задачі АМС в умовах змінного рівня шуму. Основна увага приділяється оцінюванню завадостійкості нейромережових моделей та їх здатності до узагальнення результатів у широкому діапазоні значень відношення сигнал/шум.

Це дослідження є продовженням наших попередніх робіт [6], [7], присвячених аналізу зашумлених та структурно складних радіосигналів, і розвиває загальний підхід до застосування методів машинного навчання для їх обробки в умовах змінного рівня шуму.

Архітектура глибоких моделей для АМС

З урахуванням вимог до точності АМС та обмежень обчислювальних ресурсів у системах аналізу радіосигналів розглянемо архітектури двох глибоких нейронних мереж: базової згорткової (*convolutional neural network*, CNN) та більш складної, резидуальної (*residual neural network*, ResNet). Обидві моделі безпосередньо обробляють часові послідовності комплексних I/Q -відліків та формують оцінку ймовірностей належності сигналу до одного з досліджуваних класів модуляції.

CNN використовується як базова модель для порівняння. Подібні архітектури широко застосовуються у задачах АМС і демонструють високу ефективність при середніх та високих значеннях відношення сигнал/шум [2], [8]. У цьому дослідженні CNN побудована як послідовність одномірних згорткових блоків із нормалізацією та підвибіркою, що забезпечує поступове виділення інформативних часових ознак сигналу. Агрегація ознак здійснюється за допомогою глобального усереднення, що дозволяє обмежити кількість параметрів моделі та зменшити ризик перенавчання. Загальна кількість параметрів CNN становить близько $4 \cdot 10^5$, що робить її придат-

ною для використання в системах з обмеженими обчислювальними ресурсами.

Для підвищення здатності моделі до узагальнення у шумових умовах розглянемо також ResNet, побудовану на основі залишкових блоків із прямими зв'язаннями. Використання таких зв'язань дозволяє стабілізувати процес навчання глибоких мереж та зменшити вплив деградації градієнтів, що є важливим для аналізу складних часових структур сигналів [5], [9]. Резидуальна модель містить кілька послідовних блоків із поступовим збільшенням кількості каналів та зменшенням часової роздільної здатності, що дозволяє враховувати локальні та глобальні особливості сигналів різних типів модуляції. Кількість параметрів ResNet-подібної моделі перевищує 10^6 , що забезпечує вищу здатність до формування ознакових представлень порівняно з базовою CNN, але супроводжується більшими обчислювальними витратами.

Обидві архітектури мають уніфіковану вихідну частину, яка містить агрегування ознак та повнозв'язний класифікаційний шар із функцією активації Softmax. Такий підхід забезпечує коректне порівняння моделей за ідентичних умов навчання та тестування. Застосування двох архітектур із суттєво різною складністю дозволяє дослідити, наскільки ускладнення моделі та використання залишкових зв'язків впливають на якість АМС у широкому діапазоні значень SNR.

Сценарій навчання та експериментальний план

Для забезпечення коректного порівняння двох нейромережових архітектур CNN та ResNet усі експерименти проводилися на основі єдиного набору даних RadioML2018.01A з використанням уніфікованих процедур попередньої обробки, навчання та оцінювання. Такий підхід забезпечує мінімізацію впливу сторонніх факторів і відтворюваність отриманих результатів.

Для дослідження було використано вибірку з набору даних, що містить вісім найбільш поширених модуляцій: BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, GFSK, CPFSK, GMSK, представлених у вигляді часових послідовностей комплексних I/Q -відліків довжиною 1024. Рівень відношення сигнал/шум у вибірках змінювався в діапазоні від -10 до $+10$ дБ, що є критичним для практичної класифікації сигналів у шумових умовах. Перед поданням на вхід нейромережових моделей сигнали нормалізувалися за середньоквадратичним значенням.

Навчання моделей здійснювалося з використанням кількох режимів, що відрізнялися характером шумового навантаження у навчальних даних. Зокрема, розглядалися режими навчання на фіксованому значенні SNR, на високих значеннях SNR, на повному діапазоні шумів (*full*), а також режим поступового введення шуму (*curriculum learning*). Такий вибір

режимів дозволяє оцінити вплив як архітектури нейронної мережі, так і стратегії навчання моделі на її здатність до узагальнення результатів у змінних шумових умовах.

Для обох архітектур застосовувалися однакові налаштування оптимізації та параметри навчання, що забезпечує коректність порівняння. Навчання проводилося з обмеженою кількістю епох із використанням механізмів ранньої зупинки та адаптації швидкості навчання на основі значень точності на контрольній вибірці. Як функцію втрат використовували крос-ентропійну функцію, а основними метриками оцінювання були точність класифікації цифрових способів модуляції та точність за двома найбільш ймовірними класами.

Результати оцінювалися на єдиній тестовій множині для кожного значення SNR у досліджуваному діапазоні. Окрім кількісних показників формувалися матриці невідповідностей, що забезпечують якісний аналіз характерних міжкласових помилок і дозволяють виявити закономірності, пов'язані зі структурною подібністю окремих типів модуляцій.

Запропонований експериментальний план забезпечує узгоджене та репрезентативне порівняння нейромережових моделей різної складності та дає можливість обґрунтовано оцінити вплив архітектури та стратегії навчання на ефективність АМС у шумових умовах.

Для кількісного оцінювання якості АМС використовуємо метрику точності класифікації (*accuracy*). Точність класифікації для фіксованого значення SNR визначається як

$$\text{Accuracy}(s) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} 1\{\hat{y}_i = y_i\}, \quad (1)$$

де N_s — кількість тестових зразків із відношення сигнал/шум;

y_i — істинна мітка модуляції i -го сигналу;

\hat{y}_i — передбачений клас моделі;

$1\{\cdot\}$ — індикаторна функція, що дорівнює 1, якщо умова істинна, і 0, якщо інакше.

Для додаткового оцінювання якості розпізнавання використовувалася метрика точності за двома найбільш ймовірними класами (далі — точність Top-2), яка визначає частку випадків, коли істинний клас модуляції входить до двох найбільш ймовірних передбачень моделі

$$\text{Top2}(s) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} 1\{y_i \in \text{Top2}(\hat{p}_i)\}, \quad (2)$$

де \hat{p}_i — вектор прогнозованих ймовірностей для всіх класів;

$\text{Top2}(\hat{p}_i)$ — множина двох класів з найбільшими ймовірностями.

Метрика точності Top-2 є інформативним показником якості АМС, оскільки допомагає оцінити ступінь

наближеності помилкових рішень моделі до істинного класу. Для модуляцій, які характеризуються близькими сигнальними властивостями та часто демонструють взаємне змішування (зокрема, 16QAM та 64QAM), використання точності Top-2 дозволяє визначити, чи формує модель коректні ознакові представлення сигналів, навіть у випадках, коли остаточне рішення не відповідає істинному класу.

Усі експерименти з моделювання та обробка даних проводилися в програмному середовищі Python з використанням відкритих бібліотек для обробки сигналів і глибокого навчання. Формування та попередня обробка вибірок виконувалися за допомогою бібліотек NumPy та SciPy, тоді як реалізація нейромережових моделей і процес навчання — з використанням фреймворку TensorFlow/Keras.

Навчання та тестування моделей проводилося у відтвореному експериментальному середовищі з фіксованими початковими значеннями генераторів випадкових чисел, що забезпечує стабільність і порівнюваність результатів. Для прискорення обчислень використовувалося апаратне прискорення на графічному процесорі, однак запропонований підхід є незалежним від апаратної платформи та може бути відтворений у стандартному програмному середовищі загального призначення.

Методика експерименту передбачала розділення даних на навчальну, валідаційну та тестову множини з однаковою розподілом за класами модуляції та значеннями відношення сигнал/шум. Якість класифікації оцінювалася виключно на тестовій множині, яка не використовувалася на етапі навчання або підбору гіперпараметрів.

Результати експериментів

Проведемо порівняння моделей CNN та ResNet у розв'язанні задачі автоматичної класифікації цифрових способів модуляції у діапазоні значень SNR від -10 до $+10$ дБ. Оцінювання проводилося в різних режимах навчання з використанням єдиної тестової вибірки, що забезпечує об'єктивність отриманих результатів.

Як видно з **рис. 1**, у випадку навчання моделей на одному фіксованому рівні завад спостерігається локальне зростання точності поблизу значення SNR, на якому здійснювалося навчання, тоді як при відхиленні від нього якість класифікації різко знижується. За критично високого рівня шумів (менше -6 дБ) точність обох моделей наближається до рівня випадкової класифікації, що свідчить про втрату інформативних ознак сигналу в умовах сильного шуму.

Навчання на високих значеннях SNR забезпечує високу точність класифікації цифрових способів модуляції в умовах слабого шуму, однак супроводжується суттєвим погіршенням результатів при зменшенні SNR. Така поведінка характерна як для CNN, так і для ResNet і свідчить про обмежену здатність

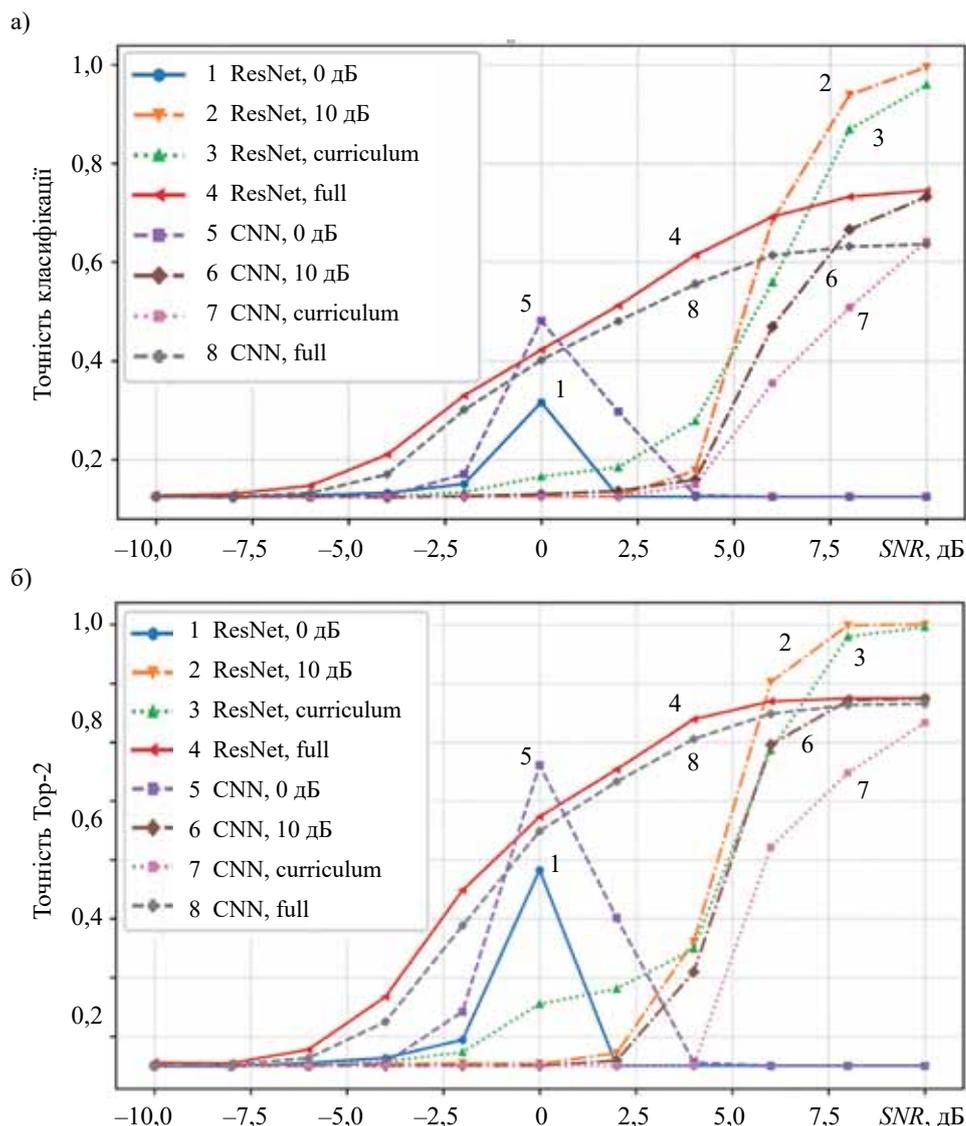


Рис. 2. Залежність точності класифікації (а) та точності Top-2 (б) від відношення сигнал/шум

моделей, навчених у вузькому діапазоні рівня шумів, до узагальнення результатів у складніших умовах.

З рис. 1 видно, що у разі навчання на всьому досліджуваному інтервалі обидві моделі демонструють найбільш рівномірну зміну як точності класифікації, так і точності Top-2, що проявляється у плавному зростанні показників без різких стрибків. Водночас використання стратегії навчання з послідовним введенням шуму дозволяє досягти вищих значень точності та точності Top-2 у малозашумлених умовах, особливо для ResNet, однак супроводжується менш плавною зміною характеристик у середньому діапазоні значень SNR. При цьому ResNet стабільно перевершує CNN для всіх розглянутих стратегій навчання, що підтверджує його вищу здатність до формування узагальнених ознакових представлень за наявності шуму.

Додатковий аналіз матриць невідповідностей (рис. 2) дозволив виявити характерні тенденції між-

класових помилок для розглянутих архітектур. Для обох моделей основні труднощі пов'язані з розрізненням модуляцій із близькими сигнальними характеристиками, зокрема фазових модуляцій, а також модуляцій одного сімейства, таких як 16QAM та 64QAM. Натомість модуляції з більш відмінними спектрально-часовими властивостями, зокрема частотні модуляції, у більшості випадків демонструють кращу відокремлюваність у всьому досліджуваному діапазоні значень SNR.

Застосування стратегії навчання з послідовним введенням шуму супроводжується зменшенням інтенсивності міжкласового змішування та більш впорядкованим розподілом помилок у матрицях невідповідностей, що особливо виразно проявляється для ResNet.

Таким чином, результати експериментів свідчать, що стратегія навчання має не менший вплив на якість AMC, ніж вибір нейромережевої архітектури. Поєднання ResNet із навчанням у широкому діапазо-

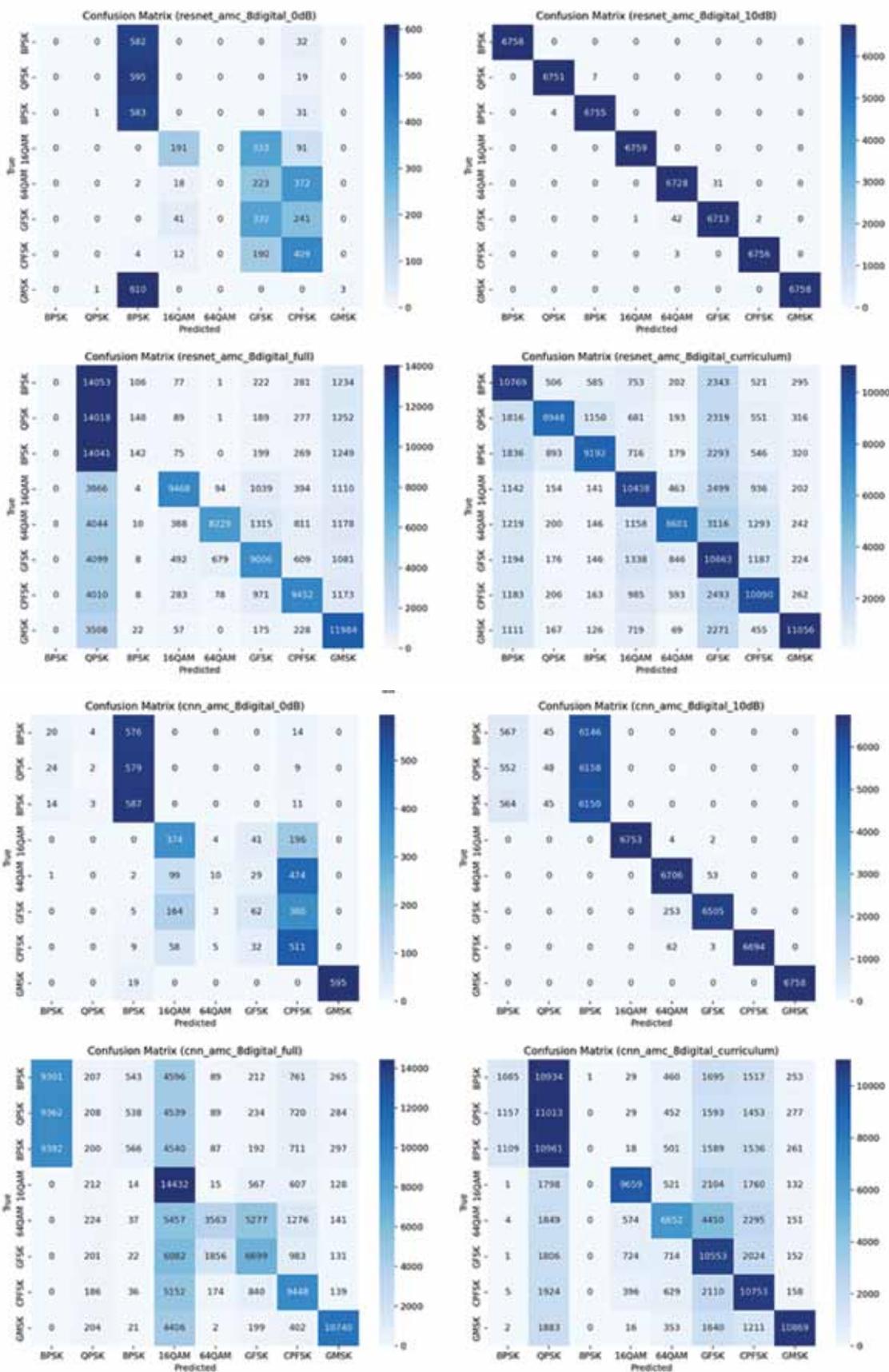


Рис. 2. Матриці невідповідностей для досліджуваних нейромережових моделей

ні шумових умов забезпечує найбільш збалансовану завадостійкість та стабільність класифікації.

Проведений аналіз показує, що ефективність АМС визначається сукупним впливом рівня шуму, архітектури нейронної мережі та стратегії її навчання. За низьких значень SNR для обох досліджуваних моделей спостерігається суттєве зниження точності класифікації, що є типовим для задач АМС і узгоджується з висновками сучасних оглядових досліджень [4].

Порівняння архітектур показало, що ResNet забезпечує вищі значення як загальної точності, так і точності Top-2 порівняно з базовою CNN, особливо за середніх і низьких значень SNR. Така перевага узгоджується з результатами робіт, у яких продемонстровано ефективність використання глибинних архітектур і залишкових з'єднань для підвищення завадостійкості систем АМС [5, 9]. При цьому ResNet може розглядатися як коректна базова модель, що узгоджується з результатами, наведеними в літературі з АМС на основі комплексних I/Q -відліків [2].

Аналіз впливу стратегій навчання показав, що моделі, натреновані в обмеженому діапазоні шумових умов, демонструють прийнятну якість класифікації лише поблизу цього діапазону. Натомість навчання на широкому діапазоні SNR та застосування адаптивних стратегій сприяють формуванню більш стабільних ознакових представлень сигналів і забезпечують рівномірнішу зміну точності класифікації в усьому досліджуваному інтервалі. Подібні закономірності також описуються у сучасних дослідженнях, де підкреслюється визначальна роль сценарію навчання для забезпечення завадостійкості нейромережових АМС-систем [10].

Висновки

Проведений в роботі порівняльний аналіз архітектур CNN та ResNet у задачі автоматичної класифікації цифрових способів модуляції на основі часових послідовностей комплексних I/Q -відліків дозволив встановити, що рівень шуму є ключовим чинником точності АМС: за низьких значень відношення сигнал-шум точність істотно знижується через деградацію інформативних ознак сигналу. Показано, що архітектура нейронної мережі визначає завадостійкість системи: ResNet перевершує базову CNN за загальною та Top-2 точністю, особливо в умовах середнього та низького SNR. Доведено важливість стратегії навчання: використання широкого діапазону SNR та послідовного введення шуму забезпечує стабільнішу якість класифікації порівняно з навчанням у вузькому діапазоні. Аналіз матриць невідповідностей підтвердив характерні міжкласові помилки для близьких типів модуляцій, а метрика Top-2 точності дозволила адекватніше оцінити якість класифікації.

Запропонований підхід орієнтований не лише на офлайн-аналіз, але й придатний для використання в режимі, близькому до реального часу: після завер-

шення навчання моделі працюють у режимі прямого поширення, що не потребує значних обчислювальних ресурсів. Обробка одного фрагмента сигналу у вигляді послідовності комплексних I/Q -відліків фіксованої довжини виконується за час, суттєво менший за тривалість самого фрагмента, особливо за умови використання сучасних процесорів або вбудованих прискорювачів. Отже, запропонований підхід є сумісним із вимогами реального часу для задач радіомоніторингу, когнітивного радіо та адаптивних приймальних систем.

Таким чином, отримані результати підтверджують доцільність застосування глибинних архітектур із залишковими з'єднаннями та адаптивних стратегій навчання для підвищення завадостійкості АМС-систем.

Перспективними напрямками подальших досліджень є поширення запропонованого підходу на сигнали з розширеним спектром (зокрема, з псевдовипадковим перебудовуванням робочої частоти, чірповим та прямим розширенням спектра), а також аналіз впливу нестационарних умов каналу на ефективність класифікації. Окрему увагу слід приділити розробленню гібридних нейромережових моделей та адаптивних стратегій навчання для підвищення завадостійкості задач АМС у складних часово-частотних умовах. Крім того, перспективним є дослідження можливостей застосування алгоритмів АМС на основі нейромереж у вбудованих обчислювальних системах з обмеженими ресурсами, призначених для децентралізованого та польового радіомоніторингу.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Azzouz E., Nandi A. *Automatic Modulation Recognition of Communication Signals*. Springer, 1996. <https://doi.org/10.1007/978-1-4757-2469-1>
2. O'Shea T., Corgan J., Clancy T. Convolutional Radio Modulation Recognition Networks. *arXiv preprint*, 2016, arXiv:1602.04105. Режим доступу: <https://arxiv.org/abs/1602.04105>
3. RadioML 2018.01A Dataset / DeepSig Inc., 2018. Режим доступу: <https://deepsig.ai/datasets> (дата звернення: 12.12.2025)
4. Peng S., Sun S., Yao Y.-D. A Survey of Modulation Classification Using Deep Learning: Signal Representation and Data Preprocessing. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2022. <https://doi.org/10.1109/TNNLS.2021.3085433>
5. Peng Y., Guo L., Yan J. et al. Automatic Modulation Classification Using Deep Residual Neural Network with Masked Modeling for Wireless Communications. *Drones*, 2023. <https://doi.org/10.3390/drones7060390>
6. Горбатий І., Усатий О. Дослідження методів аналізу сигналів з повним або частковим перекриттям у сучасних інформаційно-комунікаційних системах. *Інформаційно-комунікаційні технології та електронна інженерія*, 2025, т. 5, № 2, с. 140–151. <https://doi.org/10.23939/ict2025.02.140>
7. Горбатий І., Усатий О. Дослідження методів аналізу сигналів з розширеним спектром у сучасних системах зв'язку. *Інформаційно-комунікаційні технології та електронна інженерія*, 2025, т. 5, № 1, с. 125–129. <https://doi.org/10.23939/ict2025.01.125>
8. Jiang H., Wang H., Alwageed H. Modulation Classification Using Convolutional Neural Network-Based Deep Learning Model.

Wireless and Optical Communication Conference (WOCC), 2017. <https://doi.org/10.1109/WOCC.2017.7929000>

9. Han J., Yu Z., Yang J. A lightweight deep learning architecture for automatic modulation classification of wireless internet of things. *IET Communications*, 2024. <https://doi.org/10.1049/cmu2.12823>

10. Артемук С. І. Застосування штучних нейронних мереж для визначення координат джерела акустичного сигналу: дис. ... д-ра філософії. Львів: Нац. ун-т «Львівська політехніка», 2023. Режим доступу: <https://surl.li/fzpedu>

Дата надходження рукопису до редакції 15.11.2025 р.

DOI: 10.15222/TKEA2025.3-4.33
UDC 621.396.96+004.932

Ivan HORBATYI, Oleksandr USATYI

Ukraine, Lviv Polytechnic National University

E-mail: giv@polynet.lviv.ua oleksandr.a.usatyi@lpnu.ua

COMPARATIVE ANALYSIS OF DIGITAL MODULATION CLASSIFICATION METHODS BASED ON DEEP NEURAL NETWORKS

Automatic classification of digital modulation formats (AMC) is a critical component of modern radio monitoring systems, cognitive communication platforms, and interference-resilient wireless communication systems. The rapid expansion of wideband and dynamically varying radio environments creates the need for classifiers that remain reliable across a broad range of signal-to-noise ratios (SNR). Recent advances in deep learning have significantly improved digital modulation classification performance, yet the impact of training strategies and neural-network architectures under low-SNR conditions remains insufficiently studied. This work addresses this gap by performing a comparative evaluation of two deep neural architectures — a 1D Convolutional Neural Network (CNN) and a complex-valued Residual Network — trained and tested on a large-scale dataset of digitally modulated I/Q signals.

The research aimed to construct a mapping from raw time-domain I/Q sequences to discrete digital modulation labels while ensuring stability of the classifier with respect to SNR variations. Four training strategies are investigated: training at a single low SNR, training at a single high SNR, training over the full SNR range, and curriculum learning with gradually decreasing SNR. Both models are evaluated across the entire SNR interval using accuracy curves, Top-2 accuracy, and confusion matrices.

The experimental results demonstrate that the complex-valued Residual Network consistently outperforms the CNN, particularly in low-SNR scenarios, and benefits most from curriculum learning. The CNN provides competitive performance at moderate and high SNR but exhibits reduced robustness in noisy conditions. The findings highlight the practical relevance of selecting appropriate architectures and training schemes for reliable modulation classification in non-ideal radio environments. The presented framework enables reproducible benchmarking and can be applied to the design of noise-resilient AMC modules in real communication systems.

Keywords: digital modulation classification, digital signals, residual neural network; convolutional neural network; signal-to-noise ratio; deep learning; noise robustness.

REFERENCES

[1] E. E. Azzouz, and A. K. Nandi, *Automatic Modulation Recognition of Communication Signals*. Boston, MA, USA: Springer, 1996, doi: 10.1007/978-1-4757-2469-1.

[2] T. O'Shea, J. Corgan, and T. Clancy, "Convolutional Radio Modulation Recognition Networks," *arXiv preprint*, arXiv:1602.04105, 2016. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1602.04105>

[3] DeepSig Inc., "RadioML 2018.01A Dataset," 2018. [Online]. Available: <https://deepsig.ai/datasets>. Accessed: Dec. 12, 2025.

[4] S. Peng, S. Sun, and Y.-D. Yao, "A Survey of Modulation Classification Using Deep Learning: Signal Representation and Data Preprocessing," *IEEE Trans. Neural Netw. Learn. Syst.*, vol. 33, no. 12, pp. 7020–7038, Nov. 2022, doi: 10.1109/TNNLS.2021.3085433.

[5] Y. Peng, L. Guo, J. Yan, M. Tao, X. Fu, Y. Lin, et al., "Automatic Modulation Classification Using Deep Residual Neural Network with Masked Modeling for Wireless Communications," *Drones*, vol. 7, no. 6, Art. 390, 11 June 2023, doi: 10.3390/drones7060390.

[6] I. Horbatiy, and O. Usaty, "Investigation of signal analysis methods for full or partial overlap in modern information and communication systems," in *Proc. ICTEE*, vol. 5, no. 2, pp. 140–151, 2025. doi: 10.23939/ictee2025.02.140.

[7] I. Horbatiy, and O. Usaty, "Investigation of spread spectrum signal analysis methods in modern communication systems," in *Proc. ICTEE*, vol. 5, no. 1, pp. 125–135, 2025. doi: 10.23939/ictee2025.01.125.

[8] H. Jiang, H. Wang, and H. Alwageed, "Modulation Classification Using Convolutional Neural Network-Based Deep Learning Model," in *Proc. WOCC*, 2017. doi: 10.1109/WOCC.2017.7929000.

[9] J. Han, Z. Yu, and J. Yang, "A lightweight deep learning architecture for automatic modulation classification of wireless internet of things," *IET Commun.*, 2024. doi: 10.1049/cmu2.12823.

[10] S. I. Artemuk, *Application of artificial neural networks for determining the coordinates of the acoustic signal source*, Ph.D. dissertation, Lviv Polytechnic National University, Lviv, 2023. [Online]. Available: <https://lpnu.ua/sites/default/files/2024/radaphd/27261/phdartemukfinal.pdf>



Copyright: © 2025, 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/>).

Vitalii FEDENKO, Bogdan DZUNDZA

Ukraine, Ivano-Frankivsk, Vasyl Stefanyk Carpathian National University

E-mail: vitalii.fedenkoj@gmail.com

DEVELOPMENT AND SIMULATION OF A HIGH-PRECISION MPPT CONTROLLER FOR THIN-FILM SOLAR CELLS

The paper presents circuit implementations of a high-precision MPPT (maximum power point tracking) controller adapted to operate with small samples of thin-film solar cells based on cadmium telluride (CdTe). The implemented circuit showed high stability during experimental studies and can operate with currents from 1 μ A to 3 A. The effectiveness of the selected maximum power point tracking algorithm was evaluated using a simulation model based on the pvlb library, which operates on the basis of the five-parameter De Soto model and the MPP incremental conductance tracking algorithm with specified parameters. The simulation results show a tracking efficiency of 97.88% over the year and 99.83% over the day, which ensures high efficiency considering the very low output power levels of thin-film photovoltaic cells.

Keywords: MPPT controller, thin-film solar cell, CdTe solar cell, renewable energy, highly sensitive sensors.

Solar photovoltaic energy converters play a leading role among renewable energy sources. The rapid development and improved efficiency of photovoltaic cells have led to the widespread adoption of this technology in various areas of energy supply. The operating principle of a photovoltaic cell is the generation of charge carriers in a semiconductor under illumination, their separation by the internal electric field, and their transport to the contacts. To date, most photovoltaic cells have been fabricated from silicon $p-n$ junctions, which have become widespread due to the high level of manufacturing of silicon technology. However, the production of such panels requires relatively thick silicon wafers and significant energy consumption. In recent years, researchers have focused on second-generation thin-film photovoltaic (PV) cells, which can provide efficient absorption of solar radiation while using a significantly thinner absorber layer [1], [2]. An important part of PV system is the maximum power point (MPP) tracking controller, which enables the extraction of maximum available power under variable operating conditions, such as changes in irradiance and temperature, soiling of the module surface, or partial shading. The MPP tracking (MPPT) is one of the key technologies used to increase the efficiency of photovoltaic systems. The operating principle of an MPPT controller is based on continuously varying the effective load seen by the PV module so that the operating point is shifted toward the condition where the product of voltage and current is maximized. To achieve this, the MPPT controller measures the voltage and current of the PV module, determines the MPP, and adjusts the operating point until maximum power is obtained [3]. A wide variety of MPPT algorithms has been developed [4], [5], including

perturb and observe (P&O), incremental conductance (InC), current sweep (CS), fuzzy logic controller (FLC), fractional open-circuit voltage, fractional short-circuit current, artificial neural network, and others.

Literature Review

In [6], an improved maximum power point tracking method for photovoltaic systems under partial shading conditions is proposed. A key feature of this approach is the detection of partial shading, achieved by combining the popular P&O tracking method with a dedicated subroutine that searches for the global maximum power point through analysis of individual module voltages. The authors evaluated the effectiveness of the method using simulations in the MATLAB/Simulink environment and experimental tests, and showed that the proposed technique reduces energy losses compared with classical methods operating under partial shading conditions.

The study [7] describes a new adaptive MPPT controller for photovoltaic systems based on the model reference adaptive control method, which enables fast and accurate tracking of the maximum power point by minimizing the error between the PV system output and a reference model, thereby eliminating the oscillations typical of classical P&O and InC controllers. As reported, the proposed controller achieves an average tracking accuracy of 99.77% and 99.69% under different irradiance and temperature levels, as well as an extremely fast MPP search time of about 3.6 ms.

The article [8] describes a combined approach to improving the efficiency of photovoltaic systems by integrating FLC maximum power point tracking with PI control for stabilizing battery charging parameters. In the proposed scheme, a boost converter is driven

by the FLC-based MPPT controller, which operates without the need for precise system parameters and ensures a fast response to variations in irradiance and temperature. At the second stage, a buck converter with a PI controller is used to maintain a constant charging voltage of approximately 15 V and a current of about 2.93 A, thereby minimizing losses during charging and extending the battery lifetime. Simulation results in MATLAB/Simulink demonstrate a tracking efficiency of 94.8–99.4% under different operating conditions (700–1000 W/m², 25–60°C) and stable output parameters at the load.

In [9], two maximum power point tracking methods for stand-alone photovoltaic systems are investigated: P&O and FLC. The verification is carried out in the Simulink environment using a boost converter, and their performance is evaluated under different irradiance and temperature levels. It is reported that the FLC provides a faster dynamic response and is able to maintain the operating point closer to the MPP, exhibiting smaller output power oscillations and better stability compared to P&O. The authors conclude that although P&O is simple to implement, the use of FLC is a promising approach due to its higher efficiency and more stable control of PV systems.

Despite numerous studies focused on the development and enhancement of modern MPPT controllers, the of adapting MPPT controller circuits with dynamically adjustable loads for laboratory-fabricated thin-film photovoltaic cells with ultra-low output power remain unresolved. In addition, insufficient attention has been paid to the development of circuit design solutions capable of providing maximum power tracking for different types of PV samples, taking into account the diversity of materials and compounds used to fabricate solar cells, as well as the power range from ultra-low-power devices to medium-power samples.

Purpose of the Study

The aim of this study is to develop and check the operation of an MPPT controller circuit capable of operating with experimentally fabricated thin-film solar cells, in particular CdTe-based devices, and to carry out computer simulations of the MPPT controller operating with low-power solar cells.

To achieve this goal, it is necessary to address the following tasks:

- to develop the concept of a high-precision MPPT controller capable of ensuring high operational stability and operating over a wide voltage range of photovoltaic cells, starting from several tens of millivolts;
- to analyze the algorithms used for maximum power point tracking and select an algorithm that will perform well at low voltages;
- based on the Python programming language and available libraries, develop a simulation model that will allow the operation of the system to be simulated over an extended period of time.

Methods

For maximum power point tracking in this work, InC method is used. As shown in Fig. 1, it is based on the maximum power condition $dP/dV=0$. Compared with the popular P&O method, its advantages include the ability to determine when the MPP has been reached, a fast response to changes in irradiance and temperature, and reduced oscillations around the MPP, resulting in higher efficiency [10]. The main equations of the method can be described in the form of [11]:

$$\frac{dP}{dV} \begin{cases} if' > 0, & \text{to the left of MPPT;} \\ if' = 0, & \text{at MPPT;} \\ if' < 0, & \text{to the right of MPPT.} \end{cases} \quad (1)$$

Since the power of a photovoltaic cell depends simultaneously on both voltage and current, the change in power with respect to voltage takes into account both the current itself and the rate of its change, and is computed using the product rule

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV}. \quad (2)$$

Based on these equations, InC method for determining the maximum power point uses the following relationship when $\Delta V=0$:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}. \quad (3)$$

It should be noted that $\Delta I=I_n-I_{n-1}$, $\Delta V=V_n-V_{n-1}$ are the discrete current and voltage values measured by the microcontroller between two consecutive sampling cycles.

The operation of the circuit shown in Fig. 2 is based on a high-performance STM32G474 microcontroller, which controls the load according to the selected algorithm. The load for the solar cell under test is implemented by transistor Q1, which, together with the MCP617 operational amplifier, forms a software-controlled precision current regulator. Transistors Q2...Q6 and resistors R2...R6 form a switched shunt, the signal from which is fed to the internal operational amplifier and ADC of the microcontroller with a reference voltage of 2.5 V. The operational amplifier is driven by the STM32's integrated 12-bit DAC. Additionally, the circuit provides the option to connect resistor R8 to ground via Q7, thereby creating a controllable voltage divider for adjusting the operating range and improving step resolution (accuracy) within the selected range.

To simulate the operation of the InC method, a custom Python-based model was developed using the pvlib library [12]. The library computes the $I-V$ characteristic of the solar cell using the De Soto model, also known as the five-parameter model, as a function of the cell

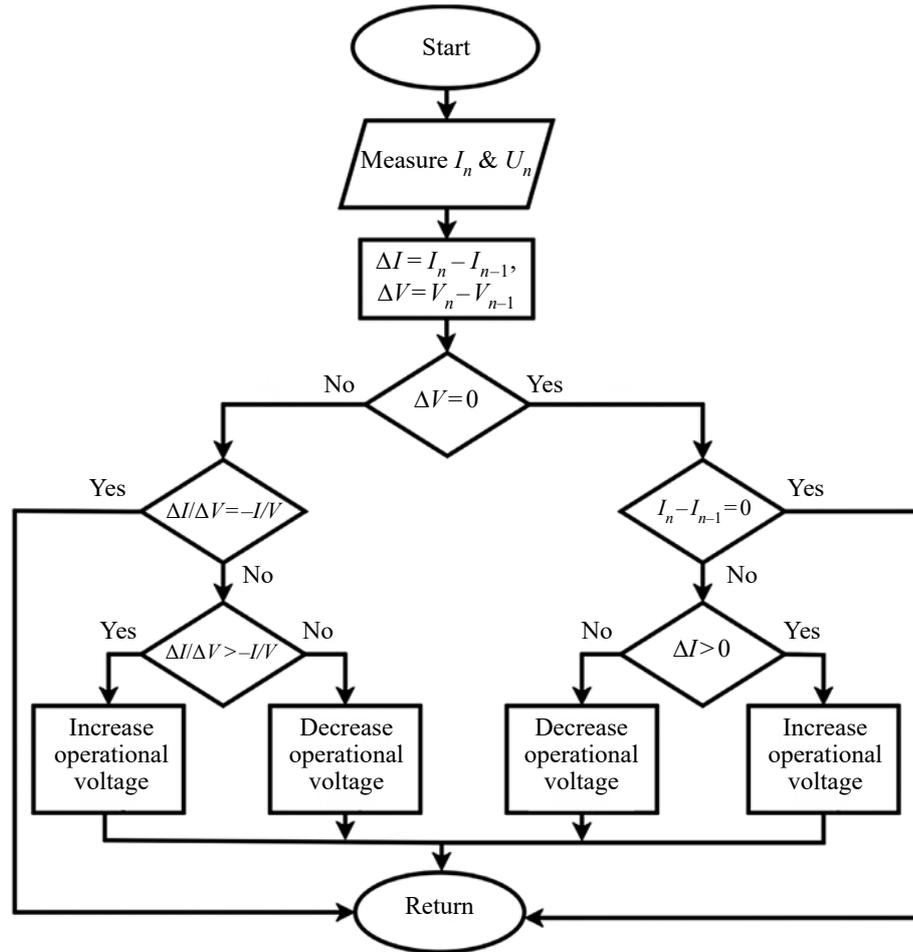


Fig. 1. Block diagram of the Incremental Conductance method

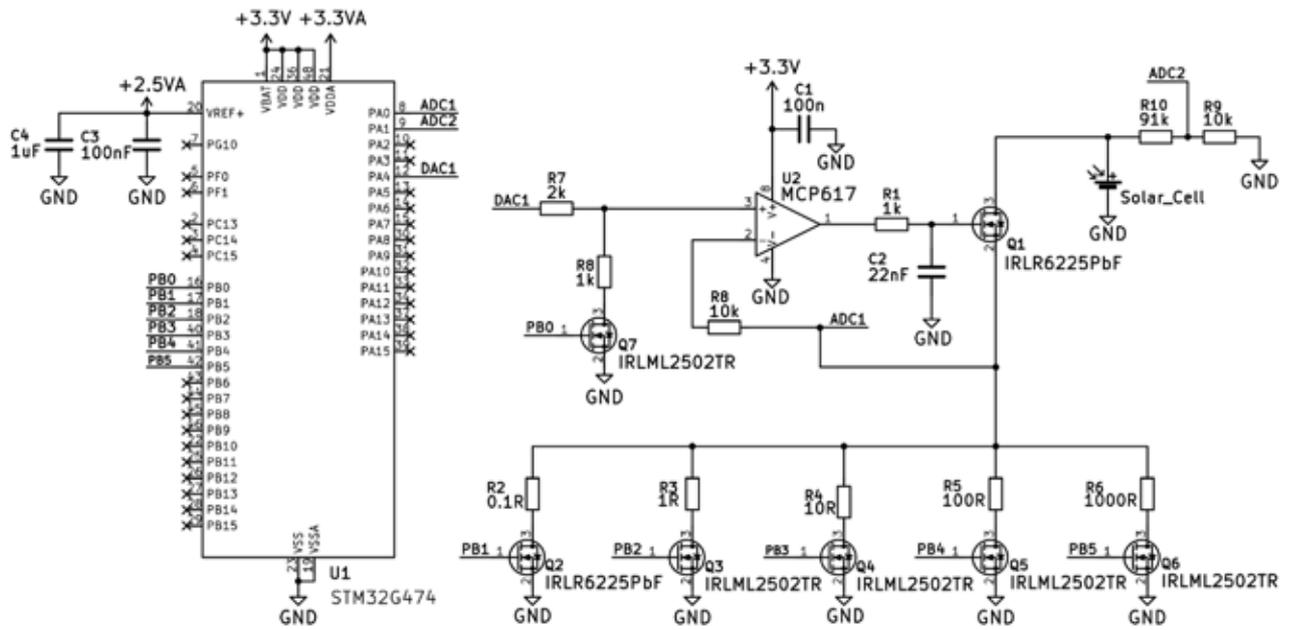


Fig. 2. Schematic diagram of the MPPT controller

temperature T_c and the total absorbed irradiance S , and includes [13] the photocurrent equation

$$I_L = \frac{S}{S_{\text{ref}}} \frac{M}{M_{\text{ref}}} \left[I_{L,\text{ref}} + a_{I_{\text{sc}}}(T_c - T_{c,\text{ref}}) \right], \quad (4)$$

where $M/M_{\text{ref}}=1$ in the absence of spectral;
 S_{ref} is the irradiance of the solar cell under STC;
 $a_{I_{\text{sc}}}$ is the temperature coefficient of the short-circuit current;
 $T_{c,\text{ref}}$ is the solar cell temperature under STC.

The diode saturation current for a CdTe-based photovoltaic cell is determined in accordance with [14]

$$I_0 = I_{0,\text{ref}} \left(\frac{T_c}{T_{c,\text{ref}}} \right)^3 \exp \left[\left(\frac{E_{g,\text{ref}}}{k_{\text{eV}} T_{c,\text{ref}}} - \frac{E_g(T_c)}{k_{\text{eV}} T_c} \right) \right], \quad (5)$$

where $I_{0,\text{ref}}$ is the saturation current at $T_{c,\text{ref}}$;
 T_c is the cell temperature;
 $T_{c,\text{ref}}$ is the reference cell temperature;
 $E_{g,\text{ref}}$ is the CdTe bandgap energy at $T_{c,\text{ref}}$;
 $E_g(T_c)$ is the CdTe bandgap energy at the temperature T_c ;
 $k_{\text{eV}} = 8.617333262 \cdot 10^{-5}$ eV/K.

Series resistance R_s , parallel shunt $R_{\text{sh}}(S)$ and bandgap energy $E_g(T_c)$ are determined in accordance with

$$R_s = \text{const}; \quad (6)$$

$$R_{\text{sh}}(S) = R_{\text{sh,ref}} \cdot S_{\text{ref}}/S; \quad (7)$$

$$E_g(T_c) = E_g(T_{\text{ref}}) [1 - 0.0002677(T_c - T_{\text{ref}})]. \quad (8)$$

It is also assumed that the diode ideality factor n is constant. Short-circuit current $I_{\text{sc,ref}}$ as a function of the sample area A :

$$I_{\text{sc,ref}} = J_{\text{sc,ref}} \cdot A, \quad (9)$$

where $J_{\text{sc,ref}}$ is the short-circuit current density under STC.

The value of $I_{L,\text{ref}}$ represents the light-generated current under STC and is assumed to be approximately equal to $I_{L,\text{ref}} \approx I_{\text{sc,ref}}$.

The thermal voltage is given by [15]:

$$V_T = k_{\text{ev}} T_c \quad (10)$$

Complete equation of the single-diode model [16]:

$$I = I_L - I_0 \left[\exp \left(\frac{V + IR_s}{nN_s V_T} \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{\text{sh}}}, \quad (11)$$

where N_s is the number of series-connected cells.

Exponential parameter:

$$a(T) = nN_s V_T \quad (12)$$

Limits of the curve:

$$V_{\text{oc}} \approx a \ln \left(\frac{I_L}{I_0} + 1 \right); \quad (13)$$

$$I_{\text{sc}} \approx I_L. \quad (14)$$

Power and $P-V$ characteristic:

$$P(V) = V \cdot I(V). \quad (15)$$

Analytical determination of $V_{\text{mpp}}, I_{\text{mpp}}$:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Leftrightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}. \quad (16)$$

Calculation of the $I-V$ curve fill factor:

$$FF = \frac{V_{\text{mpp}} I_{\text{mpp}}}{V_{\text{oc}} I_{\text{sc}}}. \quad (17)$$

To obtain data on the variation of solar irradiance and temperature throughout the day, the model uses data from the open National Solar Radiation Database (NSRDB) provided by NREL (USA) [16]. The NSRDB dataset Prime Meridian: Africa and Europe, derived from images of the Meteosat geostationary satellites, provides irradiance and temperature data with a 15-minute temporal resolution and includes records for the year 2022.

Results and Discussion

To evaluate the stability of the circuit operation and the dynamic response of the current regulator, the regulator's response to a triangle-wave input signal (Fig. 3) and to a square-wave input signal (Fig. 4) at different frequencies was investigated.

At frequencies above 10 kHz, slight signal distortion is observed, but this does not effect of the operation MPPT controller, since the operating frequency of the algorithm is significantly lower. The oscillograms obtained indicate an increase in delay between the generator control signal and the shunt current signal as the shunt resistance is reduced, amounting to 28 μs for a 1000 Ω shunt; 40 μs for a 100 Ω shunt and 48 μs for a 1 Ω shunt.

Since a few hertz are sufficient for the MPPT algorithm to operate due to the smooth change in illumination, the obtained result confirms the high stability of the circuit and ensures the fast operation of the MPPT controller.

The parameters of the CdS/CdTe/Cu/Au (see the Table) thin films were determined based on the results reported by the authors of [17] for a CdTe absorber thickness of 3 μm .

For the simulations, irradiance and temperature data from Ivano-Frankivsk were used, which made it possible to evaluate the effectiveness of the algorithm under operating conditions typical of the western region of Ukraine. The model settings were chosen for operation with very small-area photovoltaic converter samples and the correspondingly low open-circuit voltage V_{oc} . The voltage perturbation step ΔV is defined as a relative fraction of V_{oc} equal to 0.2% with a hard lower bound of 0.002 V, which ensures correct algorithm operation at very low V_{oc} values, since a smaller step would be inappropriate and uninformative. The deadband is set to 0.3% of the actual power change. In addition, the operating voltage range is limited to $V_{\text{low}} = 0.05 V_{\text{oc}}$ and $V_{\text{high}} = 0.98 V_{\text{oc}}$, and the operating point is initialized

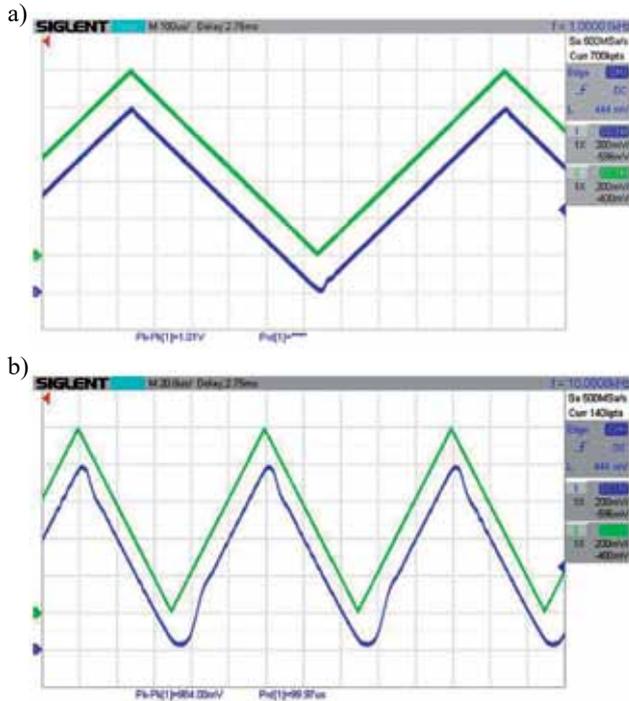


Fig. 3. Current oscillogram (*shunt signal — upper curve*) during variation of the triangular reference signal (*lower curve*) at a frequency of 1 kHz (a) and 10 kHz (b) for the shunt resistance is 100 Ω

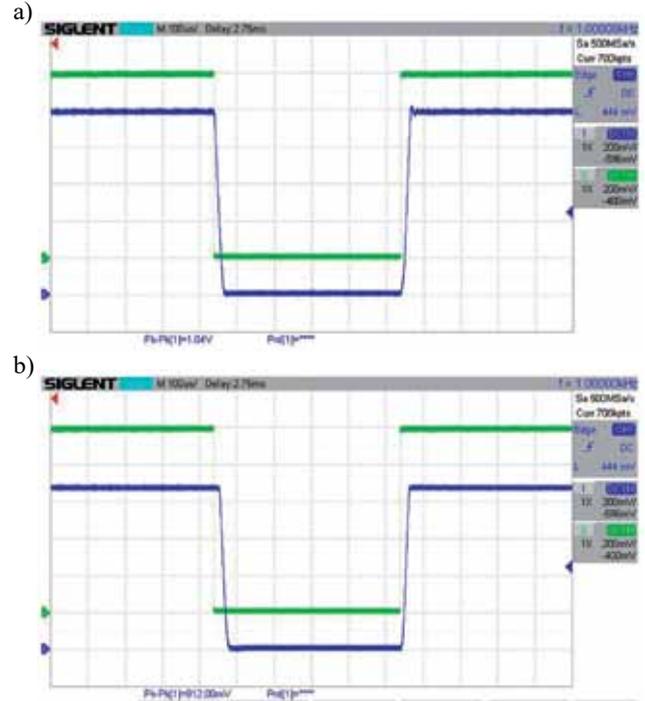


Fig. 4. Current oscillogram (*shunt signal — upper curve*) during variation of the square-wave reference signal (*lower curve*) at a frequency of 1 kHz for the shunt resistance is 1000 Ω (a) and 100 Ω (b)

Parameters of CdS/CdTe/Cu/Au films according to data [17]

V_{oc} , mV	J_{sc} , mA/cm ²	R_s , Ohm·cm ²	R_{sh} , Ohm·cm ²	J_0 , A/cm ²	J_{ph} , mA/cm ²	n
682	20.8	7.4	127	$1.6 \cdot 10^{-6}$	21.0	2.7

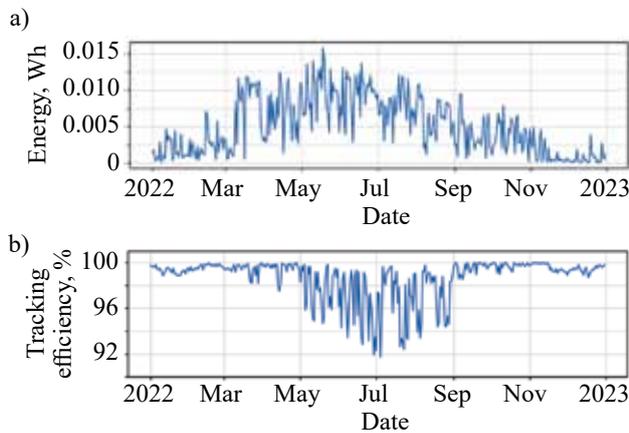


Fig. 5. Simulation results of the MPPT algorithm for one year: a — ideal calculated daily energy at the MPP; b — daily MPP-tracking efficiency of the InC algorithm

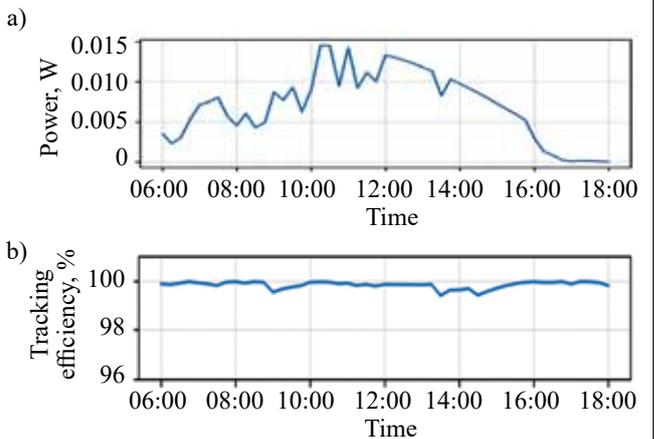


Fig. 6. Simulation results of the MPPT algorithm for one day: a — ideal calculated instantaneous power at the MPP; b — instantaneous MPP-tracking efficiency of the InC algorithm

after night-time or data errors at $V_{op} = 0.7V_{oc}$, to improve model stability. The results of the year-long algorithm simulation are presented in Fig 5.

The year-long simulation plots are presented with power integrated over each day, on the basis of which the annual energy yield and the annual maximum power point tracking efficiency were obtained.

To evaluate the performance of the model over a short time interval, a one-day simulation was carried out; as an example, irradiance and temperature data for May 30, 2022 from the NSRDB were used. In the daily plot in Fig. 6, the time dependences of the calculated power at the ideal maximum power point and the operating efficiency of the InC algorithm are shown.

To calculate the maximum power point tracking efficiency, equation (18) is applied:

$$\eta = \frac{\sum P_{op,k} \Delta t_k}{\sum P_{true,mp,k} \Delta t_k} 100\%, \quad (18)$$

where $P_{op,k}$ is the power delivered by the system at the operating voltage set by the algorithm at time step k ; $P_{true,mp,k}$ is the “true” power at the MPP at time step k ; Δt_k is the duration of the time interval between measurements.

The obtained results with the specified settings show a maximum power point tracking efficiency of 97.88% over a one-year period and 99.83% over a single day, which is a good result given the low output power of the CdTe-based photovoltaic samples.

Conclusion

The implemented MPPT controller circuit based on a modern STM32G474 microcontroller made it possible to design a setup adapted to the fabricated laboratory samples of photovoltaic cells, with a voltage measurement resolution of approximately 5 mV and the capability to investigate samples with power levels ranging from tens of milliwatts to several watts. The maximum voltage and current ranges are 0–20 V and 1 μ A–3A, which is limited by the maximum power that can be dissipated by the transistor. Experimental studies have demonstrated high stability and measurement accuracy under varying conditions. The mathematical model developed in Python using the pylab library and the incremental conductance MPPT algorithm made it possible to simulate the algorithm’s performance under the conditions of the western region of Ukraine. The results indicate high tracking efficiency, reaching 97.88% over a one-year period and 99.83% over a single day, which is a very good result for small thin-film photovoltaic samples.

REFERENCES

- [1] M. Imamzai, M. Aghaei, Y. H. M. Thayoob, and M. Forouzanfar, “A review on comparison between traditional silicon solar cells and thin-film CdTe solar cells,” in *Proc. Nat. Graduate Conf.*, Putrajaya, Malaysia, 2012, pp. 1–5. [Online]. Available: <https://surl.li/llqknc>
- [2] V. Y. Fedenko, R. S. Yavorskyi, A. I. Kashuba, and B. S. Dzungza, “Spectral and temperature properties of solar cells based on cadmium telluride thin-films,” *Phys. Chem. Solid State*, vol. 26, no. 3, pp. 658–665, 2025. doi: 10.15330/pcss.26.3.658-665.
- [3] D. Beriber and A. Talha, “MPPT techniques for PV systems,” in *Proc. 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, Istanbul, Turkey, May 2013, pp. 1437–1442. doi: 10.1109/PowerEng.2013.6635721.
- [4] M. Y. A. Khan, M. A. Memon, A. H. Memon, A. A. Shah, and A. A. Memon, “Design and analysis of maximum power point tracking (MPPT) controller for PV system,” *J. Mech. Continua Math. Sci.*, vol. 14, no. 1, pp. 276–288, 2019. doi: 10.26782/jmcs.2019.02.00019.
- [5] R. B. Bollipo, S. Mikkili, and P. K. Bonthagorla, “Critical review on PV MPPT techniques: classical, intelligent and optimisation,” *IET Renew. Power Gener.*, vol. 14, no. 9, pp. 1433–1452, 2020. doi: 10.1049/iet-rpg.2019.1163.
- [6] K. Chen, S. Tian, Y. Cheng, and L. Bai, “An improved MPPT controller for photovoltaic system under partial shading condition,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 5, no. 3, pp. 978–985, 2014. doi: 10.1109/TSTE.2014.2315653.
- [7] S. Manna, D. K. Singh, A. K. Akella, H. Kotb, K. M. AboRas, H. M. Zawbaa, et al., “Design and implementation of a new adaptive MPPT controller for solar PV systems,” *Energy Reports*, vol. 9, pp. 1818–1829, 2023. doi: 10.1016/j.egy.2022.12.152.
- [8] U. Yilmaz, A. Kircay, and S. Borekci, “PV system fuzzy logic MPPT method and PI control as a charge controller,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 81, no. 1, pp. 994–1001, 2018. doi: 10.1016/j.rser.2017.08.048.
- [9] D. Haji and N. Genc, “Fuzzy and P&O based MPPT controllers under different conditions,” in *Proc. Int. Conf. Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, IEEE, 2018, pp. 649–655. doi: 10.1109/ICRERA.2018.8566943.
- [10] D. Menniti, A. Burgio, N. Sorrentino, A. Pinnarelli, and G. Brusco, “An incremental conductance method with variable step size for MPPT: Design and implementation,” in *Proc. Int. Conf. Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU)*, IEEE, 2009, pp. 1–5. doi: 10.1109/EPQU.2009.5318833.
- [11] D. S. Selvan, “Modeling and simulation of incremental conductance MPPT algorithm for photovoltaic applications,” *Int. J. Sci. Eng. Technol.*, vol. 2, no. 7, pp. 681–685, 2013.
- [12] *pylib-python documentation*, [Online]. Available: <https://surl.li/qkttqg>.
- [13] W. De Soto, S. A. Klein, and W. A. Beckman, “Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance,” *Solar Energy*, vol. 80, no. 1, pp. 78–88, 2006. doi: 10.1016/j.solener.2005.06.010.
- [14] H. Tian, F. Mancilla-David, K. Ellis, E. Muljadi, and P. Jenkins, “A cell-to-module-to-array detailed model for photovoltaic panels,” *Solar Energy*, vol. 86, no. 9, pp. 2695–2706, 2012. doi: 10.1016/j.solener.2012.06.004.
- [15] M. N. I. Sarkar, “Effect of various model parameters on solar photovoltaic cell simulation: a SPICE analysis,” *Renewables: Wind, Water, and Solar*, vol. 3, art. 13, 2016, doi: 10.1186/s40807-016-0035-3.
- [16] *National Solar Radiation Database (NSRDB)*, [Online]. Available: <https://nsrdb.nrel.gov/data-viewer>.
- [17] N. Deyneko, A. Zhuravel, L. Mikhailova, E. Naden, A. Onyshchenko, V. Strelets, et al., “Devising a technique to improve the efficiency of CdS/CdTe/Cu/Au solar cells intended for use as a backup power source for the systems of safety and control of objects,” *East-Eur. J. Enterprise Technol.*, vol. 6, no.5, pp. 21–27, 2020. doi: 10.15587/1729-4061.2020.220489.

Received 20.10 2025



Copyright: © 2025, 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/>).

РОЗРОБКА ТА МОДЕЛЮВАННЯ ВИСОКОТОЧНОГО МРРТ-КОНТРОЛЕРА ДЛЯ ТОНКОПЛІВКОВИХ СОНЯЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Фотоелектричні перетворювачі сонячної енергії є провідним напрямом у сфері відновлюваних джерел енергії. Традиційні кремнієві фотоелементи забезпечили широке поширення технології, проте їх виробництво потребує значних енергетичних витрат та товстих пластин. Натомість тонкоплівкові перетворювачі другого покоління здатні ефективно поглинати сонячне випромінювання при значно меншій товщині поглинального шару, що робить їх перспективними для подальшого розвитку. Важливим елементом таких систем є контролер відстеження точки максимальної потужності (MPPT), який дозволяє забезпечити максимальну електрогенерацію в умовах змінного освітлення, температури чи часткового затінення.

У роботі представлено комплексне дослідження схемотехнічних та програмних рішень високоточного контролера відстеження точки MPPT, створеного на базі сучасного мікроконтролера STM32F407. Основною метою розробки було забезпечення можливості дослідження малопотужних тонкоплівкових фотоелектричних перетворювачів, зокрема на основі телуриду кадмію (CdTe), які характеризуються малими значеннями вихідних параметрів та потребують високої точності вимірювань. Реалізована установка дозволяє працювати з діапазоном напруги від 0 до ~20 В та струмів від 1 мкА до 3 А, що охоплює широкий спектр лабораторних зразків потужністю від десятків міліват до кількох ват. Точність вимірювання близько 5 мВ забезпечує коректне відстеження навіть за умов значних коливань зовнішніх факторів.

Експериментальні дослідження підтвердили високу стабільність роботи контролера та його здатність підтримувати точність вимірювань у змінних умовах навколишнього середовища. Для оцінки ефективності алгоритму *Incremental Conductance* було створено математичну модель на основі бібліотеки *rvlib*, яка реалізує п'ятипараметричну модель *De Soto*. Моделювання проводилося для умов західного регіону України, що дозволило врахувати реальні кліматичні та інсоляційні параметри.

Результати моделювання показали ефективність відстеження точки максимальної потужності на рівні 97,88% протягом року та 99,83% протягом одного дня. Такі показники засвідчують високу ефективність розробленої системи для дослідження та оптимізації роботи тонкоплівкових фотоперетворювачів малої потужності, а також підтверджують перспективність застосування запропонованого підходу для створення лабораторних стендів і навчальних установок. Отримані результати мають практичне значення для подальшого розвитку технологій тонкоплівкової фотовольтаїки та впровадження високоточних методів контролю в умовах змінної сонячної інсоляції.

Ключові слова: МРРТ-контролер, тонкоплівковий сонячний елемент, CdTe, відновлювана енергія, високочутливі сенсори.

Дмитро ЛІПКО, Арсеній НАЙДЬОНОВ, Юлія КОЖУШКО,
Юлія БОНДАРЕНКО, Павло САФРОНОВ, Олександр БОНДАРЕНКО

Україна, м. Київ, КПІ ім. Ігоря Сікорського

E-mail: bondarenkoaf@gmail.com

ПЕРСПЕКТИВИ ВИКОРИСТАННЯ АКТИВНОГО БАЛАНСУВАННЯ В БАГАТОМОДУЛЬНИХ АКУМУЛЯТОРНИХ БАТАРЕЯХ

Досліджено вплив дисбалансу комірок на ефективність багатомодульних літій-іонних акумуляторних батарей. Дисбаланс призводить до суттєвого зниження корисної ємності батареї та запасу ходу електромобілів. Експеримент показав, що застосування активного балансира на модулі з комітками зі зниженим ресурсом дозволило зменшити максимальний дисбаланс з 220 до 45 мВ, що призвело до збільшення реального запасу ходу електромобіля на 56%. Результати підтверджують високу ефективність активного балансування як засобу відновлення корисної ємності та подовження життєвого циклу акумуляторних батарей в електротранспорті та системах накопичення енергії.

Ключові слова: акумуляторна батарея, система керування акумуляторною батареєю, активне балансування, дисбаланс, електромобіль, запас ходу, ресурс.

В сучасних акумуляторних батареях (АБ), зокрема в електромобілях, проблема дисбалансу рівнів заряду (англ. *state of charge*, SoC) між комітками батареї є одним із ключових факторів, що визначають ефективність, надійність та довговічність системи. Дисбаланс виникає внаслідок технологічної неоднорідності елементів, відмінностей у внутрішньому опорі, рівнях деградації (*state of health*, SoH) і температурних градієнтах, похибок вимірювальних каналів у системах керування, неоднакових умов охолодження [1], [2], [3], [4]. Такі відмінності призводять до зменшення корисної ємності АБ, підвищення теплових навантажень і нерівномірного розподілу струму під час заряджання та розряджання, що у підсумку знижує ефективність та термін служби батареї [5].

Особливої актуальності набувають дослідження методів балансування для батарей електромобілів, у яких високий рівень енергетичної щільності поєднується з жорсткими вимогами до безпеки та надійності [6]. У роботі [7] показано, що використання часткового зарядно-розрядного циклу дозволяє збільшити ресурс акумуляторної батареї завдяки обмеженню рівнів заряду комірок. Дослідження [7], [8] також засвідчили, що навіть незначний дисбаланс напруги у багатомодульній батареї може спричинити передчасну деградацію окремих елементів.

Значна увага в сучасних публікаціях приділяється порівнянню пасивних і активних систем балансування [9]. Пасивні схеми є конструктивно простими та дешевими, однак характеризуються великими втратами енергії, низьким коефіцієнтом корисної дії (ККД) та обмеженим струмом балансування [10]. Активні методи передбачають передачу енергії

між комітками та модулями за допомогою DC–DC-перетворювачів або індуктивно-ємнісних ланок, що дозволяє суттєво підвищити енергоефективність [11]. В роботах [12], [13] представлено активний балансира для багатомодульних батарей, який забезпечує керуванню передачею енергії між комітками, а також проаналізовано його роботу в умовах реальної експлуатації в електротранспорті.

Попередні дослідження вказують на перспективність застосування активного балансування для підвищення однорідності стану заряду, зменшення теплових втрат і збільшення строку служби акумуляторних систем [14], [15]. Разом з тим, такі системи потребують ускладнених алгоритмів керування, гальванічної розв'язки між ланками перетворення енергії та точних вимірювальних засобів, що впливає на собівартість і загальну надійність системи [15].

Метою цієї роботи є експериментальна перевірка ефективності активного балансування в багатомодульних акумуляторних батареях, визначення його впливу на рівень дисбалансу та показники енергоефективності, а також формування практичних рекомендацій щодо застосування активних балансірів у системах електротранспорту.

Огляд систем балансування

Для розуміння масштабу проблеми балансування в потужних системах, що живляться від акумуляторних батарей, необхідно мати уяву про їхню структуру. Сучасні тягові батареї електромобілів та системи накопичення енергії мають ієрархічну архітектуру [16]. Базовим елементом є комірка — окремих акумулятор. Комірки з'єднуються послідовно та паралельно

для досягнення необхідної напруги та ємності, формуючи модуль. Далі модулі з'єднуються між собою, утворюючи пакет. Така багатомодульна архітектура означає, що дисбаланси можуть виникати одночасно на двох рівнях: внутрішньомодульному (між комітками всередині одного модуля) та міжмодульному (між окремими модулями в пакеті) [17]. Зі збільшенням кількості коміток у послідовному з'єднанні проблема дисбалансу зростає, тому для багатомодульних батарей балансування стає обов'язковим етапом керування.

Пасивні системи балансування працюють за принципом розсіювання надлишкової енергії через резистивні елементи, перетворюючи надлишковий заряд коміток з вищою напругою у тепло [18]. Їхньою основною перевагою є простота реалізації, низька вартість та висока надійність завдяки мінімальній кількості компонентів. Водночас головними недоліками є значні енергетичні втрати, локальне нагрівання коміток і тривалий час балансування, що робить такі схеми доцільними лише для систем із малими ємностями або низькими вимогами до ефективності.

Активне балансування базується на обміні енергією між комітками або модулями за допомогою перетворювальних ланок [19]. На відміну від пасивних, активні схеми дозволяють зменшити втрати енергії та підвищити ефективність використання акумуляторної батареї, досягаючи ККД у 80–97% [20]. За архітектурою активні системи класифікують відповідно до шляху передачі енергії: від комітки до комітки (Cell-to-Cell, C2C), від комітки до модуля (Cell-to-Module, C2M), від модуля до комітки (Module-to-Cell, M2C). При цьому C2C розділяється на два підтипи: до будь-якої комітки (Cell-to-Any-Cell, C2AC) та до сусідньої комітки (Cell-to-Neighbor-Cell, C2NC).

Аналіз схемотехнічних рішень дозволяє виділити три ключові підходи при реалізації активного балансування. Найпростішим з них є конденсаторне балансування (*switched-capacitor*), де заряд передається через конденсатори, що по чергово перемикаються [21]. Цей спосіб балансування є найменш енергоефективним і забезпечує ККД на рівні 80–90%. Індуктивне балансування (*flying-inductor*), за якого одна індуктивність по чергово під'єднується до різних коміток для перенесення енергії від більш заряджених до менш заряджених, забезпечує вищу ефективність (85–95%) та більші струми [22]. Схеми на основі DC–DC-перетворювачів, які можуть бути неізованими (*buck, boost*) або ізованими (*flyback, Ćuk*), забезпечують найвищий ККД (90–97%) та значні струми балансування, що дозволяє реалізувати топології C2M, M2C та C2C.

Критичним недоліком конденсаторних та індуктивних схем в контексті багатомодульних батарей є

можливість реалізації ними переважно тільки методу балансування C2NC. При значному дисбалансі в довгому послідовному з'єднанні акумуляторних елементів (наприклад, 96 і більше) енергії доведеться пройти десятки проміжних перемикачів, що каскадно знижує загальну швидкість та сумарну ефективність процесу. Натомість топології на базі DC–DC-перетворювачів, що реалізують принцип балансування C2AC, є значно ефективнішими. Вони дозволяють передавати енергію безпосередньо від найбільш заряджених коміток до найменш заряджених, що є ключовою перевагою для потужних тягових батарей електромобілів та стаціонарних систем накопичення енергії.

Огляд систем балансування демонструє, що активні методи пропонують ефективне розв'язання проблеми дисбалансу [23], яка є критичною для надійної та продуктивної роботи акумуляторних батарей, особливо у багатомодульних конфігураціях [24]. При цьому розвиток систем на базі DC–DC-перетворювачів можна розглядати як найперспективніший на сьогодні напрям для забезпечення довготривалої експлуатації багатомодульних акумуляторних батарей [25].

Опис експериментальної установки

Для перевірки ефективності активного балансування в багатомодульних акумуляторних батареях, визначення його впливу на рівень дисбалансу та показники енергоефективності було створено експериментальну установку на основі електромобіля Renault Fluence ZE 2012 року випуску, що мав акумуляторну батарею з низьким запасом ходу. Особливістю моделі є модульна конструкція батарейного відсіку, що спрощує доступ до окремих модулів АБ і їх заміну.

Заводська батарея була замінена на літій-іонну систему LG Chem конфігурації 96s6p (96 послідовно та 6 паралельно з'єднаних коміток), яка складається з 576 коміток, об'єднаних у 16 модулів конфігурації 12s3p. До неї було додано систему керування акумуляторною батареєю — BMS (*battery management system*), виконану за ієрархічною архітектурою. Вона містить п'ять модулів: один центральний контролер BMS (*BMS master unit*), до якого підключено чотири підпорядковані модулі моніторингу коміток (*BMS slave unit*), що контролюють батарейний стек з 24 послідовно з'єднаних коміток (24s) (рис. 1).

На першому етапі проводилася діагностика АБ. До діагностичного порту OBD-2 електромобіля під'єднували діагностичний пристрій ELM327 та програмне забезпечення CanZE, що дозволило спостерігати стан АБ і виявити причину стрімкого зниження запасу ходу порівняно із запасом ходу на початку її експлуатації. Діагностика показала наявність дисбалансу.

Щоб отримувати та зберігати для подальшого аналізу дані з АБ електромобіля в режимі реально-го часу, було створено CAN-аналізатор на базі мікроконтролера ESP32 з трансивером SN65HVD230 та LIN ATA6662, який підключається до порту OBD-2 електромобіля [26].

Отримані від CAN-аналізатора дані виводились на ПК за допомогою програмного забезпечення SavvyCAN. Через відсутність у відкритому доступі протоколу обміну даними необхідні параметри АБ визначалися шляхом власного аналізу повідомлень CAN-шини. Після цього було створено файл з роз-

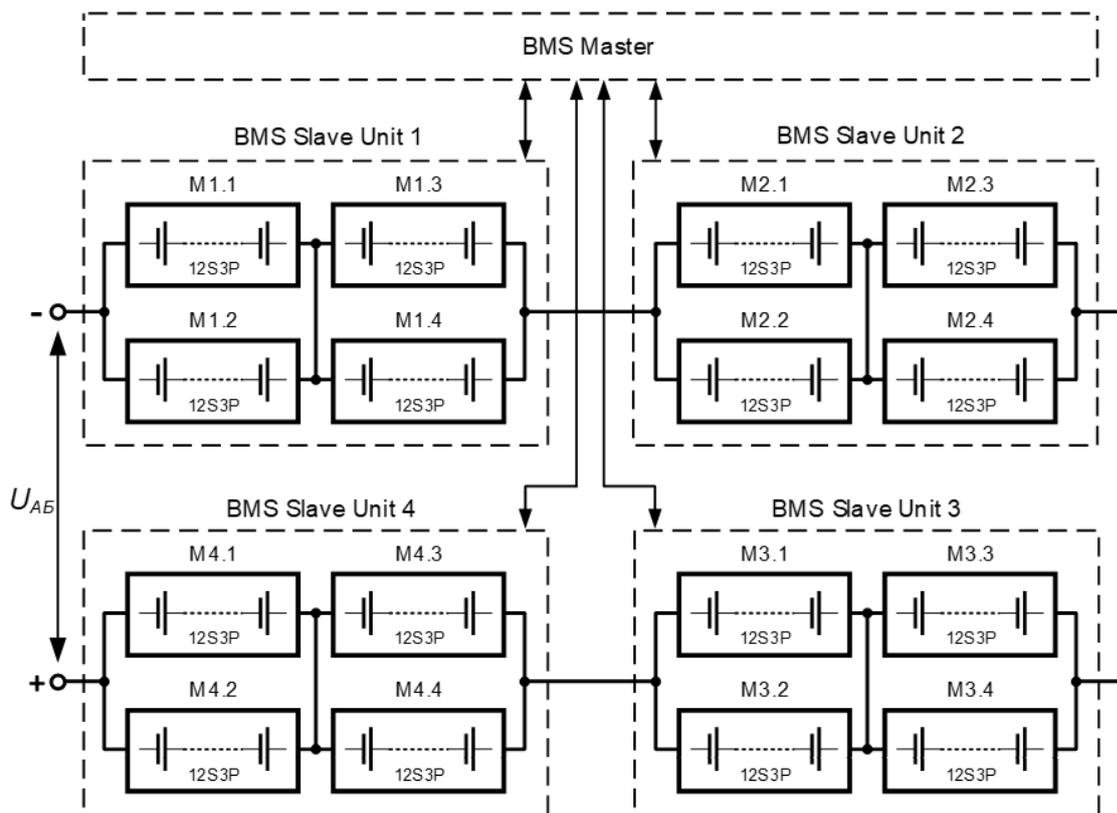


Рис. 1. Схема акумуляторної батареї досліджуваного електромобіля

Timestamp	ID	Ext	RTR	Dir	Bus	Len	ASCII	Data
44608	0x155	0	0	Rx	0	8	...	82 87 BC 54 98 60 02 C8 <x155>...
44609	0x19F	0	0	Rx	0	8	..).JP.	E1 E1 7D 01 00 6A 50 FE <x19F>
44610								RPM: 0 RPM Speed_Fluence: 0 Km/h
44611	0x157	0	0	Rx	0	8	D5 C8 09 C4 FF E0 00 80
44612	0x1C7	0	0	Rx	0	4	AA A0 FF C0
44613	0x1A1	0	0	Rx	0	8	..24e..	B1 CA 7A 34 65 8C 80 20
44614	0x155	0	0	Rx	0	8	...	82 87 BC 54 98 60 02 C8 <x155> Max. charge rate: 65 Amps SoC: 97.52 % power_charge: 130 Current: -5 A charger_state: 84 Voltage: 386 V
44615	0x424	0	0	Rx	0	8	@V.?^U@	11 40 56 C8 3F 5E 55 40 <x424>...
44616	0x425	0	0	Rx	0	8	*.D.B...	2A D3 44 9C 42 1E FD 0E <x425>...
44617	0x157	0	0	Rx	0	8	D5 1B 09 C4 FF E0 00 80
44618	0x19F	0	0	Rx	0	8	..).JP.	E1 E1 7D 06 00 6A 50 FE <x19F>...
44619	0x1C7	0	0	Rx	0	4	AA A0 FF C0

Рис. 2. Дані з CAN-шини електромобіля Renault Fluence ZE в програмному забезпеченні SavvyCAN

ширенням .dbc, який автоматизує процес декодування даних з CAN-шини у фізичні величини (рис. 2).

Отже, для наступних досліджень було розроблено експериментальну установку та програмно-апаратний комплекс, що дозволяють у режимі реального часу отримувати та записувати швидкість руху електромобіля, параметри SoC, SoH, напругу кожної комірки, напругу та струм АБ, а також її температуру.

Експериментальні дослідження та обговорення отриманих результатів

Первинна діагностика АБ виявила наявність значного дисбалансу напруги, який сягав 220 мВ, що обмежує доступну корисну ємність системи та суттєво знижує запас ходу.

Для дослідження впливу дисбалансу на АБ було проведено два експерименти. У першому заряджали батарею до рівня SoC 100% та виконували тес-

тувальну поїздку до досягнення SoC 10%. Другий експеримент проводився так само, але зі встановленим активним балансиrom, що усував дисбаланс комірок АБ. Оскільки ідеальної повторюваності профілю руху досягти неможливо, поїздки відбувалися в дорожніх умовах міського руху, які можна вважати подібними. Щоб мінімізувати фактор рельєфу місцевості, маршрут закінчувався у тій точці, де починався. На початку та наприкінці експериментів записували мапу напруги комірок. На рис. 3 представлено таку мапу, отриману під час першого експерименту. Для візуалізації отриманих даних комірки зображувалися у різних відтінках залежно від рівня заряду. Три комірки, які мають найнижчий SoC, що створює основний дисбаланс, обведені прямокутником.

Перед проведенням другого експерименту АБ заряджали до рівня SoC 100%, після чого встанов-

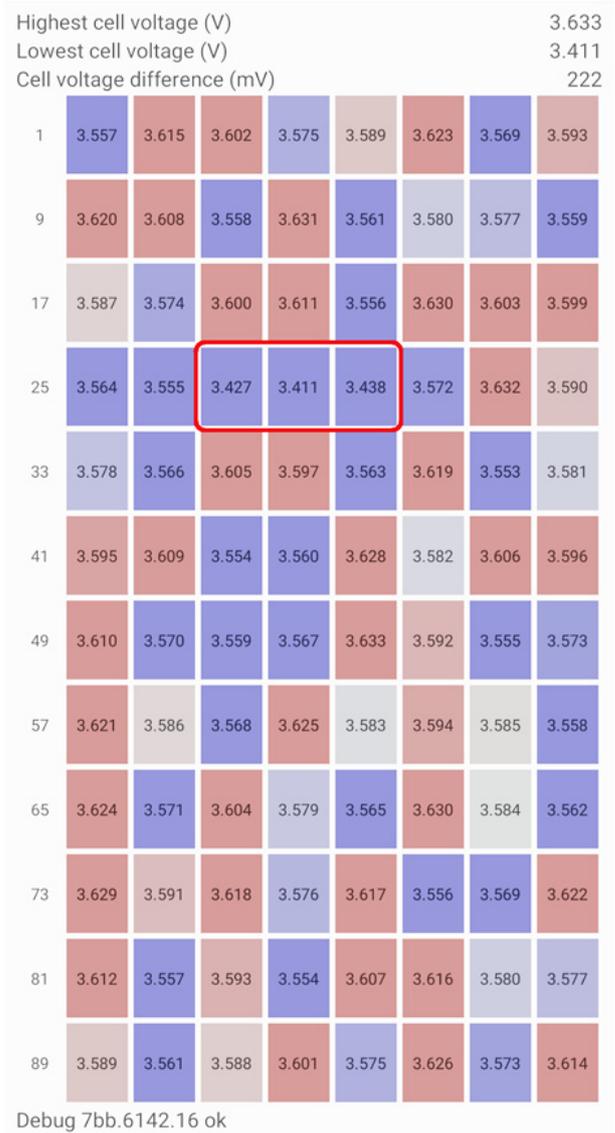
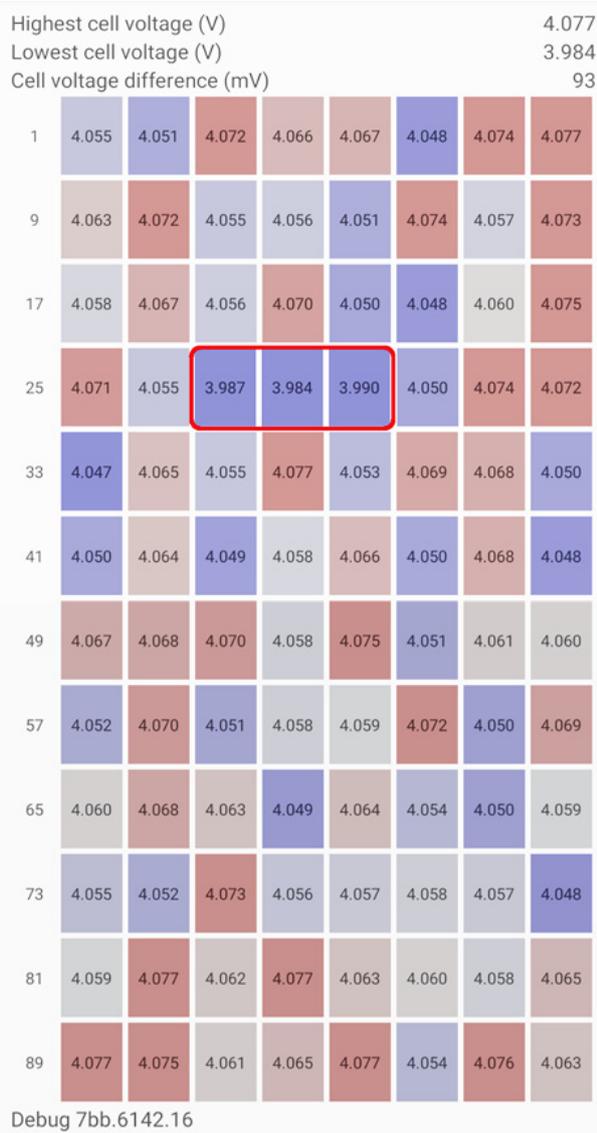


Рис. 3. Мапа комірок зарядженої (ліворуч) та розрядженої (праворуч) батареї без активного балансира

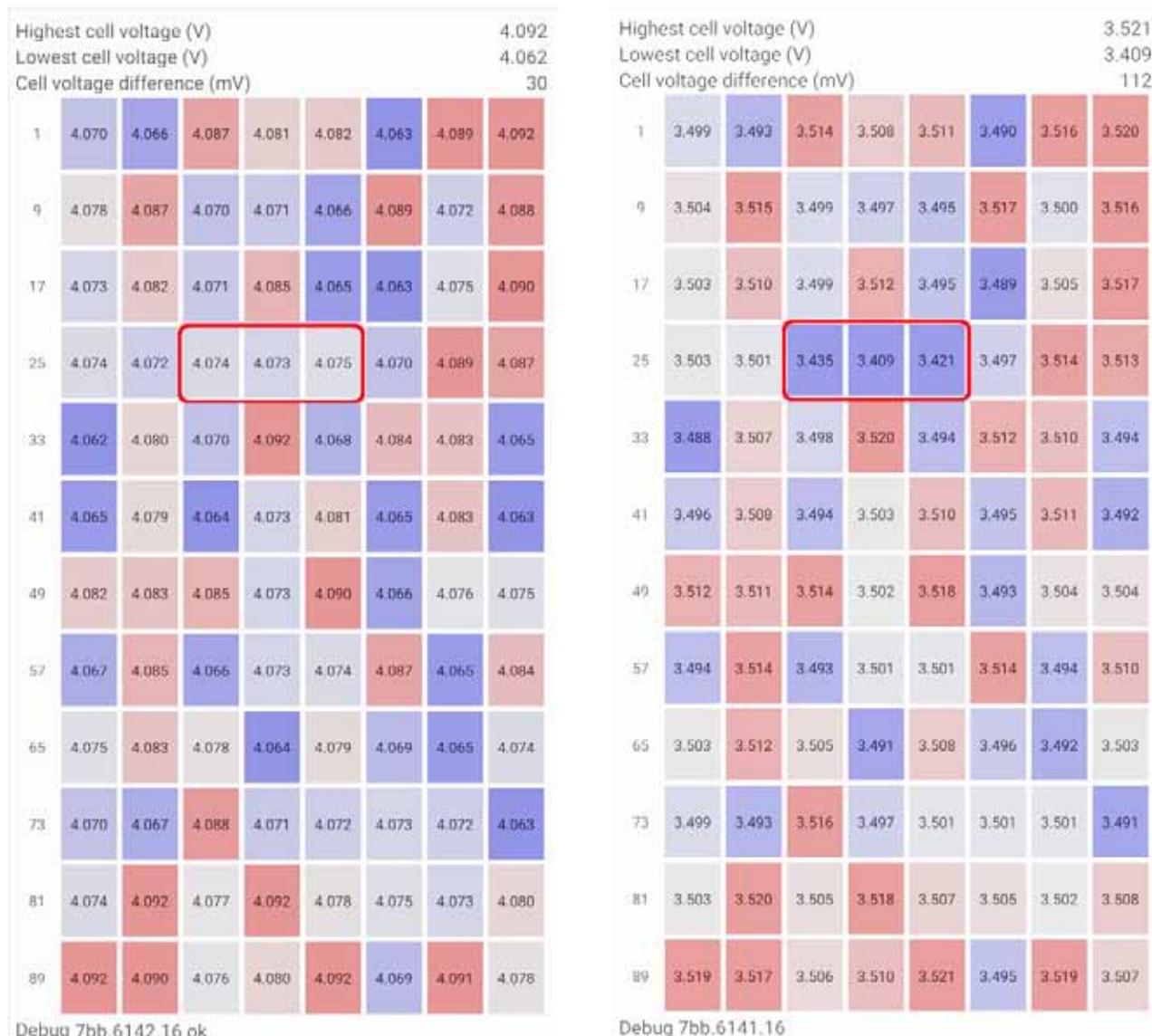


Рис. 4. Мапа комірок зарядженої (ліворуч) та розрядженої (праворуч) батареї з активним балансиrom

лювали активний балансиr на 12 комірок модуля, який містив три комірки з найнижчим рівнем заряду. Застосування активного балансира протягом 24 годин забезпечило зниження цього дисбалансу до 45 мВ (рис. 4). Після цього було зроблено другу тестувальну поїздку.

На основі записаних у цих двох експериментах масивів даних були сформовані часові залежності основних експлуатаційних параметрів: швидкість руху, пройдений шлях, SoC, напруга та струм батареї (рис. 5). Це дозволило провести комплексний аналіз параметрів АБ у змінних режимах руху.

Графік SoC демонструє стабільну тенденцію до зниження рівня заряду: протягом експерименту він зменшився зі 100 до 10%, що дозволяє оцінити ре-

альний запас ходу транспортного засобу за заданих умов. Крива SoC має мікроскопічні флуктуації, зумовлені чергуванням циклів розряду та рекуперативного підзаряду під час гальмування.

Аналіз миттєвих значень струму та напруги АБ підтверджує високу динамічність навантаження в умовах міського трафіку. Спостерігається чітка кореляція між величиною прискорення та стрибками споживання струму, які супроводжуються відповідним падінням напруги через внутрішній опір АБ.

У таблиці наведено загальні результати, отримані в тестувальних поїздках без активного балансира та з ним. Як видно, внаслідок усунення дисбалансу показник SoH збільшився з 69 до 81%, що свідчить про відновлення доступу до значної частини раніше

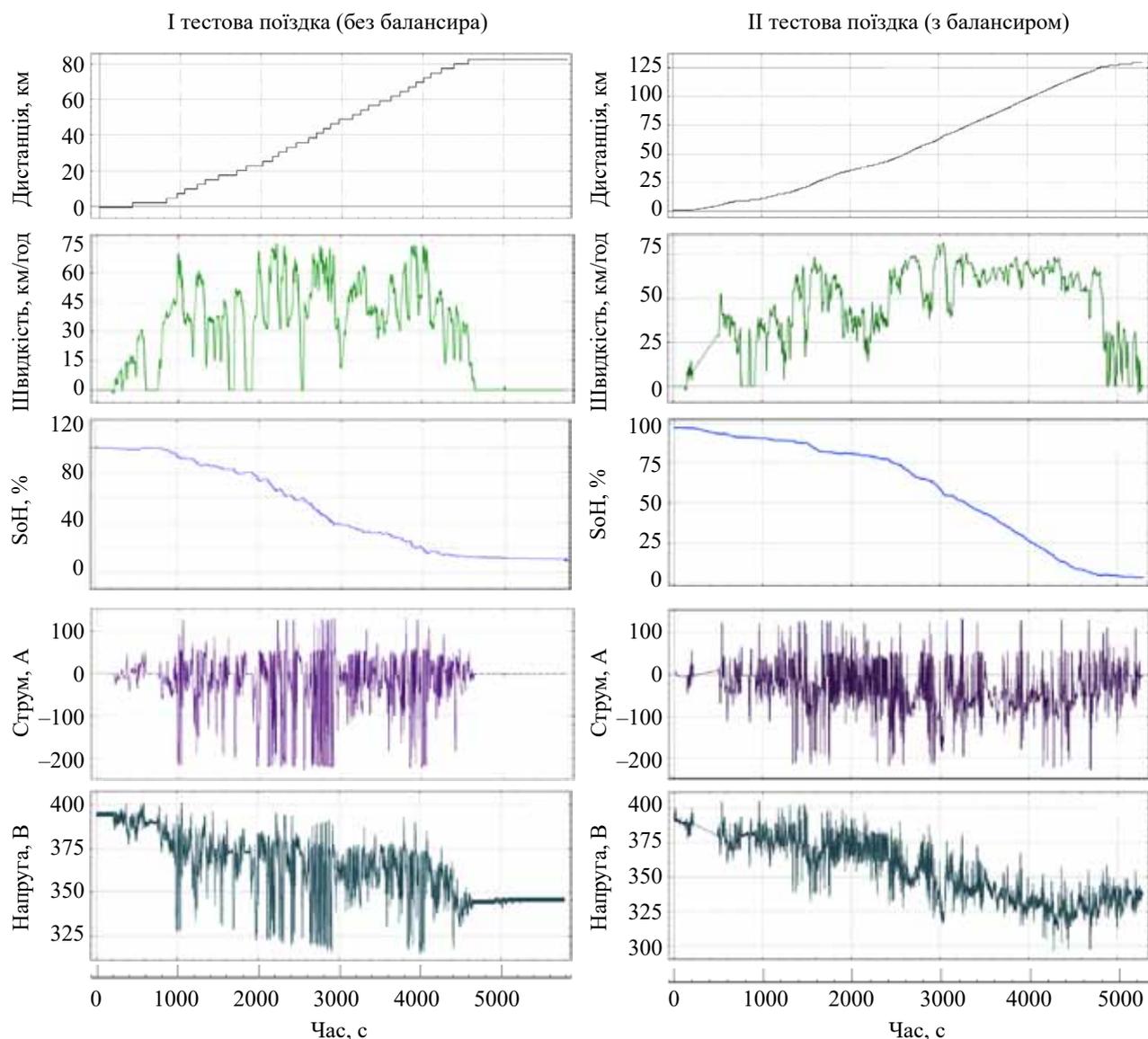


Рис. 5. Графіки зміни параметрів під час тестувальних поїздок

Загальні результати, отримані в тестувальних поїздках без активного балансира та з ним

Тестувальна поїздка	Пройдений шлях, км	Загальна ємність, А·год	Максимальний дисбаланс, мВ	SoH, %	Середнє споживання, кВт·год / 100 км	Внутрішній опір АБ, мОм
I	82	33	220	69	16,3	121
II	128	43	45	81		

невикористовуваної ємності. Найбільш показовим результатом стало зростання пройденого шляху на одному заряді (зменшення SoC від 100 до 10%) з 82 до 128 км, що забезпечило приріст запасу ходу на 56%.

Висновки

У результаті проведеного експериментального дослідження підтверджено суттєвий вплив дисбалансу напруги між комірками на енергетичну ефективність і доступну ємність багатомодульної літій-іонної акумуляторної батареї електромобіля. Встановлено, що

локальне застосування активного балансира лише на одному модулі, що містить комірки з найнижчим рівнем заряду, є ефективним засобом зменшення загального дисбалансу всієї батарейної системи. Використання активного балансира впродовж 24 годин після заряджання батареї до рівня SoC = 100% дозволило знизити максимальний дисбаланс напруги з 220 до 45 мВ, тобто більш, ніж у 4,8 рази.

Отримані результати підтверджують наявність прямої кореляції між величиною дисбалансу та до-

ступною ємністю акумуляторної батареї. Зменшення дисбалансу призвело до зростання ефективно використуваної ємності з 33 до 43 А·год, а також до збільшення оціненого показника SoH з 69 до 81%, що свідчить про відновлення доступу до раніше недоступної частини енергетичного ресурсу батареї.

Найбільш наочним практичним результатом стало зростання реального запасу ходу електромобіля в міському циклі руху з 82 до 128 км при розрядженні батареї зі 100 до 10%, що відповідає приросту SoH на 56%. Це свідчить про те, що навіть вибіркового впливу лише на найбільш деградовані або критичні комірки може суттєво покращити інтегральні експлуатаційні характеристики всієї багатомодульної акумуляторної системи.

Отримані експериментальні дані дозволяють зробити висновок, що локальне активне балансування є ефективним та економічно доцільним підходом для відновлення корисної ємності, підвищення енергоефективності та збільшення терміну служби тягових акумуляторних батарей без необхідності повномасштабного балансування всіх модулів. Такий підхід є перспективним для практичного впровадження в системах електротранспорту та стаціонарних системах накопичення енергії, особливо на етапі експлуатаційного відновлення батарей з неоднорідним ступенем деградації.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- Hemavathi S. Overview of cell balancing methods for Li-ion battery technology. *Energy Storage*. 2021, vol. 3, e203. <https://doi.org/10.1002/est.203>
- Omariba Z.B., Zhang L., Sun D. Review of Battery Cell Balancing Methodologies for Optimizing Battery Pack Performance in Electric Vehicles. *IEEE Access*. 2019, vol. 7, pp. 129335–129352. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2940090>
- Liu X., Li W., Guo X. et al. Advancements in Energy-Storage Technologies: A Review of Current Developments and Applications. *Sustainability*. 2025, vol. 17, no. 18, 8316. <https://doi.org/10.3390/su17188316>
- Li S., Zhang C., Zhao Y. et al. Effect of thermal gradients on inhomogeneous degradation in lithium-ion batteries. *Communications Engineering*. 2023, vol. 2, 74. <https://doi.org/10.1038/s44172-023-00124-w>
- Ashraf A., Ali B., Al Sunjuri M.S.A., Tricoli P. A Comprehensive Review of the Art of Cell Balancing Techniques and Trade-Offs in Battery Management Systems. *Energies*. 2025, vol. 18, no. 13, 3321. <https://doi.org/10.3390/en18133321>
- Fraccaroli E., Jang S., Stach L. et al. To Balance or to Not? Battery Aging-Aware Active Cell Balancing for Electric Vehicles. arXiv. Jan. 2024. Режим доступу: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2401.03124>
- Бондаренко О., Ліпко Д. Використання часткового зарядно-розрядного циклу акумуляторної батареї для збільшення її ресурсу. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*. 2023, № 3–4, с. 9–15. <https://doi.org/10.15222/ТКЕА2023.3-4.09>
- Бондаренко О., Ліпко Д. Модифікований активний балансир для застосування в багатомодульних акумуляторних батареях. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*. 2024, № 1–2, с. 11–23. <https://doi.org/10.15222/ТКЕА2024.1-2.11>
- Khan N., Ooi C.A., Alturki A. et al. A critical review of battery cell balancing techniques, optimal design, converter topologies, and performance evaluation for optimizing storage system in electric vehicles. *Energy Reports*. 2024, vol. 11, pp. 4999–5032. <https://doi.org/10.1016/j.egyrep.2024.04.041>
- Ліпко Д.О., Бондаренко О.Ф. Розробка DC-DC перетворювача для використання в системах активного балансування акумуляторних батарей в межах студентських змагань. *Мікросистеми, електроніка та акустика*. 2024, вип. 3, с. 316127.1–316127.8. <https://doi.org/10.20535/2523-4455.me.316127>
- Lipko D., Bondarenko O. Modified Active Balancer for Multi-Module Battery Pack. *Proc. 19th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC)*. Tallinn, Estonia, 2024, pp. 1–5. <https://doi.org/10.1109/BEC61458.2024.10737985>
- Cao J., Xia B., Zhou J. An Active Equalization Method for Lithium-ion Batteries Based on Flyback Transformer and Variable Step Size Generalized Predictive Control. *Energies*. 2021, vol. 14, no. 1, 207. <https://doi.org/10.3390/en14010207>
- Farzan Moghaddam A., Van den Bossche A. An Efficient Equalizing Method for Lithium-Ion Batteries on Coupled Inductor Balancing. *Electronics*. 2019, vol. 8, no. 2, 136. <https://doi.org/10.3390/electronics8020136>
- Gao Z.C., Chin C.S., Toh W.D. et al. State-of-Charge Estimation and Active Cell Pack Balancing Design of Lithium Battery Power System for Smart Electric Vehicle. *Journal of Advanced Transportation*. 2017, Article ID 6510747, 14 p. <https://doi.org/10.1155/2017/6510747>
- Narayanawamy S., Kauer M., Steinhorst S., et al. Modular Active Charge Balancing for Scalable Battery Packs. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*. 2017, vol. 25, no. 3, pp. 974–987. <https://doi.org/10.1109/TVLSI.2016.2611526>
- Li L., Li Z., Zhao J., Guo W. Lithium-ion battery management system for electric vehicles. *International Journal of Performability Engineering*. 2018, vol. 14, no. 12, pp. 3184–3194. <https://doi.org/10.23940/ijpe.18.12.p28.31843194>
- Lee D., Kang S., Shin C.B. Modeling the Effect of Cell Variation on the Performance of a Lithium-Ion Battery Module. *Energies*. 2022, vol. 15, no. 21, 8054. <https://doi.org/10.3390/en15218054>
- Babu P.S., Ilango K. Comparative Analysis of Passive and Active Cell Balancing of Li Ion Batteries. *Proc. 3rd Int. Conf. Intelligent Computing Instrumentation and Control Technologies (ICICICT)*. Kannur, India, 2022, pp. 711–716. <https://doi.org/10.1109/ICICICT54557.2022.9917778>
- Jiang W., Zhou F. Active Battery Balancing System for High Capacity Li-Ion Cells. *Energies*. 2025, vol. 18, no. 23, 6371. <https://doi.org/10.3390/en18236371>
- Wei C., Li X. Review of Bidirectional DC-DC Converters for Electric Vehicle Energy Management Systems. *Proc. 7th Int. Conf. Smart Grid and Smart Cities (ICSGSC)*. Lanzhou, China, 2023, pp. 432–436. <https://doi.org/10.1109/ICSGSC59580.2023.10319186>
- Farzan Moghaddam A., Van den Bossche A. A Ćuk Converter Cell Balancing Technique by Using Coupled Inductors for Lithium-Based Batteries. *Energies*. 2019, vol. 12, no. 15, 2881. <https://doi.org/10.3390/en12152881>
- Chandran V., Patil C.K., Karthick A. et al. State of Charge Estimation of Lithium-Ion Battery for Electric Vehicles Using Machine Learning Algorithms. *World Electric Vehicle Journal*. 2021, vol. 12, no. 1, 38. <https://doi.org/10.3390/wevj12010038>
- Wu H., Zhao H., Yang J. et al. Battery Active Grouping and Balancing Based on the Optimal Energy Transfer Direction. *Sustainability*. 2025, vol. 17, no. 11, 5219. <https://doi.org/10.3390/su17115219>
- Dorronsoro X., Garayalde E., Iraola U., Aizpurua M. Modular battery energy storage system design factors analysis to improve battery-pack reliability. *Journal of Energy Storage*, 2022, vol. 54, 105256. <https://doi.org/10.1016/j.est.2022.105256>
- Tuluhong A., Xu Z., Chang Q., Song T. Recent Developments in Bidirectional DC-DC Converter Topologies, Control Strategies, and Applications in Photovoltaic Power Generation Systems: A Comparative Review and Analysis. *Electronics*, 2025, vol. 14, iss. 2, 389. <https://doi.org/10.3390/electronics14020389>
- Ліпко Д.О. *Прилад для контролю параметрів акумуляторної батареї* : магістерська дис. Київ, 2020. 77 с. URI: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/38755>

Дата надходження рукопису
до редакції 27.10 2025 р.

APPLICATION PROSPECTS OF ACTIVE BALANCING
IN MULTI-MODULE BATTERY PACKS

In modern batteries, particularly those used in electric vehicles, one of the key factors determining efficiency, reliability, and durability is the imbalance of charge levels (state of charge, SoC) between cells. This imbalance arises due to technological heterogeneity of cells, differences in internal resistance, degradation levels (state of health, SoH), temperature gradients, measurement errors in control channels, and unequal cooling conditions. The imbalance leads to reduced usable capacity, increased thermal loads, and uneven current distribution during charging and discharging, which ultimately lowers efficiency and shortens battery lifetime. Previous studies highlight the potential of active balancing to mitigate charge-level imbalance in multi-module batteries.

The aim of this work is to experimentally verify the effectiveness of active balancing, determine its impact on imbalance levels and energy efficiency indicators of multi-module lithium-ion batteries, and formulate practical recommendations for the use of active balancers in electric transport systems. The study showed that applying an active balancer to a module with degraded cells reduced the maximum imbalance from 220 mV to 45 mV, increased usable capacity from 33 Ah to 43 Ah, improved the estimated SoH from 69% to 81%, and extended the real driving range of the electric vehicle by 56% (from 82 km to 128 km when discharged from 100% to 10% SoC).

The experimental data confirm that local active balancing is an effective and economically feasible approach to restoring usable capacity, improving energy efficiency, and extending the service life of traction batteries without requiring full-scale balancing of all modules. This approach is promising for practical implementation in electric transport systems and stationary energy storage, particularly for operational restoration of batteries with heterogeneous degradation levels.

Keywords: battery, battery management system (BMS), active balancing, imbalance, electric vehicle (EV), driving range, lifetime.

REFERENCES

- [1] H. S. Hemavathi, "Overview of cell balancing methods for Li-ion battery technology," *Energy Storage*, vol. 3, p. e203, 2021, doi: 10.1002/est2.203.
- [2] Z. B. Omariba, L. Zhang, and D. Sun, "Review of Battery Cell Balancing Methodologies for Optimizing Battery Pack Performance in Electric Vehicles," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 129335–129352, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2940090.
- [3] X. Liu, W. Li, X. Guo, B. Su, S. Guo, Y. Jing, and X. Zhang, "Advancements in Energy-Storage Technologies: A Review of Current Developments and Applications," *Sustainability*, vol. 17, no. 18, Art. no. 8316, 2025, doi: 10.3390/su17188316.
- [4] S. Li, C. Zhang, Y. Zhao, Y. Liu, Z. Chen, Y. Chen, et al., "Effect of thermal gradients on inhomogeneous degradation in lithium-ion batteries," *Communications Engineering*, vol. 2, p. 74, 2023, doi: 10.1038/s44172-023-00124-w.
- [5] A. Ashraf, B. Ali, M. S. A. Al Sunjary, and P. Tricoli, "A Comprehensive Review of the Art of Cell Balancing Techniques and Trade-Offs in Battery Management Systems," *Energies*, vol. 18, no. 13, p. 3321, 2025, doi: 10.3390/en18133321.
- [6] E. Fraccaroli, S. Jang, L. Stach, et al., "To Balance or to Not? Battery Aging-Aware Active Cell Balancing for Electric Vehicles," *arXiv preprint arXiv:2401.03124*, Jan. 2024, doi: 10.48550/arXiv.2401.03124.
- [7] O. Bondarenko, and D. Lipko, "Using partial charge-discharge cycle of battery to increase its lifespan," *Technology and Design in Electronic Equipment*, no. 3–4, pp. 9–15, 2023, doi: 10.15222/TKEA2023.3-4.09.
- [8] O. Bondarenko, and D. Lipko, "Modified active balancer for use in multi-module batteries," *Technology and Design in Electronic Equipment*, no. 1–2, pp. 11–23, 2024, doi: 10.15222/TKEA2024.1-2.11.
- [9] N. Khan, C. A. Ooi, A. Alturki, M. Amir, Shreasth, and T. Alharbi, "A critical review of battery cell balancing techniques, optimal design, converter topologies and performance evaluation for optimizing storage system in electric vehicles," *Energy Reports*, vol. 11, pp. 4999–5032, 2024, doi: 10.1016/j.egy.2024.04.041.
- [10] D. Lipko, and O. Bondarenko, "Development of a DC-DC Converter for Active Battery Balancing Systems in a Format of Student Competition," *Microsystems, Electronics and Acoustics*, pp. 316127.1–316127.8, Dec. 2024, doi: 10.20535/2523-4455.me.316127.
- [11] D. Lipko, and O. Bondarenko, "Modified Active Balancer for Multi-Module Battery Pack," in *Proc. 19th Biennial Baltic Electronics Conf. (BEC)*, Tallinn, Estonia, 2024, pp. 1–5, doi: 10.1109/BEC61458.2024.10737985.
- [12] J. Cao, B. Xia, and J. Zhou, "An Active Equalization Method for Lithium-ion Batteries Based on Flyback Transformer and Variable

Step Size Generalized Predictive Control,” *Energies*, vol. 14, no. 1, p. 207, 2021, doi: 10.3390/en14010207.

[13] A. Farzan Moghaddam, and A. Van den Bossche, “An Efficient Equalizing Method for Lithium-Ion Batteries Based on Coupled Inductor Balancing,” *Electronics*, vol. 8, no. 2, p. 136, 2019, doi: 10.3390/electronics8020136.

[14] Z. C. Gao, C. S. Chin, W. D. Toh, J. Chiew, and J. Jia, “State-of-Charge Estimation and Active Cell Pack Balancing Design of Lithium Battery Power System for Smart Electric Vehicle,” *Journal of Advanced Transportation*, Art. no. 6510747, 14 p., 2017, doi: 10.1155/2017/6510747.

[15] S. Narayanaswamy, M. Kauer, S. Steinhorst, M. Lukaszewicz, and S. Chakraborty, “Modular Active Charge Balancing for Scalable Battery Packs,” *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 25, no. 3, pp. 974–987, Mar. 2017, doi: 10.1109/TVLSI.2016.2611526.

[16] L. Li, Z. Li, J. Zhao, and W. Guo, “Lithium-ion battery management system for electric vehicles,” *International Journal of Performability Engineering*, vol. 14, no. 12, pp. 3184–3194, 2018, doi: 10.23940/ijpe.18.12.p28.31843194.

[17] D. Lee, S. Kang, and C. B. Shin, “Modeling the Effect of Cell Variation on the Performance of a Lithium-Ion Battery Module,” *Energies*, vol. 15, no. 21, p. 8054, 2022, doi: 10.3390/en15218054.

[18] P. S. Babu, and K. Ilango, “Comparative Analysis of Passive and Active Cell Balancing of Li Ion Batteries,” in *Proc. 3rd Int. Conf. Intelligent Computing Instrumentation and Control Technologies (ICICICT)*, Kannur, India, 2022, pp. 711–716, doi: 10.1109/ICICICT54557.2022.9917778.

[19] W. Jiang, and F. Zhou, “Active Battery Balancing System for High Capacity Li-Ion Cells,” *Energies*, vol. 18, no. 23, p. 6371, 2025, doi: 10.3390/en18236371.

[20] C. Wei, and X. Li, “Review of Bidirectional DC-DC Converters for Electric Vehicle Energy Management Systems,” in *Proc. 7th Int. Conf. Smart Grid and Smart Cities (ICSGSC)*, Lanzhou, China, 2023, pp. 432–436, doi: 10.1109/ICSGSC59580.2023.10319186.

[21] A. Farzan Moghaddam, and A. Van den Bossche, “A Ćuk Converter Cell Balancing Technique by Using Coupled Inductors for Lithium-Based Batteries,” *Energies*, vol. 12, no. 15, p. 2881, 2019, doi: 10.3390/en12152881.

[22] V. Chandran, C. K. Patil, A. Karthick, D. Ganeshaperumal, R. Rahim, and A. Ghosh, “State of Charge Estimation of Lithium-Ion Battery for Electric Vehicles Using Machine Learning Algorithms,” *World Electric Vehicle Journal*, vol. 12, no. 1, p. 38, 2021, doi: 10.3390/wevj12010038.

[23] H. Wu, H. Zhao, J. Yang, D. Qin, and J. Chen, “Battery Active Grouping and Balancing Based on the Optimal Energy Transfer Direction,” *Sustainability*, vol. 17, no. 11, p. 5219, 2025, doi: 10.3390/su17115219.

[24] X. Dorronsoro, E. Garayalde, U. Iraola, and M. Aizpurua, “Modular battery energy storage system design factors analysis to improve battery-pack reliability,” *Journal of Energy Storage*, vol. 54, p. 105256, 2022, doi: 10.1016/j.est.2022.105256.

[25] A. Tuluhong, Z. Xu, Q. Chang, and T. Song, “Recent Developments in Bidirectional DC-DC Converter Topologies, Control Strategies and Applications in Photovoltaic Power Generation Systems: A Comparative Review and Analysis,” *Electronics*, vol. 14, no. 2, p. 389, 2025. doi: 10.3390/electronics14020389.

[26] D. O. Lipko, *Device for Monitoring Battery Parameters*, M.Sc. thesis, Dept. Micro- and Nanosystems Technology, Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine, 77 p. [Online]. Available: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/38755>.



Copyright: © 2025, 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/>).

Олексій ЛАСТОВЕЦЬКИЙ, Олександр СМЕЦЬ, Сергій ЧУПРИКОВ, Олександр БОНДАРЕНКО

Україна, м. Київ, КПІ ім. Ігоря Сікорського
E-mail: bondarenkoaf@gmail.com

АПАРАТНА ЧАСТИНА СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ ПАРАМЕТРІВ РУХУ МЕХАНІЗМУ ХИТАННЯ

Розроблено багатовузлову систему вимірювання коливальних рухів кристалізатора машини безперервного лиття заготовок на основі мікроконтролерів STM32 з MEMS-акселерометрами та MEMS-гіроскопами. Для обміну даними між вузлами застосовано інтерфейс RS-485, а синхронізоване опитування датчиків здійснюється з частотою 100 Гц. Створений прототип системи забезпечує реєстрацію прискорень і кутових швидкостей у форматі, придатному для інженерної обробки. Отримані рішення можуть бути використані для моніторингу хитання кристалізатора, дослідження коливальних процесів у різних виробничих механізмах, створення бази даних для побудови “цифрового двійника” та як навчально-дослідний стенд.

Ключові слова: механізм хитання, кристалізатор, безперервна розливка, MEMS, акселерометр, гіроскоп, мікроконтролер, моніторинг параметрів руху, інтерфейс RS-485.

На сучасних промислових виробництвах безперервно зростають вимоги до характеристик технологічного обладнання, зокрема його надійності та керованості. Запровадження постійного моніторингу та автоматизованого регулювання виробничих процесів у реальному часі, використання “цифрових двійників” технологічних об’єктів є обов’язковими складовими переходу до концепції «Промисловість 4.0» [1].

Для металургійних виробництв, де відхилення параметрів руху окремих механізмів безпосередньо впливають на якість продукції, ресурс технологічних вузлів та безпеку експлуатації агрегатів, організація постійного моніторингу технологічних процесів є критично важливою.

Одним із ключових процесів сучасного металургійного виробництва є безперервне лиття заготовок, у межах якого реалізується фазовий перехід металу з рідкого стану в твердий [2]–[4]. В забезпеченні правильного затвердіння поверхневого шару злитку та запобіганні утворенню поверхневих та внутрішніх дефектів надзвичайно важливою є роль кристалізатора — частини машини безперервного лиття заготовок (МБЛЗ) [5]–[7]. Конструктивно він складається з чотирьох масивних плит, розташованих вертикально по периметру рами кристалізатора, які формують його стінки. Саме тут відбувається початкова кристалізація поверхні металевого злитку (рис. 1). Сучасні кристалізатори слябових МБЛЗ дозволяють змінювати ширину заготовки безпосередньо в процесі лиття завдяки переміщенню вузьких стінок гідравлічними приводами. Запобігти прилипанню утворюваної скоринки металу до стінок дозволяє спеціальний механізм, який забезпечує безперервне хитання кристалізатора, задаючи періодичні коливання спеціальної

форми вздовж технологічної осі МБЛЗ. Відхилення амплітуди, частоти та форми коливань кристалізатора від регламентованих значень, поява додаткових вібрацій, люфтів або перекосів призводить до зростання кількості бракованих заготовок, підвищеного зносу механізмів, а також ризику тривалих зупинок виробництва через серйозні аварії, пов’язані з проривом оболонки формованого злитку та розливом розплавленого металу. Тому своєчасне виявлення змін параметрів руху кристалізатора є надважливим завданням його технічної діагностики [2]–[7].

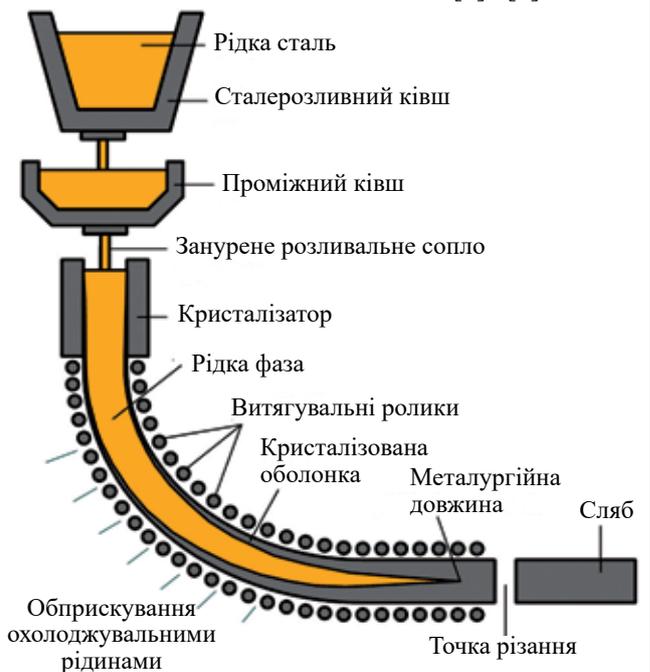


Рис. 1. Структура машини безперервного лиття заготовок

Традиційні засоби контролю руху кристалізатора в металургійних установках ґрунтуються переважно на застосуванні окремих давачів переміщення, тензометричних, індуктивних давачів або віброперетворювачів у вибраних точках механізму хитання. Такі системи мають значні габарити, потребують складної кабельної інфраструктури, здатні забезпечувати вимірювання в обмеженій кількості точок, причому зазвичай це лише епізодичні вимірювання під час сервісної зупинки технологічного циклу. Спеціалізовані вібродіагностичні комплекси для МБЛЗ виробляються закордонними компаніями, є достатньо коштовними, мають закрити схемотехніку та програмне забезпечення, до того ж потребують участі закордонних спеціалістів для їх адаптації під конкретне металургійне обладнання, інтеграції в наявні системи керування та періодичного сервісного обслуговування [8], [9]. Все це стримує широке впровадження повноцінного моніторингу стану металургійного обладнання.

Перспективним підходом до розв’язання задач моніторингу руху кристалізатора є використання мікроелектромеханічних систем (MEMS) [8]–[10] — малогабаритних акселерометрів і гіроскопів, інтегрованих у мікроконтролерні платформи. MEMS-давачі характеризуються малими розмірами, низьким енергоспоживанням, достатнім частотним діапазоном і можливістю безпосередньої інтеграції в цифрові системи, тому очікується, що поєднання їх з мікроконтролерами та промисловими інтерфейсами дозволить створити ефективні багатовузлові вимірювальні мережі з широким функціоналом, придатні для роботи в умовах металургійного виробництва.

Метою цієї роботи є розробка прототипу багатовузлового вимірювального комплексу для постійного моніторингу параметрів коливального руху кристалізатора машини безперервного лиття заготовок на основі сучасних MEMS-давачів, мікроконтролерних вузлів і промислових інтерфейсів. В перспективі він може стати основою для створення цифрового “двійника” кристалізатора — його цифрової моделі, заснованої на значному масиві даних, отриманих у ході вимірювань низки показників стану реального об’єкта. Використання такого “двійника” дозволить ефективно прогнозувати та оптимізувати роботу системи.

Закон коливального руху кристалізатора МБЛЗ

Відомо, що основні умови формування структури металу та поверхні заготовки в процесі роботи МБЛЗ визначаються характером зворотно-поступального руху кристалізатора [2]–[7], який задається системою керування механізмом хитання [9].

Базовим законом, що використовується для математичного опису коливального руху кристалізатора, є синусоїдальний закон. Втім, дослідження впливу закону коливання кристалізатора на якість металевих заготовок, показали, що застосування закону руху з

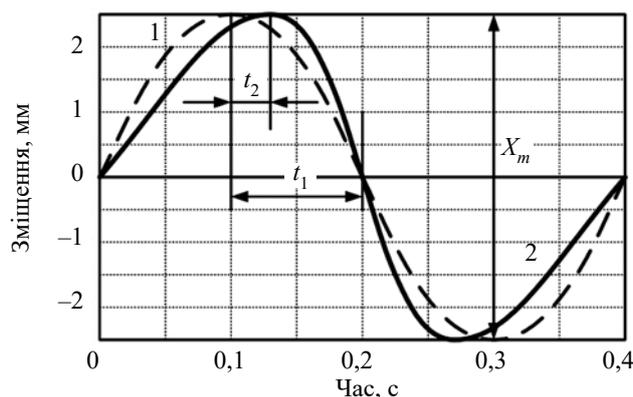


Рис. 2. Синусоїдальний (1) та несинусоїдальний (2) закони руху кристалізатора

певним коефіцієнтом несинусоїдальності (рис. 2) дозволяє покращити якість заготовок, зокрема зменшити глибину поверхневих слідів хитання приблизно на 30% [2]. Такий закон хитання описується виразом:

$$x(t) = \begin{cases} X_m \cdot \sin\left(\frac{\omega t}{2k}\right), & t \in [0; t_1]; \\ X_m \cdot \cos\left(\frac{\omega t - \pi k}{2 - 2k}\right), & t \in [t_1; t_2]; \\ -X_m \cdot \cos\left(\frac{\omega t - 2\pi + \pi k}{2k}\right), & t \in [t_2; T], \end{cases} \quad (1)$$

де X_m — амплітуда коливання;

k — коефіцієнт несинусоїдальності;

T — період коливань;

ω — кутова частота;

t_1, t_2 — межі часових інтервалів, $t_1 = kT/2$; $t_2 = T - t_1$.

Перевага несинусоїдального закону коливань кристалізатора над гармонійним полягає у розширених можливостях керування кінематичними параметрами процесу. На відміну від синусоїдальної траєкторії, за якої швидкісні характеристики руху кристалізатора є жорстко визначеними формою гармонічного сигналу, несинусоїдальний режим дозволяє регулювати швидкість руху незалежно на окремих ділянках циклу. Це забезпечує цілеспрямоване формування періоду негативного ковзання T_n (negative strip time), зокрема його збільшення, без необхідності підвищення амплітуди або зниження частоти коливань. У результаті оптимізуються умови контакту між оболонкою зливка та стінками кристалізатора, зменшення сил тертя, покращення умов змачування шлаковою плівкою та зниження ризику виникнення аварійних ситуацій типу “прилипання” (sticker breakout) [2].

Крім того, несинусоїдальний режим сприяє зменшенню глибини осциляційних міток і, відповідно, підвищенню якості поверхні заготовки. Важливою перевагою є також можливість адаптації параметрів хитання до змін швидкості розливання та технологічних умов без порушення стабільності процесу.

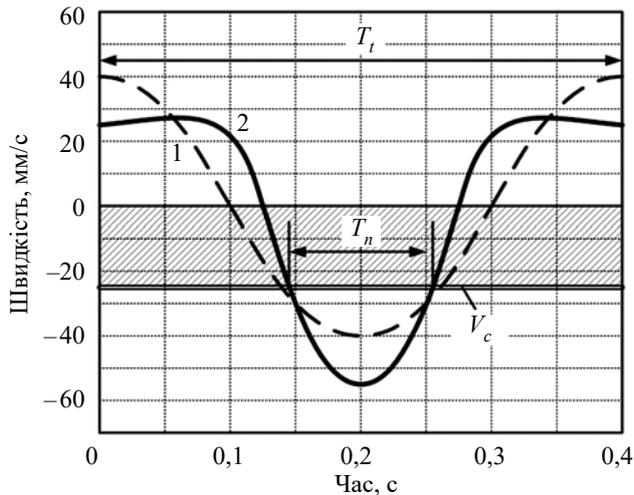


Рис. 3. Зміна швидкості вертикального руху кристалізатора у часі при синусоїдальному 1 та несинусоїдальному 2 (ступінь відхилення $\alpha = 24\%$) законах відносно швидкості витягування $V_c = 1,45$ м/хв

На рис. 3 наведено залежність швидкості вертикального руху кристалізатора від часу протягом одного циклу його коливання. Горизонтальна лінія, позначена як V_c , відповідає швидкості витягування (швидкості безперервного лиття) заготовки, тобто швидкості її переміщення вниз із кристалізатора. Порівняння миттєвої швидкості кристалізатора з цією величиною дозволяє оцінити характер їхнього відносного руху в різні фази циклу. Зокрема, форма закону коливань визначає, в які інтервали часу кристалізатор рухається швидше або повільніше за заготовку, що безпосередньо впливає на умови контакту між оболонкою злитка та стінками кристалізатора.

Теоретичний крок слідів хитання P (*oscillation marks*) визначається співвідношенням між швидкістю лиття V_c та частотою f коливань кристалізатора:

$$P = V_c / f. \quad (2)$$

Заштрихована область на графіку відповідає інтервалу негативного ковзання T_n , протягом якого кристалізатор рухається вниз зі швидкістю, що перевищує швидкість витягування заготовки. У цей період відбувається відносне розвантаження контакту між оболонкою та стінкою кристалізатора, формується мастильний зазор, заповнений шлаковою плівкою, що зменшує сили тертя та запобігає прилипанню. Повний період коливань T_t характеризує тривалість одного циклу руху та визначає частоту роботи механізму хитання.

Вимірювальні системи для контролю режиму хитання кристалізатора

У сучасних МБЛЗ для контролю режиму хитання кристалізатора застосовуються як вбудовані засоби вимірювання в складі систем керування, так і спеціалізовані автономні вимірювальні комплекси. Найпоширенішими є системи, в яких використову-

ються датчики переміщення або акселерометричні перетворювачі. Розглянемо декілька прикладів.

Промислову систему контролю параметрів хитання Mould Oscillation Measuring System KS473/КНМ побудовано на п'єзоелектричному акселерометрі, що забезпечує високу точність визначення переміщення кристалізатора (не менш ніж $\pm 0,1$ мм) інтегруванням сигналів прискорення. Конструктивне виконання датчика дозволяє проводити вимірювання як на холостому ході МБЛЗ, так і безпосередньо під час лиття. Втім за допомогою системи KS473/КНМ можна контролювати рух лише в одній точці, що є істотним недоліком, оскільки це унеможливує оцінювання перекосів, крутильних коливань та просторової неоднорідності руху кристалізатора.

Більш розвиненим рішенням є промислова система SIMETAL OscMon (Siemens), призначена для високоточного моніторингу режиму хитання кристалізатора. В ній використовується чотири тривісні акселерометри, розміщені по кутах столу хитання, що дозволяє одночасно реєструвати рух у кількох точках. SIMETAL OscMon забезпечує високу повторюваність і стабільність вимірювань та інтегрується у загальну систему автоматизації МБЛЗ. Недоліком системи є закритість інформації щодо типу застосованих датчиків, алгоритмів обробки сигналів і формату вихідних даних, що не дозволяє розширювати функціонал системи, адаптувати її під потреби конкретного виробництва на місці, використовувати отримані дані для розробки й удосконалення власних алгоритмів керування.

Аналогічну концепцію реалізовано у портативній системі KT400 FieldMOMS з чотирма тривісними акселерометрами для контролю параметрів хитання кристалізатора. Система орієнтована на сервісні та діагностичні вимірювання та дозволяє швидко отримати інформацію про амплітуду та частоту коливань. Разом з тим, FieldMOMS є автономним закритим рішенням, яке не передбачає прямої інтеграції у контури керування та не забезпечує доступу до первинних вимірюваних даних у зручному для подальшої обробки вигляді.

Окрему групу становлять стаціонарні системи, що інтегруються безпосередньо в гідравлічні або електромеханічні приводи механізму хитання. Такі рішення передбачають контроль руху за допомогою датчиків положення штоків або елементів приводу, а не безпосередньо кристалізатора. Це обмежує інформативність вимірювань, оскільки реальний рух кристалізатора може відрізнятися від розрахункового через люфти, пружні деформації та зношування механізмів. Короткий опис особливостей, переваг та недоліків усіх згаданих систем наведено в табл. 1.

Таким чином, аналіз існуючих систем показує, що частина з них забезпечує вимірювання в обмеженій кількості точок, а решта є закритими промис-

Порівняння існуючих систем контролю руху кристалізатора МБЛЗ та запропонованої системи

Система	Вимірювані параметри; кількість точок контролю	Тип давачів	Основні переваги	Основні недоліки / обмеження
KS473/КНМ	Прискорення, переміщення (після інтегрування); 1 точка	П'єзоелектричний акселерометр	Висока точність у контрольній точці, можливість вимірювань під час лиття	Контроль лише в одній точці, неможливість оцінки перекосів і крутильних коливань, обмежена інформативність
SIMETAL OsciMon (Siemens)	Прискорення, частотні характеристики руху; 4 точки (по кутах кристалізатора)	Тривісні акселерометри	Комплексний контроль руху, промислова надійність, інтеграція з АСУ ТП	Закрита архітектура, відсутність доступу до первинних даних, обмежені можливості адаптації алгоритмів
KT400 FieldMOMS	Прискорення, параметри хитання; 4 точки	Тривісні акселерометри	Портативність, швидке розгортання, зручність сервісних вимірювань	Орієнтація на періодичні вимірювання, відсутність інтеграції в контури керування, закритий формат даних
Стаціонарні системи на базі давачів положення приводу	Переміщення елементів приводу; 1–2 точки	Індуктивні / лінійні давачі	Простота реалізації, надійність у жорстких умовах	Непрямої спосіб вимірювання параметрів руху кристалізатора, низька чутливість до паразитних коливань
Запропонована багатовузлова система	Лінійні прискорення та кутові швидкості кристалізатора; 4 і більше точок (масштабується)	MEMS-акселерометри та MEMS-гіроскопи	Просторово-розподілений контроль, пряме вимірювання крутильних складових, первинна обробка на вузлах, відкрита архітектура, завадостійкий інтерфейс RS-485	Необхідність калібрування MEMS-давачів, необхідність розроблення та супроводу власного програмного забезпечення

ловими рішеннями з обмеженим доступом до вимірюваних даних. Жодна з розглянутих систем не забезпечує одночасну реєстрацію необхідного набору інерційних параметрів руху (лінійні прискорення та кутові швидкості) у кількох просторово рознесених точках та не має відкритої архітектури, придатної для гнучкої інтеграції в системи керування, яка б надавала можливості для розширення функціоналу та розвитку алгоритмів керування. Очевидно, що це зумовлює необхідність розроблення системи безперервного моніторингу руху кристалізатора МБЛЗ з високою точністю вимірювання, широкими функціональними можливостями та відкритою архітектурою.

Вимоги до системи моніторингу руху кристалізатора МБЛЗ

Як вже було зазначено, відхилення фактичного закону руху кристалізатора МБЛЗ від заданого, поява паразитних коливань або зміна амплітуди й частоти коливань безпосередньо впливають на формування тонкої твердої оболонки заготовки й підвищують ризик утворення тріщин та проривів металу. Характерною особливістю процесу хитання є низька частота (близько 1–3 Гц) та малі амплітуди переміщення кристалізатора (кілька міліметрів), що ви-

суває підвищені вимоги до чутливості й роздільної здатності вимірювальних каналів.

Аналіз режимів хитання кристалізатора МБЛЗ, а також можливостей та обмежень існуючих вимірювальних систем дозволяє сформулювати основні вимоги до побудови нової системи моніторингу.

1) Система має забезпечувати безпосередній контроль просторового руху кристалізатора, а не лише приводу. Для цього інформаційними величинами мають бути тривимірні лінійні прискорення в кількох характерних точках і кутові швидкості, що дозволяють виявляти перекоси, асиметрію навантаження та паразитні коливання. Ці дані мають дозволити обчислити переміщення, амплітуду й форму траєкторій, а також показники, прямо пов'язані з технологічними критеріями (час та індекс випередження, глибина слідів хитання).

2) Вимірювальні канали мають бути достатньо чутливими у низькочастотному діапазоні 1–3 Гц при амплітудах переміщення в межах кількох міліметрів. Це означає необхідність забезпечення діапазону вимірювання прискорень на рівні кількох g із роздільною здатністю, що дозволяє надійно реєструвати малі зміни сигналу, а також робочої смуги частот, яка охоплює не лише основну частоту коливань, а й кілька вищих

гармонік та можливі паразитні коливання. Частота дискретизації має забезпечувати коректне відтворення цих процесів із запасом для подальшого аналізу (фільтрація, інтегрування, спектральний аналіз).

3) Система має бути багатовузловою. Розміщення кількох сенсорних вузлів на елементах механізму хитання або по кутах кристалізатора дозволить оцінювати розподіл переміщень за довжиною, виявляти перекоси та нерівномірність роботи окремих опор. На відміну від одноточкових систем типу KS473/КНМ, це дозволить перейти від локальних вимірювань до просторової картини руху, що суттєво підвищує інформативність діагностики.

4) Оскільки кінцевою метою розробки вимірювальної системи є її застосування в реальних виробничих процесах, необхідно забезпечити компактність її сенсорних вузлів, мінімальний вплив їхньої маси на динаміку механізму, стійкість до вібрацій, електромагнітних завад і температурних коливань, а також можливість тривалого функціонування системи без складного обслуговування. Саме через ці вимоги є доцільним використання сучасних MEMS-інерційних давачів у поєднанні з мікроконтролерними вузлами.

5) Для централізованого збору даних від кількох вузлів потрібен заводостійкий цифровий канал зв'язку, здатний забезпечити передачу потоків вимірювальної інформації в реальному часі на задану відстань від кристалізатора (або лабораторного стенда) до центрального вузла. Лінія зв'язку має працювати у середовищі з підвищеним рівнем електричних завад, мати резерв пропускну здатності для можливості збільшення кількості сенсорних вузлів і не накладати жорстких обмежень на топологію розміщення обладнання.

6) З огляду на перспективу масштабування, архітектура системи має бути відкритою, що дозволить змінювати кількість вузлів, типи давачів та алгоритми обробки даних без повної перебудови апаратної частини. У лабораторних умовах це забезпечує гнучкість при проведенні експериментів, а в промислових — можливість поетапного впровадження з урахуванням особливостей конкретних МБЛЗ.

Наведені вимоги визначають рамки для подальшої розробки структури апаратної частини вимірювальної системи та її програмного забезпечення.

Прототип системи моніторингу

На рис. 4 показано структуру розробленої багатовузлової системи моніторингу параметрів коливального руху кристалізатора МБЛЗ. Система має центральний вузол, побудований на мікроконтролерній платі STM32 Nucleo64 (STM32F030) [11], та чотири вимірювальні вузли на базі плат STM32F3 DISCOVERY [12] із вбудованими цифровими MEMS-акселерометром [13] та гіроскопом [14]. Центральний вузол виконує функції синхронізації роботи вимірювальних вузлів, збору та агрегації даних, а також пе-

редавання результатів на персональний комп'ютер. Вимірювальні вузли встановлюються на площині плити кристалізатора і здійснюють безпосередній інерційний контроль руху в локальних точках столу хитання.

Кожен вимірювальний вузол містить мікроконтролер STM32F3, цифровий MEMS-акселерометр LSM303DLHC і MEMS-гіроскоп L3GD20, з'єднані зі своїм мікроконтролером інтерфейсами I²C та SPI відповідно. Акселерометр забезпечує зняття тривимірних сигналів лінійного прискорення, а гіроскоп реєструє значення кутової швидкості в точці встановлення вузла. Мікроконтролер виконує синхронізоване опитування давачів із частотою 100 Гц, формує пакет даних щодо відповідного вимірювального вузла (дані з акселерометра: ax , ay , az ; дані з гіроскопа: gx , gy , gz) і передає його лінією зв'язку до центрального вузла. Така організація процесу системи вимірювання дозволяє виконувати первинну цифрову обробку даних безпосередньо “на борту” кожного вимірювального вузла та зменшити навантаження на центральний вузол.

Частота дискретизації вимірювальної системи була обрана рівною 100 Гц (період вимірювання 10 мс) з урахуванням динамічних характеристик контрольованого механізму та обмежень апаратної платформи.

Механізми хитання технологічного обладнання, як правило, мають низькочастотний характер руху, де основні гармоніки коливань знаходяться в діапазоні приблизно 1–3 Гц. Згідно з теоремою дискретизації (критерій Найквіста), для коректного відтворення сигналу частота дискретизації має бути принаймні вдвічі більшою за максимальну частоту сигналу. Відповідно, обрана частота 100 Гц значно перевищує цю мінімальну вимогу та забезпечує:

- достатню часову роздільну здатність для фіксації швидких змін прискорення та кутової швидкості;
- коректне відтворення динаміки коливальних процесів;
- можливість подальшої цифрової фільтрації та аналізу сигналів.

Крім того, така частота є компромісом між точністю вимірювання та обсягом переданих даних, оскільки при використанні чотирьох вимірювальних вузлів збільшення частоти дискретизації суттєво підвищує навантаження на канал зв'язку RS-485 та обчислювальні ресурси мікроконтролерів.

Обмін даними між центральним та вимірювальними вузлами здійснюється за допомогою промислового диференційного інтерфейсу RS-485 [9]. В кожному вузлі використано окремих трансивер MAX485, що узгоджує несиметричні сигнали UART мікроконтролера з диференційною шиною А/В. Фізичне з'єднання реалізовано за допомогою кабелів типу “вита пара” з роз'ємами RJ-45, причому основна лінія формує послідовне під'єднання вузлів, а відга-

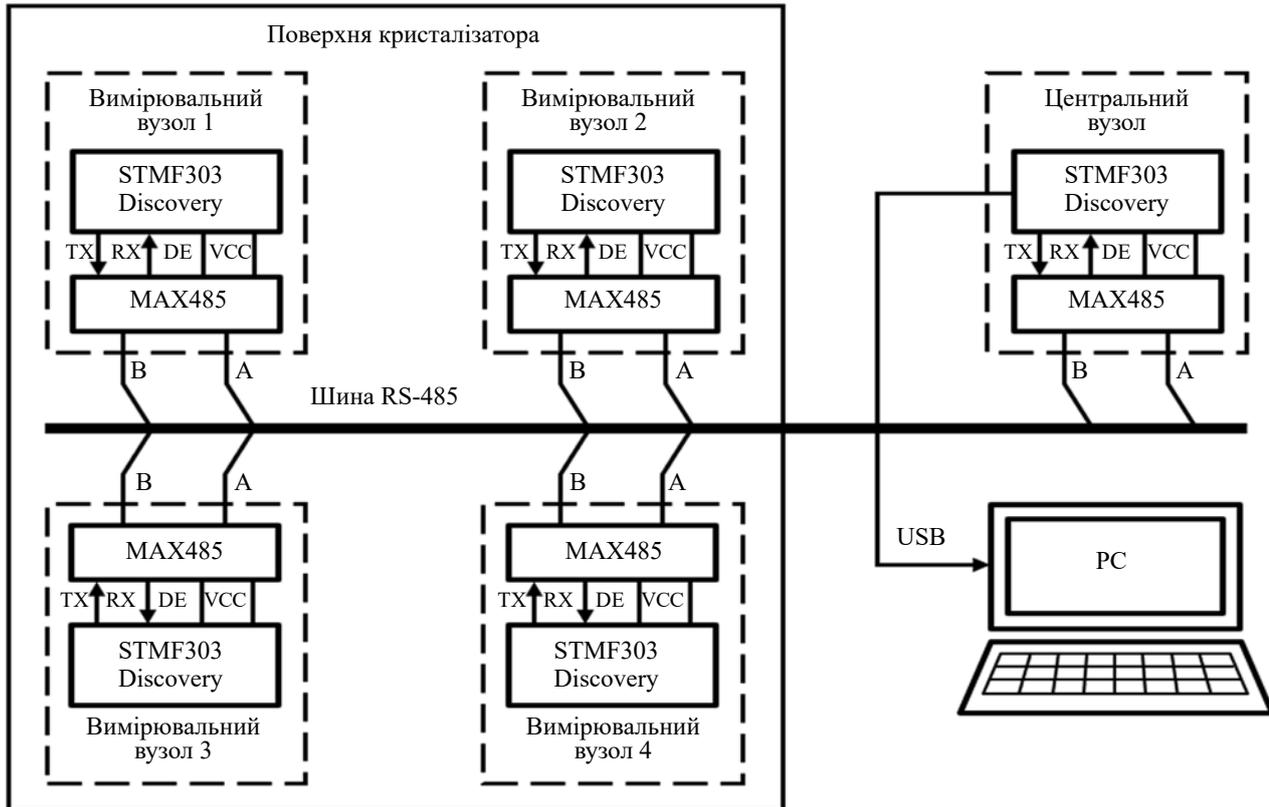


Рис. 4. Структурна схема вимірювальної частини

луження до плат зроблені максимально короткими для зменшення відбиттів та завад. Така конфігурація забезпечує завадостійкий обмін даними та можливість масштабування кількості вузлів без істотних змін структури системи.

Центральний вузол отримує дані від усіх вимірювальних вузлів, виконує контроль цілісності кадрів, узгодження за номером такту та формує агрегований рядок вимірювальної інформації для кожного періоду дискретизації. На персональний комп'ютер дані передаються через віртуальний послідовний порт (USB-UART), де виміряні значення записуються у форматі CSV. Такий формат є зручним для подальшої обробки та візуалізації у середовищах Excel, Python тощо і дозволяє без додаткових перетворень використовувати дані для аналізу режиму хитання та побудови інженерних діагностичних критеріїв.

Протокол обміну даними та пропускна здатність

Підвищення інформативності системи вимірювання пов'язане не лише з вибором елементної бази, а й з організацією обміну даними між вузлами. У розробленому комплексі реалізовано спеціалізований протокол на базі інтерфейсу RS-485, який забезпечує синхронізоване опитування чотирьох вимірювальних вузлів з частотою 100 Гц, ідентифікацію кадрів за номером такту та контроль цілісності переданої інформації. Структуру кадру синхронізації та вимірювального кадру DATA, а також склад полів заго-

ловка, корисних даних та контрольної суми наведено на **рис. 5**. Кожен кадр містить службовий префікс, ідентифікатор вузла, номер такту опитування, масив із шести 16-розрядних компонент (ax, ay, az, gx, gy, gz) та байт простої контрольної суми за схемою XOR.

Обмін побудовано за принципом «ведучий – ведений» із жорсткою часовою прив'язкою до періоду дискретизації 10 мс. Центральний вузол у кожному такті формує кадр SYNC із черговим номером послідовності та розсилає його шиною RS-485. Приймавши SYNC, усі вимірювальні вузли одночасно зчитують дані з MEMS-акселерометра та гіроскопа, формують локальний буфер вимірювання і готуються до передавання. Далі реалізовано варіант із часовими слотами: кожен вузол має власне «вікно» передавання в межах 10-мілісекундного періоду, зсунуте

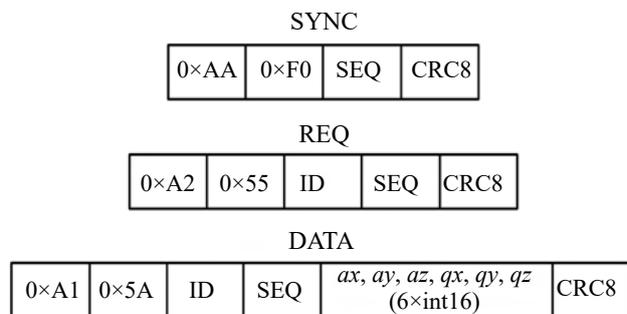


Рис. 5. Структура кадрів протоколу обміну в системі вимірювання

на фіксовану затримку відносно моменту завершення кадру SYNC. Завдяки керуванню лінією DE трансивера MAX485 ведучий та ведені вузли по черзі займають шину, не створюючи колізій.

У табл. 2 наведено значення довжини кадрів SYNC та DATA у байтах, необхідні для розсилання одного кадру SYNC та приймання чотирьох кадрів DATA протягом одного такту опитування. Для обґрунтування вибору швидкості обміну та кількості вузлів було розраховано пропускну здатність каналу зв'язку.

Для загального випадку кількість байтів, що передається за один цикл опитування за числа вузлів N , можна представити як

$$L_{cycle}(N) = L_{SYNC} + N(L_{REQ} + L_{DATA}), \quad (3)$$

де L_{SYNC} , L_{REQ} , L_{DATA} — довжина відповідних кадрів у байтах (див. табл. 2).

У поточній реалізації системи число вузлів $N = 4$. Тоді обсяг даних за один цикл опитування

$$L_{cycle} = 4 + 4 \cdot (5 + 17) = 92 \text{ байт}. \quad (4)$$

Частота опитування вузлів вибрана $f_s = 100 \text{ Гц}$ (період $T = 10 \text{ мс}$), що узгоджується з частотою дискре-

тизації акселерометра та гіроскопа [13], [14]. Тоді середня швидкість передавання даних

$$R_B = L_{cycle} f_s = 9200 \text{ байт/с}. \quad (5)$$

Передавання по UART реалізується у форматі «8N1» (1 старт-біт, 8 інформаційних бітів, 1 стоп-біт), тобто на кожен байт припадає 10 бітів лінійної швидкості. Відповідно, необхідна бітова швидкість на шині RS-485 дорівнює

$$R_{bit} = R_B \cdot 10 = 92000 \text{ біт/с}. \quad (6)$$

Отже, на фізичному рівні мінімально достатня швидкість обміну має бути не меншою за R_{bit} . Для врахування технологічних пауз між кадрами, програмних затримок та можливих повторних передавань доцільно закласти запас щонайменше 20%. Тоді розрахункова мінімальна швидкість становитиме

$$R_{min} = 1,2 R_{bit} \approx 110400 \text{ біт/с}. \quad (7)$$

Найближчою стандартною швидкістю UART є 115200 біт/с, яка формально забезпечує необхідну пропускну здатність, але залишає невеликий запас по часу. З урахуванням можливих переривань, додаткової обробки та перспективи розширення

Таблиця 2

Структура кадрів протоколу обміну в системі вимірювання

Тип кадру	Поле	Позначення	Розмір, байт	Призначення
SYNC	Префікс 1	0xAA	1	Перший байт префікса, ідентифікує кадр як службовий
	Префікс 2	0xF0	1	Другий байт префікса, розрізнення типу кадру (SYNC)
	Номер вимірювання	SEQ	1	Лічильник циклу вимірювання, спільний для всіх вузлів
	Контрольна сума	CRC8	1	Контроль цілісності кадру (XOR усіх попередніх байтів)
	Разом для SYNC		4	
REQ	Префікс 1	0xA2	1	Перший байт префікса, службовий кадр запиту
	Префікс 2	0x55	1	Другий байт префікса, розрізнення типу кадру (REQ)
	Ідентифікатор вузла	ID	1	Адреса вимірювального вузла, до якого звертається "майстер"
	Номер вимірювання	SEQ	1	Значення лічильника циклу, одержане в кадрі SYNC
	Контрольна сума	CRC8	1	Контроль цілісності кадру
	Разом для REQ		5	
DATA	Префікс 1	0xA1	1	Перший байт префікса, службовий кадр даних
	Префікс 2	0x5A	1	Другий байт префікса, розрізнення типу кадру (DATA)
	Ідентифікатор вузла	ID	1	Адреса вузла, від якого надійшли дані
	Номер вимірювання	SEQ	1	Номер вимірювального циклу, з яким пов'язано ці дані
	Дані акселерометра та гіроскопа	ax, ay, az, gx, gy, gz	12	Шість компонентів вимірювань, кожен як int16 (2 байти)
	Контрольна сума	CRC8	1	Контроль цілісності кадру
	Разом для DATA		17	

системи обрано швидкість обміну шиною RS-485 $R_{line} = 230400$ біт/с. Тривалість одного циклу передавання на шині при такій швидкості можна оцінити як

$$T_{cycle(line)} = \frac{L_{cycle} \cdot 10}{R_{line}} = \frac{92 \cdot 10}{230400} \approx 4 \text{ мс.} \quad (8)$$

Оскільки період опитування становить 10 мс, реальна “зайнятість” лінії не перевищує 40%:

$$\frac{T_{cycle(line)}}{T} = \frac{4}{10} = 0,4. \quad (9)$$

Це забезпечує значний часовий резерв для виконання обчислень на вузлах, можливих повторних передавань кадрів у разі помилок та потенційного збільшення кількості вузлів або розміру корисних даних у майбутніх модифікаціях системи.

Згідно з результатами розрахунків, сумарний час зайнятості шини становить менше половини періоду дискретизації 10 мс, що забезпечує достатній часовий запас для обробки переривань, внутрішнього зчитування даних із сенсорів та можливого подальшого ускладнення протоколу (наприклад, переходу до схеми опитування типу SYNC → REQ/RESP).

У програмній реалізації центрального вузла передбачено побайтовий парсер кадрів, який за сигнатурою заголовка виділяє окремі вимірювальні повідомлення, перевіряє коректність контрольної суми та збіг номера такту. Дані від вузлів з ідентифікаторами 1...4 записуються в агрегуювальну структуру, після чого формуються рядки у форматі CSV для передавання на персональний комп'ютер. У разі відсутності кадру від окремого вузла до встановленого дедлайну в поточному такті відповідні поля заповнюються нульовими значеннями, що дозволяє зберегти цілісність часових послідовностей і спростити подальшу обробку. Такий підхід, з одного боку, забезпечує гарантовану верхню межу затримки формування рядка, а з іншого — дозволяє однозначно фіксувати пропуски вимірювань для подальшого аналізу.

Результати роботи системи та їх аналіз

Зовнішній вигляд прототипу розробленої вимірювальної системи показано на **рис. 6**.

У проведених експериментальних дослідженнях підтверджено працездатність запропонованої багатовузлової системи в режимі синхронного опитування чотирьох вимірювальних вузлів із частотою дискретизації 100 Гц. Система забезпечує стабільну передачу вимірювальних даних інтерфейсом RS-485 на центральний вузол і далі на персональний комп'ютер у форматі CSV, що дозволяє аналізувати часові залежності прискорень і кутових швидкостей у чотирьох точках. На **рис. 7** наведено фрагмент журналу вимірювань у вигляді таблиці CSV, де для кожного такту опитування зафіксовано номер вимірювання та компоненти прискорення і кутової швидкості для всіх активних вузлів. Видно, що дані надходять у синх-



Рис. 6. Зовнішній вигляд розробленої вимірювальної системи

ронному форматі, придатному для подальшої обробки та побудови графіків.

Важливим результатом дослідження є підтвердження можливості масштабування системи: структура протоколу й запас по пропускну здатності RS-485 дозволяють без суттєвих змін апаратної частини та алгоритмів збільшувати кількість вузлів або частоту опитування в межах, обумовлених вимогами конкретного застосування. Застосування цифрових MEMS-акселерометрів і гіроскопів у поєднанні з мікроконтролерними вузлами забезпечує чутливість і частотний діапазон, необхідні для задач контролю режиму хитання кристалізатора, а також створює резерв для впровадження більш складних алгоритмів обробки безпосередньо “на борту” вузлів (фільтрація, обчислення індикаторів якості режиму, попередня класифікація аномалій).

Отримані результати свідчать про перспективність розробленої системи як основи для побудови промислового комплексу моніторингу коливального руху кристалізатора МБЛЗ. Завдяки модульній структурі та використанню поширених компонентів (STM32, RS-485, стандартні кабельні рішення) система може бути адаптована до різних конструкцій механізмів хитання та інтегрована в існуючу інфраструктуру контролю та керування. Потенційними напрямками застосування є як постійний моніторинг режиму роботи кристалізатора, так і періодичні діагностичні вимірювання при налагодженні або після ремонтів.

Разом з тим, прототип системи має низку обмежень, що окреслюють напрями подальшого його розвитку. Оскільки на даному етапі розробки дослідження проводилися виключно на експериментальному стенді, прототип не має багаторівневого захисту та гальванічної розв'язки, необхідних для експлуатації в промислових умовах. Обробка даних виконується переважно на боці персонального комп'ютера, а програмні засоби аналізу реалізовані у вигляді окремих скриптів і стандартних пакетів. Подальше вдоскона-

9	n,ax1,ay1,az1,gx1,gy1,gz1,ax2,ay2,az2,gx2,gy2,gz2,ax3,ay3,az3,gx3,gy3,gz3,ax4,ay4,az4,gx4,gy4,gz4
10	0,96,288,16336,127,17,-14,80,240,15776,-26,85,-85,-208,-64,15152,-314,60,-16,-448,336,16848,-209,-72,19
11	1,64,272,16400,127,17,-14,64,272,15824,-29,63,-74,-192,0,15232,-315,60,-29,-416,288,16800,-217,-76,22
12	2,32,272,16448,114,9,2,16,304,15776,-19,49,-110,-176,64,15312,-328,76,-42,-448,240,16800,-184,-70,18
13	3,48,272,16352,107,26,-20,0,272,15808,-32,70,-93,-160,32,15248,-309,77,-38,-448,272,16768,-187,-62,30
14	4,64,272,16352,113,12,12,-32,256,15744,-61,70,-75,-144,0,15248,-310,89,-22,-448,336,16800,-200,-75,34
15	5,112,288,16448,115,1,22,-16,304,15808,-61,70,-77,-224,32,15344,-304,59,-9,-480,336,16688,-200,-75,34
16	6,128,240,16336,117,8,10,-16,304,15712,-47,85,-77,-224,16,15280,-304,59,-9,-464,272,16704,-221,-82,16
17	7,96,256,16368,139,17,-1,48,224,15744,-52,60,-100,-320,16,15296,-312,53,-1,-432,288,16736,-191,-48,0
18	8,48,208,16288,148,-3,9,80,272,15792,-48,72,-79,-304,-16,15200,-323,79,-56,-416,320,16768,-201,-55,-2
19	9,64,176,16368,120,14,-19,48,288,15824,-83,80,-81,-240,0,15184,-299,56,-57,-416,240,16800,-205,-55,19
20	10,96,240,16384,117,3,12,16,288,15824,-39,103,-100,-208,-32,15168,-285,66,-24,-384,256,16768,-198,-52,20
21	11,48,240,16352,111,36,-18,32,304,15760,-22,98,-89,-208,0,15136,-314,93,-46,-416,288,16832,-200,-63,31
22	12,80,224,16384,111,36,-18,48,304,15744,-36,90,-100,-176,32,15104,-304,93,-27,-432,272,16768,-185,-59,14

Рис. 7. Файл формату CSV з сирими даними вимірювань

лення може бути спрямоване на інтеграцію адаптивного протоколу опитування з підтвердженням доставлення кадрів, впровадження апаратних засобів захисту шини, реалізацію вбудованих алгоритмів фільтрації та діагностики на мікроконтролерних вузлах, а також розробку спеціалізованого програмного забезпечення для візуалізації та довготривалого архівування даних у режимі реального часу.

Висновки

Розроблена багатовузлова система вимірювання параметрів коливального руху кристалізатора МБЛЗ на основі мікроконтролерів STM32 і цифрових MEMS-акселерометрів та гіроскопів, яка працює з частотою дискретизації 100 Гц та здійснює обмін даними інтерфейсом RS-485, продемонструвала свою працездатність в лабораторних умовах. Система забезпечує одночасний моніторинг параметрів руху в чотирьох точках площини кристалізатора, а наявність мікроконтролерів у вимірювальних вузлах дозволяє реалізовувати первинну обробку, фільтрацію та обчислення діагностичних показників, що підвищує інформативність даних і створює підґрунтя для подальшої діагностики стану кристалізатора та впровадження алгоритмів прогнозування ресурсу елементів механізму хитання. Отримані результати демонструють практичну придатність запропонованого підходу для моніторингу режиму хитання кристалізатора та потенціал для подальшої промислової реалізації розробленої системи, зокрема, як частини цифрового двійника кристалізатора МБЛЗ

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Neef C., Hirzel S., Arens M. *Industry 4.0 in the European Iron and Steel Industry: Towards an Overview of Implementations and Perspectives. Working document.* Karlsruhe, Fraunhofer ISI, 2018. 26 p.
2. Szekeres E. S. Overview of mold oscillation in continuous casting», *Iron and Steel Engineer*, July 1996, pp. 29-37.
3. Lewis D. M., Savage, J. The Principles of Continuous Casting of Metals, *Metallurgical Reviews*, 1956, vol. 1, part 1, pp. 65–116. <https://doi.org/10.1179/mlr.1956.1.1.65>.

4. Irving W.R. *Continuous Casting of Steel* (1st ed.). CRC Press, 1994. <https://doi.org/10.1201/9781003575849>.
5. Elfsberg J. *Oscillation Mark Formation in Continuous Casting Processes: Licentiate thesis.* Royal Institute of Technology, Stockholm, 2003, 53 c.
6. Li Q., Wen G., Chen F. et al. Irregular initial solidification by mold thermal monitoring in the continuous casting of steels: A review, *International Journal of Minerals Metallurgy and Materials*, 2024, vol. 31, no. 5, pp. 1003–1015. <https://doi.org/10.1007/s12613-023-2798-z>
7. Nian Y., Zhang L., Zhang C. et al. Application status and development trend of continuous casting reduction technology: A review, *Processes*, 2022, vol. 10, no. 12, p. 2669. <https://doi.org/10.3390/pr10122669>.
8. Диденко В.А., Бондаренко А.Ф., Полено А.Н. Обзор средств контроля траектории движения кристаллизатора МНЛЗ. *Труди МНПК "Современные информационные и электронные технологии"*, т. 1. Україна, Одеса, 2014, с. 58–59. <https://www.old.tkea.com.ua/siet/archive/2014-t1/058.pdf>
9. Діденко В.О. *Керування напівпровідниковими перетворювачами в системі електрогідравлічного приводу за сигналами прискорень : дис. канд. техн. наук*, Київ, 2017, 204 с.
10. Gill W. A., Howard I., Mazhar I., McKee K. A Review of MEMS Vibrating Gyroscopes and Their Reliability Issues in Harsh Environments. *Sensors*, 2022, vol. 22, iss. 19, 7405. <https://doi.org/10.3390/s22197405>
11. *STM32 Nucleo-64 boards (MB1136). User manual*, STMicroelectronics, September 2025, 91 p. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/user_manual/um1724-stm32-nucleo64-boards-mb1136-stmicroelectronics.pdf [Accessed: Nov. 25, 2025].
12. *Discovery kit with STM32F303VC MCU. User manual*, STMicroelectronics, September 2023, 41 p. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/user_manual/um1570-discovery-kit-with-stm32f303vc-mcu-stmicroelectronics.pdf [Accessed: Nov. 25, 2025].
13. *LSM303DLHC. iNEMO inertial module: 3D accelerometer and 3D magnetometer : datasheet*, STMicroelectronics, Geneva, November 2013, 52 p. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/lsm303dlhc.pdf> [Accessed: Nov. 25, 2025].
14. *L3GD20. MEMS motion sensor: three-axis digital output gyroscope : datasheet*, STMicroelectronics, February 2011, 36 p. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l3gd20.pdf> [Accessed: Nov. 25, 2025].

Дата надходження рукопису
до редакції 4.12 2025 р.

HARDWARE COMPONENT OF THE SYSTEM FOR MONITORING THE MOTION PARAMETERS OF THE MOLD OSCILLATION MECHANISM

The paper presents the development and experimental investigation of a multi-node measurement system for monitoring the oscillatory motion parameters of the mold in continuous casting machines. Ensuring stable oscillation program is crucial for slab solid shell formation, reduction of surface defects and prevention of surface breakout accidents. However, the known monitoring solutions based on discrete displacement or vibration sensors are often bulky, expensive, limited in the number of measurement points and difficult to integrate into existing equipment. The aim of the work is to increase the effectiveness of monitoring the mold oscillation mode by using compact MEMS inertial sensors integrated into a distributed microcontroller system with a robust industrial communication interface.

The proposed system includes four sensor nodes based on STM32F3 microcontrollers with built-in digital MEMS accelerometer and gyroscope and a central master module on STM32F0, interconnected via an RS-485 bus. Each sensor node performs synchronous acquisition of three-axis linear acceleration and angular rate at a sampling frequency of 100 Hz and transmits the measured data frames to the master, which aggregates them and forwards to a PC in CSV format for further analysis. The paper describes the hardware architecture of the nodes, the structure of the RS-485 communication protocol with synchronization frames and checksums, and the basic algorithms of firmware implementation.

Experimental tests on a laboratory stand confirmed stable operation of the developed system at 100 Hz with simultaneous data acquisition from four measurement points, sufficient bandwidth of the communication channel and correct reconstruction of inertial signals for typical oscillation modes.

The developed technical solutions can be used as the basis of an industrial complex for monitoring the oscillation of the mold of a continuous casting machine, in particular of a digital twin of the mold; for studying the oscillatory movements of mechanisms on other productions; as well as a training and research stand for delivering courses in measures and control systems.

Keywords: oscillation mechanism, mold, continuous casting, MEMS, accelerometer, gyroscope, microcontroller, movement parameters monitoring, RS-485 interface.

REFERENCES

- [1] C. Neef, S. Hirzel, and M. Arens, "Industry 4.0 in the European Iron and Steel Industry: Towards an Overview of Implementations and Perspectives," *Working document*, Karlsruhe, Fraunhofer ISI, 2018, 26 p.
- [2] E. S. Szekeres, "Overview of mold oscillation in continuous casting," *Iron and Steel Engineer*, Jul. 1996, pp. 29–37.
- [3] D. M. Lewis and J. Savage, "The Principles of Continuous Casting of Metals," *Metallurgical Reviews*, vol. 1, part 1, 1956, pp. 65–116. doi: 10.1179/mtr.1956.1.1.65.
- [4] W. R. Irving, *Continuous Casting of Steel*, 1st ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 1994. doi: 10.1201/9781003575849.
- [5] J. Elfsberg, "Oscillation Mark Formation in Continuous Casting Processes," *Licentiate thesis*, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2003, 53 p.
- [6] Q. Li, G. Wen, F. Chen, J. Zhang, Z. Liu, and H. Yin, "Irregular initial solidification by mold thermal monitoring in the continuous casting of steels: A review," *Int. J. Minerals Metallurgy and Materials*, vol. 31, no. 5, 2024, pp. 1003–1015. doi: 10.1007/s12613-023-2798-z.
- [7] Y. Nian, L. Zhang, C. Zhang, et al., "Application status and development trend of continuous casting reduction technology: A review," *Processes*, vol. 10, no. 12, 2022, p. 2669. doi: 10.3390/pr10122669.
- [8] V. O. Didenko, O. F. Bondarenko, and O. M. Polyeno, "The overview of tools for control of mold motion trajectory of continuous casting machine," in *Proc. Int. Sci.-Practical Conf. Modern*

Information and Electronic Technologies, vol. 1, Odesa, Ukraine, 2014, pp. 58–59. [Online]. Available: <https://www.old.tkea.com.ua/siet/archive/2014-t1/058.pdf>

[9] V. O. Didenko, "Control of semiconductor converters in the electrohydraulic drive system by acceleration signals," *Ph.D. dissertation*, Kyiv, Ukraine, 2017, 204 p.

[10] W. A. Gill, I. Howard, I. Mazhar, and K. McKee, "A Review of MEMS Vibrating Gyroscopes and Their Reliability Issues in Harsh Environments," *Sensors*, vol. 22, iss. 19, 2022, p. 7405. doi: 10.3390/s22197405.

[11] STMicroelectronics, "STM32 Nucleo-64 boards (MB1136)," *User manual*, Sep. 2025, 91 p. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/user_manual/um1724-stm32-nucleo64-boards-mb1136-stmicroelectronics.pdf [Accessed: Nov. 25, 2025].

[12] STMicroelectronics, "Discovery kit with STM32F303VC MCU," *User manual*, Sep. 2023, 41 p. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/user_manual/um1570-discovery-kit-with-stm32f303vc-mcu-stmicroelectronics.pdf [Accessed: Nov. 25, 2025].

[13] STMicroelectronics, "LSM303DLHC: iNEMO inertial module: 3D accelerometer and 3D magnetometer," *Datasheet*, Geneva, Nov. 2013, 52 p. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/lsm303dlhc.pdf> [Accessed: Nov. 25, 2025].

[14] STMicroelectronics, "L3GD20: MEMS motion sensor, three-axis digital output gyroscope," *Datasheet*, Feb. 2014. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l3gd20.pdf> [Accessed: Nov. 25, 2025].



Copyright: © 2025, 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/>).

Едуард ГЛУШЕЧЕНКО

Україна, м. Київ, НВП «Сатурн»

E-mail: gen-nto@ukr.net

ВІД КРІОЕЛЕКТРОНІКИ ДО КОСМІЧНОГО ЗВ'ЯЗКУ (ДО 90-РІЧЧЯ Л. Г. ГАСАНОВА)

28 квітня 2026 року виповнюється 90 років від дня народження Лева Гассановича Гассанова – лауреата Державної премії України в галузі науки і техніки, члена-кореспондента Національної академії наук України, доктора технічних наук, професора. Життєвий шлях цього видатного вченого, організатора та наставника молодих науковців, його досягнення й здобутки можуть слугувати джерелом натхнення для наступних поколінь дослідників.

Ключові слова: Л. С. Гассанов, НДІ «Сатурн», криогенна електроніка, арсенід-галієва технологія, НВЧ-електроніка, діелектрична електроніка, супутникове телебачення.

Лев Гассанович Гассанов народився в Ашхабаді, але після сумно звісного трагічного землетрусу сім'я була вимушена переїхати до Києва. Тут він закінчив середню школу та вступив до Київського політехнічного інституту (нині — КПІ ім. Ігоря Сікорського). У 1959 році Л. Г. Гассанов успішно завершив навчання в інституті, отримавши диплом радіоінженера.

Саме тоді в Україні бурхливо розвивався важливий науковий напрям — радіоелектроніка надвисоких частот. Одним із засновників, корифеїв та ентузіастів цього напрямку був завідувач кафедри радіопередавальних пристроїв Київського політехнічного інституту, член-кореспондент Національної академії наук України Семен Ісаакович Тетельбаум. Його наукові ідеї відповідали найвищим світовим досягненням і визначали перспективи розвитку галузі.

Саме з ініціативи Семена Ісааковича Тетельбаума у системі Академії наук України на базі лабораторії токів високої частоти Інституту електротехніки було створено Інститут радіотехнічних проблем (НДІ РТП, згодом — НДІ «Оріон»). У цьому новоствореному інституті розпочалася інженерна та наукова кар'єра активного й цілеспрямованого Лева Гассанова.

У НДІ радіотехнічних проблем Лев Гассанович став відомим фахівцем у галузі НВЧ-електроніки та одним із піонерів освоєння міліметрового діапазону. Тут він успішно захистив дисертацію на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук. Проте прагнення розвивати нові напрями надвисоко частотної електроніки спонукало його перейти з наукової роботи на посаду заступника директора до новоствореного київського Науково-дослідного інституту криогенної електроніки (НДІ КЕ, пізніше — НДІ «Сатурн»). Згодом саме цей інститут він очолив, визначивши його наукову стратегію та заклавши основи для подальших проривних досліджень у галузі.

Основним завданням НДІ криогенної електроніки було створення надчутливих малошумних приймальних пристроїв — параметричних та транзисторних підсилювачів НВЧ-діапазону, охолоджуваних до азотних або гелієвих температур. Такі системи призначалися для потреб радіоастрономії та супутникового зв'язку завдяки наявності криогенної інфраструктури. Однак у 1970-ті роки вже з'явилися зразки НВЧ-транзисторів із бар'єром Шотткі, які поступово витіснили параметричні підсилювачі. Тому за ініціативи Л. Г. Гассанова криогенний комплекс було переорієнтовано на перспективні дослідження низькотемпературної надпровідності. Керував цим напрямом кандидат фізико-математичних наук О. Г. Денісов.

Одночасно та за постійної активної підтримки Лева Гассановича в інституті інтенсивно розгорталися роботи зі створення технологічного комплексу прогресивної у світі арсенід-галієвої технології напівпровідникових НВЧ-приладів з лабораторією електронно променевої літографії. Удосконалення конструкцій НВЧ-транзисторів та діодів успішно здійснював колектив науковців під керівництвом кандидата технічних наук В. І. Босого. Важливу роль у цьому процесі відіграла взаємодія з науковцями КПІ, які за зверненням Л. Г. Гассанова розробили програмне забезпечення для електронного моделювання нових приладів. Результатом такої співпраці стало створення низки НВЧ-приладів — транзисторів та діодів — світового рівня.

До 1980 року у більшості приймально-передавальних систем НВЧ для розділення та об'єднання частотно селективних систем (фільтрів) застосовувалися громіздкі хвилеводні пристрої. Проте вже з початку 1980-х років такі рішення почали замінювати компактними пристроями того ж самого функціонального класу, створеними на основі діелектричних



резонаторів. Це було визнано справжнім революційним досягненням і отримало назву «діелектрична електроніка». В Україні одним із перших, найбільш активних та ефективних ініціаторів і пропагандистів цього нового наукового напрямку — «діелектроніки» — став співробітник НДІ «Сатурн», кандидат технічних наук Т. М. Наритнік.

Успіхи науковців НДІ «Сатурн» у створенні власної сучасної бази компонентів НВЧ-мікроелектроніки — транзисторів і діодів, діелектричних резонаторів, коаксіальних мікроз'єднувачів, різноманітних хвильоводних пристроїв міліметрового діапазону та інших — сприяли реалізації нових розробок. При цьому організаційно-правову взаємодію з різними відомствами (Державне космічне агентство, Національна академія наук та інші) забезпечував Л. Г. Гассанов.

Одним із важливих напрямів діяльності НДІ «Сатурн» стала модернізація криоелектронних радіоастрономічних систем до рівня світових вимог для дослідження Всесвіту. Такі завдання виконувалися науковим підрозділом, який забезпечував роботу кримських радіотелескопів різних відомств: РТ 70, підпорядкованого Державному космічному агентству України, та РТ 22, що входив до складу кримської обсерваторії НАН України. Колектив науковців під керівництвом відомого фахівця В. І. Лебеда успішно здійснював постійні модернізації цих систем відповідно до світових стандартів і вимог радіоастрономів. На жаль, після 2014 року через окупацію Криму Росією ці радіосистеми були втрачені Україною.

1970–1980-ті роки запам'яталися бурхливим розвитком та широким застосуванням мобільних і компактних комплексів супутникового телебачення. У НДІ «Сатурн» для цього наукового й соціально важливого напрямку було спеціально сформовано підрозділ фахівців під керівництвом В. І. Черепухіна. Розробка, виконана цим колективом у стислі термі-

ни, відповідала світовим вимогам і була підготовлена до серійного виробництва. Упродовж кількох років сотні виробів «Сатурну» були встановлені не лише в Україні, а й у важкодоступних місцях Молдови, Казахстану, Туркменії та інших країн, що забезпечило їхніх мешканців сучасним телебаченням.

Але найбільш науковоємним та насиченим новітніми технологіями стало створення цифрового комплексу супутникового зв'язку (ЦКСЗ). Ця система є легко транспортованою та може бути швидко розгорнута у працездатний стан. Створений комплекс характеризується низкою унікальних технічних рішень, таких як надмалошумний приймальний пристрій, площинна антена на мікросмушкових лініях, багаторівневе, зокрема й фазове, кодування НВЧ-сигналу, а також формування інформаційного сигналу пристроями на поверхневих акустичних хвилях. Усі ці фактори забезпечують ЦКСЗ високий рівень конфіденційності зв'язку, адже потужність випромінюваного сигналу на 6,0 дБ нижча за рівень просторових шумів. Високий рівень технічної реалізації підтверджується тим, що введений в експлуатацію у 1985 році комплекс і досі зберігає працездатність. Наукову ж значущість розробки засвідчує той факт, що на основі матеріалів, отриманих у процесі створення ЦКСЗ, було захищено щонайменше п'ять дисертацій.

Загалом про масштаби здійснених під керівництвом Л. Г. Гассанова робіт свідчить науковий рівень, якого досягнув у цей період Інститут: було захищено п'ять докторських дисертацій (крім самого Лева Гассановича, це В. І. Попов, Б. В. Ткачук, А. І. Семенко, К. С. Сундучков) та понад пів сотні кандидатських. Діяльність Лева Гассановича Гассанова заклала міцний фундамент для подальших досягнень НДІ «Сатурн».

Дата надходження рукопису до редакції 7.12 2025 р.

DOI: 10.15222/TKEA2025.3-4.66
UDC 621.7.05

Eduard GLUSHECHENKO

Ukraine, Kyiv, JSS «Saturn»

E-mail: gen-nto@ukr.net

FROM CRYOELECTRONICS TO SPACE COMMUNICATION
(ON THE OCCASION OF THE 90th ANNIVERSARY OF L. G. GASSANOV)

On April 28, 2026, Lev Gassanovich Gassanov — laureate of the State Prize of Ukraine in Science and Technology, corresponding member of the National Academy of Sciences of Ukraine, Doctor of Technical Sciences, and Professor — will celebrate his 90th birthday. The life path of this outstanding scientist, organizer, and mentor of young researchers, as well as his achievements and contributions, can serve as a source of inspiration for future generations of scholars.

Keywords: L. H. Gassanov, Research Institute “Saturn”, cryogenic electronics, gallium arsenide technology, microwave electronics, dielectric electronics, satellite television.



Copyright: © 2025, The author(s). Licensee: Politekhpriodika, 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: tkea.journal@gmail.com
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 30.12 2025 р. Формат 60×84 1/8. Друк. арк. 9,0. Тираж 50 прим. Зам. № 171/172
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 «Сілекс-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

