

ТЕХНОЛОГІЯ ТА КОНСТРУЮВАННЯ В ЕЛЕКТРОННІЙ АПАРАТУРІ

До статті

«Температурні режими радіатора
для системи охолодження
потужного світлодіодного
освітлювального пристрою»



Загальний вигляд експериментального стенда

Орієнтація радіатора при різних кутах
нахилу до горизонту



Робоча ділянка з центральним
розташуванням нагрівача на основі радіатора

1—2 2025

СІЧЕНЬ — ЧЕРВЕНЬ

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

ISSN 3083-6530 (Print)

ISSN 3083-6549 (online)

Виходить один раз на 3 місяці

ГОЛОВНИЙ РЕДАКТОР

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

РЕДАКЦІЙНА РАДА

Олександр БЕЛЯЄВ, 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 (ПП «Політехперіодика», м. Одеса, Україна)

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

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

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

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

István VAJDA, Dr.Sc. (Budapest University of Technology and Economics, Hungary)

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

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

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

Анатолій ДРУЖИНІН, 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 НЕВІАЮДОВ, д.т.н. (ХНУРЕ, м. Харків, Україна)

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

Юрій НІКОЛАЄНКО, 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 «Трансмаг», 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. (ІНЦ 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, 65015, Одеса, пр-т Шевченка, б. 21в, к. 52;
tkea.journal@gmail.com, www.tkea.com.ua,
+38 099 444 63 52.

Редакція

О. А. Тихонова, А. А. Єфіменко, О. О. Алексєєва,
М. Г. Глава, Н. М. Колганова, Є. І. Корецька

ТЕХНОЛОГІЯ
ТА
КОНСТРУЮВАННЯ
В
ЕЛЕКТРОННІЙ
АПАРАТУРІ

НАУКОВО-ВИРОБНИЧИЙ ЖУРНАЛ

2025 № 1–2

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 № 12 від 24.06 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

Системи передавання та обробки сигналів

- Одноканальний за доплерівською частотою виявник когерентного дружно флюктуючого пакету імпульсів в умовах гаусових завад. *Ігор Цевух, Анастасія Сакович*..... 3
- Квантовий підхід до оцінки напрямку приходу сигналу. *Іван Горбатий, Олександр Усатий* 11

Енергетична електроніка

- Порівняння методів модуляції квазіімпедансного інвертора в автономній системі живлення з накопичувачами електроенергії. *Дмитро Захарченко, Сергій Степенко* 17

Функціональна мікро- та наноелектроніка

- Застосування трекерних систем для підвищення рівня генерації сонячними фотоелементами (огляд). *Віталій Феденько, Богдан Дзунда* 27
- Безпроводна система моніторингу деформацій з використанням тензорезисторів на основі ниткоподібних кристалів кремнію. *Анатолій Дружинін, Роман Корецький, Степан Нічкало, Данило Таланчук*..... 34

Сенсоелектроніка

- Дослідження динамічних ВАР Si-фотодіодів в області малих струмів за допомогою комп'ютеризованого вимірювального комплексу. *Олег Кішевецький, Юрій Добровольський, Ростислав Дячук* 38
- Фотоприймальний пристрій підвищеної надійності та тривкості до фонові освітленості для FSO. *Володимир Ліпка, Юрій Добровольський* 45

Забезпечення теплових режимів

- Температурні режими радіатора для системи охолодження потужного світлодіодного освітлювального пристрою. *Дмитро Козак, Юрій Ніколаєнко, Сергій Хайрмасов, Роман Мельник, Демид Пекур* 51
- Процеси пароутворення при охолодженні мініатюрних радіоелектронних пристроїв. *Володимир Кравець, Віталій Чикало, Євген Шевель* 57
- Тепловий аналіз систем охолодження на основі двофазних теплопередавальних пристроїв. *Сергій Хайрмасов, Дмитро Козак*..... 64
- Рецензенти номера 72

CONTENTS

Signals transfer and processing systems

Single-channel doppler frequency detector of coherent synchronously fluctuating signal packets under gaussian noise. *Igor Tsevkukh, Anastasia Sakovich*..... 3

Quantum approach to direction of arrival estimation. *Ivan Horbatiy, Oleksandr Usaty*..... 11

Power electronics

Comparison of modulation methods for quasi-impedance source inverter in an autonomous power system with electrical energy storage. *Dmytro Zakharchenko, Serhii Stepenko*..... 17

Functional micro- and nanoelectronics

Application of solar tracking systems for enhancing the energy yield of photovoltaic modules: a review. *Vitalii Fedenko, Bogdan Dzundza* 27

Wireless deformation monitoring system using strain sensor based on silicon whiskers. *Anatoliy Druzhinin, Roman Koretskyi, Stepan Nickhalo, Danylo Talanchuk*..... 34

Sensors

Research of dynamic characteristics of Si-photodiodes in the region of small currents using a computerized measuring complex. *Oleg Kshevetskyi, Yuriy Dobrovolsky, Rostyslav Dyachuk* 38

Photo receiver device of increased reliability and resistance to background lighting for FSO. *Volodymyr Lipka, Yurii Dobrovolsky* ... 45

Thermal management

Radiator temperature regimes for the cooling system of a powerful LED lighting device. *Dmytro Kozak, Yurii Nikolaenko, Sergii Khairnasov, Roman Melnyk, Demyd Pekur* 51

Vaporization processes during cooling of miniature electronic devices. *Volodymyr Kravets, Vitaliy Chykalo, Yevhen Shevel* 57

Thermal analysis of cooling systems based on two-phase heat transfer devices. *Sergii Khairnasov, Dmytro Kozak*..... 64

Reviewers 72

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 12, 24.06 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)

Ігор ЦЕВУХ, Анастасія САКОВИЧ

Україна, Національний університет «Одеська політехніка»

E-mail: itsevukh@op.edu.ua

ОДНОКАНАЛЬНИЙ ЗА ДОПЛЕРІВСЬКОЮ ЧАСТОТОЮ ВИЯВНИК ПАКЕТУ КОГЕРЕНТНИХ ДРУЖНО ФЛУКТУЮЧИХ ІМПУЛЬСІВ В УМОВАХ ГАУСОВИХ ЗАВАД

Розроблено одноканальний за доплерівською частотою сигнал виявник пакету дружно флуктуючих імпульсів в умовах адитивної суміші корельованої (пасивної) та некорельованої (шумової) гаусових завад. Синтезований алгоритм є оптимальним за усередненими по фазі сигналу критеріями відношення правдоподібності та максимуму “показника якості виявлення”. Наведено результати порівняльного аналізу ефективності розробленого алгоритму та потенційної ефективності алгоритму, що формує статистику Готелінга, за указаними критеріями для різних спектрально-кореляційних параметрів адитивної суміші корельованої та некорельованої завад.

Ключові слова: відношення правдоподібності, дружні флуктуації, корельована та некорельована гаусові завади, показник поліпшення, адитивна суміш завад.

Однією з основних вимог до радіолокаційних систем є висока завадозахищеність в умовах складної та апріорно невідомої завадової обстановки. При цьому останнім часом актуалізувалася задача виявлення на малій висоті малорозмірних цілей в умовах високої інтенсивності паразитних відбитків від підстильної поверхні. Вплив таких завад проявляється у придушенні та маскуванні сигналів, відбитих від об'єкта, що спостерігається. Водночас інтенсивність корельованих завад може істотно перевищувати рівень власних шумів приймача та корисного сигналу від цілі, що ускладнює радіолокаційне спостереження, а іноді робить його взагалі неможливим [1–3]. Ще однією проблемою є висока вартість сучасних радіолокаційних систем спостереження, які реалізують складні оптимальні багатовимірні алгоритми. Через це вони не можуть широко використовуватися у випадках, коли необхідно розгорнути мережу радарів задля гарантування повного перекриття контрольованих зон. Тому мобільні радіолокатори, що реалізують простіші, квазіоптимальні алгоритми виявлення, на сьогодні являють собою привабливе та економічне розв'язання цієї проблеми.

Відомо [3, 4], що ефективні системи обробки корисного сигналу на тлі завад необхідно синтезувати з використанням тесту відношення правдоподібності. Отримані таким чином алгоритми певною мірою мінімізують ризик, пов'язаний із застосуванням неправильних рішень, що є важливим при побудові систем, на виході яких приймається рішення про наявність/відсутність у вихідному процесі корисного сигналу. Для гаусових моделей сигналу та завад синтезована у такий спосіб структура оптимального виявника визначається достатньою статистикою [5, 6]

$$l = X^* \theta X, \quad (1)$$

де X — N -мірний вектор вхідного процесу;

θ — матриця обробки, $\theta = [B_3^{-1} - (B_C + B_3)^{-1}]$;

B_C, B_3 — коваріаційні матриці, відповідно, сигналу та завади;

$*$ — знак комплексного спряження та транспонування.

Застосування оптимального алгоритму (1) для розв'язання радіолокаційних задач ускладнюється неможливістю достатньо обґрунтувати завдання ймовірнісних або навіть спектрально-кореляційних характеристик сигналу та завади, а також вимоги до реалізації алгоритмів у реальному масштабі часу зі збереженням їхньої стійкості до асимптотично оптимальних рішень [6, 7]. Так, типовою умовою роботи радіолокаційних систем виявлення є апріорна невизначеність щодо швидкості цілі. Використання в цьому випадку критерію Неймана–Пірсона передбачає багатоканальну побудову виявника з подальшим відбором максимального значення вирішальної статистики. Однак для наближення робочих характеристик таких алгоритмів до оптимальних потрібна наявність великої кількості каналів обробки, що збільшує обчислювальні витрати та ускладнює їх використання на практиці. У [8–12] наведено приклади реалізації спрощених з погляду обчислювальної складності алгоритмів виявлення корисного сигналу в умовах завад як у класі параметричних структур, так і непараметричних. Доцільно знати, якою мірою запропоновані квазіоптимальні алгоритми поступаються оптимальним у своєму класі за ефективністю для можливих моделей сигналу та завад на вході системі.

Для низки радіотехнічних додатків допустимим виявляється застосування замість оптимальної багатоканальної системи обробки спрощеної одноканальної за доплерівською частотою корисного сигналу системи. Крім того, у радіолокаційній практиці досить широко використовується модель пакету гаусових дружно флюктуючих імпульсів* з нульовим вектором середніх значень та невідомою матрицею коваріації.

Метою цієї роботи є синтез одноканального за доплерівською частотою оптимального виявника гаусового сигналу на тлі адитивної суміші некорельованої та корельованої гаусових завад в умовах обмежень на дружні флюктуації імпульсів в пакеті.

Синтез алгоритму обробки

Представимо матрицю, зворотну сумі коваріаційних матриць для прийнятих моделей сигналу та завади:

$$(B_C + B_3)^{-1} = (\sigma_c^2 S S^* + B_3)^{-1} = B_3^{-1} - \frac{\sigma_c^2 B_3^{-1} S S^* B_3^{-1}}{1 + \sigma_c^2 S^* B_3^{-1} S}, \quad (2)$$

де $B_C = \sigma_c^2 S S^*$

S^* — N -мірний вектор дружно флюктуючого пакету імпульсів, $S^* = [1, e^{-j\varphi_c}, e^{-j2\varphi_c}, \dots, e^{-j(N-1)\varphi_c}]$;

σ_c^2, φ_c — потужність та фаза сигналу відповідно.

Перетворимо вираз (1) з урахуванням (2) так:

$$l = X^* \left(B_3^{-1} - B_3^{-1} + \frac{\sigma_c^2 B_3^{-1} S S^* B_3^{-1}}{1 + \sigma_c^2 S^* B_3^{-1} S} \right) X = \frac{\sigma_c^2}{1 + \sigma_c^2 S^* B_3^{-1} S} X^* B_3^{-1} S S^* B_3^{-1} X.$$

З точністю до несуттєвих констант, що входять до порогу виявлення, отримаємо:

$$l = X^* B_3^{-1} S S^* B_3^{-1} X = |X^* B_3^{-1} S|^2, \quad (3)$$

Ігноруючи роздільну здатність за доплерівською частотою і припускаючи рівномірну щільність розподілу фази сигналу φ_c в інтервалі $(0, 2\pi)$, запишемо

$$c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \theta(\varphi_c) d\varphi_c = X^* B_3^{-1} I B_3^{-1} X^*, \quad (4)$$

де I — одинична матриця розміром $N \times N$.

Представимо (4) у вигляді

$$c = X^* B_3^{-2} X. \quad (5)$$

Синтезований алгоритм (5), оптимальний за критерієм усередненого по φ_c відношення правдоподібності, збігається з алгоритмом, отриманим у [14] для гаусових сигналу та завад без обмеження на дружні флюктуації корисного сигналу та в припущенні, що

*У пакеті дружно флюктуючих імпульсів зміна амплітуди є однаковою для всіх імпульсів, і пачка може розглядатися як один складний сигнал з початковою фазою та амплітудою, що випадково змінюються [13, с. 247].

рівень сигналу малий у порівнянні з рівнем корельованих завад.

Відомо також [15], що для гаусових моделей сигналу та завад оптимізація алгоритму виявлення може бути зведена до максимізації величини γ — так званого показника якості виявлення сигналу:

$$\gamma = \frac{M(\lambda/1) - M(\lambda/0)}{\delta^{1/2}(\lambda/0)}, \quad (6)$$

де $M(\lambda/1), M(\lambda/0), \delta^{1/2}(\lambda/0)$ — умовні математичні очікування та середньоквадратичне відхилення статистики $\lambda = X^* Q X$ з деякою матрицею обробки Q за наявності $(\lambda/1)$ та відсутності $(\lambda/0)$ корисного сигналу.

Для матриці обробки $Q = [B_3^{-1} - (B_C + B_3)^{-1}]$ умовні моменти розподілу ймовірностей статистики λ :

$$M(\lambda/0) = \text{Tr}(Q B_3), \quad M(\lambda/1) = \text{Tr}[Q(B_C + B_3)],$$

$$\delta(\lambda/0) = \text{Tr}[(Q B_3)^2],$$

де $\text{Tr}[\square]$ — слід матриці.

Тоді для прийнятої моделі корисного сигналу показник γ можна представити у вигляді

$$\gamma = \frac{\text{Tr}(Q S S^*)}{\sqrt{\text{Tr}(Q B_3)^2}}.$$

Відмовляючись від роздільної здатності за доплерівською частотою і припускаючи рівномірну щільність розподілу фази сигналу в інтервалі $(0, 2\pi)$, отримаємо

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \gamma(\varphi_c) d\varphi_c = \frac{\text{Tr} Q}{\sqrt{\text{Tr}(Q B_3)^2}}.$$

Таким чином, завдання синтезу одноканальної системи обробки в класі нелінійних структур зводиться до вибору матриці обробки Q , що максимізує $\bar{\gamma}$.

Використовуючи нерівність Коші – Буняковського – Шварца, запишемо

$$\frac{\text{Tr} Q}{\sqrt{\text{Tr}(Q B_3)^2}} \leq \sqrt{\text{Tr}(Q B_3^{-1})^2}. \quad (7)$$

Рівність у формулі (6) досягається при

$$Q = (B_3^{-1})^2 = B_3^{-2}. \quad (8)$$

Тоді достатню статистику можна надати у вигляді

$$\bar{\gamma} = X^* B_3^{-2} X. \quad (9)$$

Порівнюючи вирази (5) і (9), можна побачити, що для прийнятих у роботі моделей сигналу та завад алгоритм (5), крім сказаного вище, є також оптимальним за критерієм максимуму усередненого по φ_c показника якості виявлення.

В умовах коли апріорна невизначеність спектрально-кореляційних характеристик завади має характер параметричної одним зі шляхів її подолання є

використання адаптивного підходу Байєса [16]. У нашому випадку це зводиться до заміни в виразах (5) і (9) коваріаційної матриці завади B_3 оцінкою максимальної правдоподібності

$$\hat{B}_3 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i X_i^*,$$

де X_i — n -мірний вектор вибіркового відліку вхідного процесу;

n — обсяг навчальної вибірки.

Тоді для виявлення гаусових дружно флуктуючих сигналів на тлі гаусових завад з невідомими кореляційними властивостями вирішальну статистику можна записати у вигляді

$$C^2 = X^* \hat{B}_3^{-2} X. \quad (10)$$

У [17] для випадку виявлення когерентного сигналу з невідомою амплітудою та випадковою початковою фазою на тлі гаусової завади з невідомими кореляційними властивостями запропоновано використовувати статистику Готелінга

$$T^2 = X^* \hat{B}_3^{-1} X. \quad (11)$$

Цей алгоритм, як показано у [17, 18], є оптимальним за критерієм Неймана – Пірсона для перевірки гіпотези H_0 : X належить гаусовому розподілу $G(0, B_3)$ (тільки завада), проти альтернативи H_1 : вибірка належить гаусовому розподілу $G(\mu, B_3)$, $\mu \neq 0$ (завада + сигнал) для невідомої коваріаційної матриці завади B_3 та скінченного обсягу вибірки n .

Аналіз ефективності синтезованого алгоритму обробки

Проведемо порівняльний аналіз потенційної ($n \rightarrow \infty$) ефективності двох нелінійних одноканальних систем виявлення корисного сигналу, що реалізують статистики (10) та (11) в умовах адитивної сумиш некорельованої та корельованої гаусових завад.

При $n \rightarrow \infty$ алгоритм (10) можна подати у вигляді

$$t^2 = X^* B_3^{-1} X, \quad (12)$$

і тоді при $n \rightarrow \infty$ порівнюватимуться ефективності алгоритмів (5) і (12), які мають вигляд квадратичної форми (1) з різними матрицями обробки. Зазначимо, що знання виду розподілу квадратичного функціоналу (КФ) (1) дозволяє при радіолокаційному спостереженні об'єкта вирішувати низку практично важливих завдань, таких як обчислення ймовірностей правильного виявлення і помилкової тривоги для забезпечення необхідних показників якості розв'язуваної задачі; вибір потрібних порогів прийняття рішення; керування тривалістю процесу прийняття рішення при використанні послідовних вирішальних правил тощо.

У [19] було отримано точний аналітичний вираз для функції розподілу ймовірностей КФ від стаціонарного гаусового процесу. Запропонована методика, заснована на обчисленні значень характеристич-

ної функції у площині комплексної змінної за допомогою теорії відрахувань, характеризується складністю реалізації та є обмежено придатною у разі наявності близьких за величиною власних чисел матриці θ . У [20] замість точних аналітичних виразів запропоновано спосіб обчислення законів розподілу КФ комплексних гаусових векторів шляхом їх інтегральних уявлень, що чисельно інтегруються стандартними функціями математичних програм сучасних комп'ютерів.

У цій нашій роботі для визначення ймовірнісних характеристик порівнюваних алгоритмів використувався метод статистичного моделювання.

Дослідження ефективності алгоритмів, що реалізують статистики (5) і (12), а також порівняння їх з ефективністю оптимальної процедури (3), коли фаза сигналу, що виявляється, відома і дорівнює $\varphi_c = \pi$, проведемо за ймовірнісними показниками — ймовірністю правильного виявлення корисного сигналу D при заданій ймовірності F помилкової тривоги залежно від відношення сигнал/завада q на вході системи. При проведенні досліджень враховувалося, що конкретний вид елементів коваріаційної матриці завади залежить від виду апроксимації її спектральної щільності та нормованої ширини $\Delta f T$ (де Δf — ширина спектра завади, T — період повторення радіолокаційної системи). Міжперіодні коефіцієнти кореляції завади, які є функцією від $\Delta f T$, обчислювалися залежно від форми спектра флуктуацій за формулами:

— для гаусової

$$r_{ji} = \exp \left\{ -\frac{\pi^2}{2,3} \Delta f^2 T^2 (j-i)^2 \right\};$$

— для резонансної

$$r_{ji} = \exp \left\{ -\frac{2\pi}{3} \Delta f T |j-i| \right\}.$$

Зазначимо, що гаусова та резонансна апроксимації спектральної щільності завади відповідають граничним випадкам швидкого та повільного спаду спектру.

На рис. 1 представлено залежності ймовірності правильного виявлення корисного сигналу D від відношення сигнал/завада q , розраховані методом статистичного моделювання для указаних параметрів. Моделювання проводилося для пасивних завад гаусової ($\beta = 1$) або резонансної ($\beta = 2$) форми спектра флуктуацій при значеннях модуля першого міжперіодного коефіцієнта кореляції $R_1 = 0,99$ та $R_1 = 0,95$. Кожна точка характеристик була отримана у серії з 10 000 незалежних випробувань.

З рис. 1 видно, що для об'єкта, який знаходиться на швидкості, що відповідає $\varphi_c = \pi$, ефективність одноканального за доплерівською частотою сигналу алгоритму (5) за ймовірнісними характеристиками для вибраних параметрів сигналу і корельованої завади у всьому діапазоні досліджуваних відношень

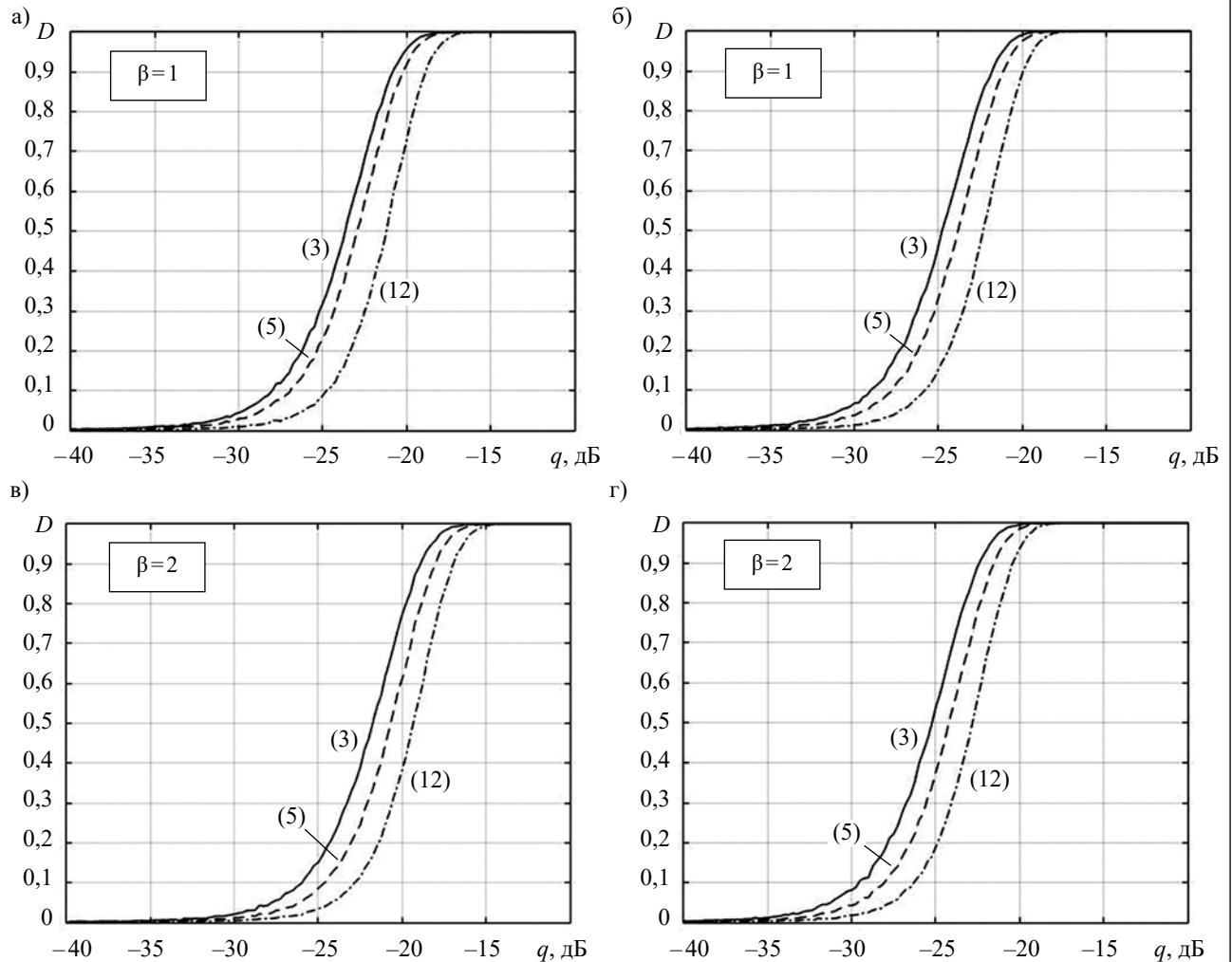


Рис. 1. Залежність ймовірності правильного виявлення корисного сигналу алгоритмів (3), (5) і (12) від відношення сигнал/завада q на вході системи при $F=10^{-3}$, $N=4$, $\varphi_c=\pi$, $\alpha=-30$ дБ для різних завадових ситуацій:

a — $R_1=0.99$, $\beta=1$; $б$ — $R_1=0.95$, $\beta=1$; $в$ — $R_1=0.99$, $\beta=2$; $г$ — $R_1=0.95$, $\beta=2$

сигнал/некорельована завада є вищою, ніж алгоритму (12), який також є інваріантним до доплерівської фази сигналу, але поступається, що зрозуміло, ефективності алгоритму (3), для якого фаза корисного сигналу заздалегідь відома.

На **рис. 2** наведено результати моделювання потенційної ($n \rightarrow \infty$) ефективності алгоритмів (5) і (12) за ймовірнісними показниками для тих самих завадових ситуацій, що і на **рис. 1**, при певному відношенні сигнал/завада q залежно від фази φ_c корисного сигналу, що змінюється в діапазоні від 0 до π . Рівень відношення сигнал/завада для покращення інформативності графіків задавався різним в інтервалі $-20 \dots -5$ дБ. Кожна точка характеристик була отримана в серії з 10000 незалежних випробувань.

З **рис. 2** видно, що на характер представлених залежностей впливає швидкість спаду (форма спектра флуктуацій β) та нормована ширина спектра завади $\Delta f T$ (модуль першого міжперіодного коефіцієнта кореляції R_1), і при невеликих значеннях фази корисного сигналу в умовах малої ширини $\Delta f T$ алгоритм

(5) може поступатися в ефективності алгоритму, що формує статистику (12), на 10 – 15%.

Зважаючи на описану поведінку D , становить інтерес порівняння ефективності алгоритмів (5) і (12) за якимсь інтегрованим показником. В [21] для порівняльного аналізу ефективності виявників з класу нелінійних структур запропоновано використати усереднений за всіма можливими радіальними швидкостями цілі “показник поліпшення” P_F , що являє собою частку від ділення значення відношення сигнал/завада на виході нелінійної системи до його значення на вході. В [21] показано, що показник поліпшення нелінійної одноканальної системи виявлення сигналу в умовах гаусових завад, що реалізує алгоритм (5), має вигляд

$$P_{FC} = \text{Tr} B_3^{-2} / (\text{Tr} B_3^{-1}), \quad (13)$$

а системи, що реалізує алгоритм (12):

$$P_{FT} = \text{Tr} B_3^{-1} / N.$$

На **рис. 3** наведено дані для порівняльного аналізу ефективності алгоритмів (5) і (12) за показником

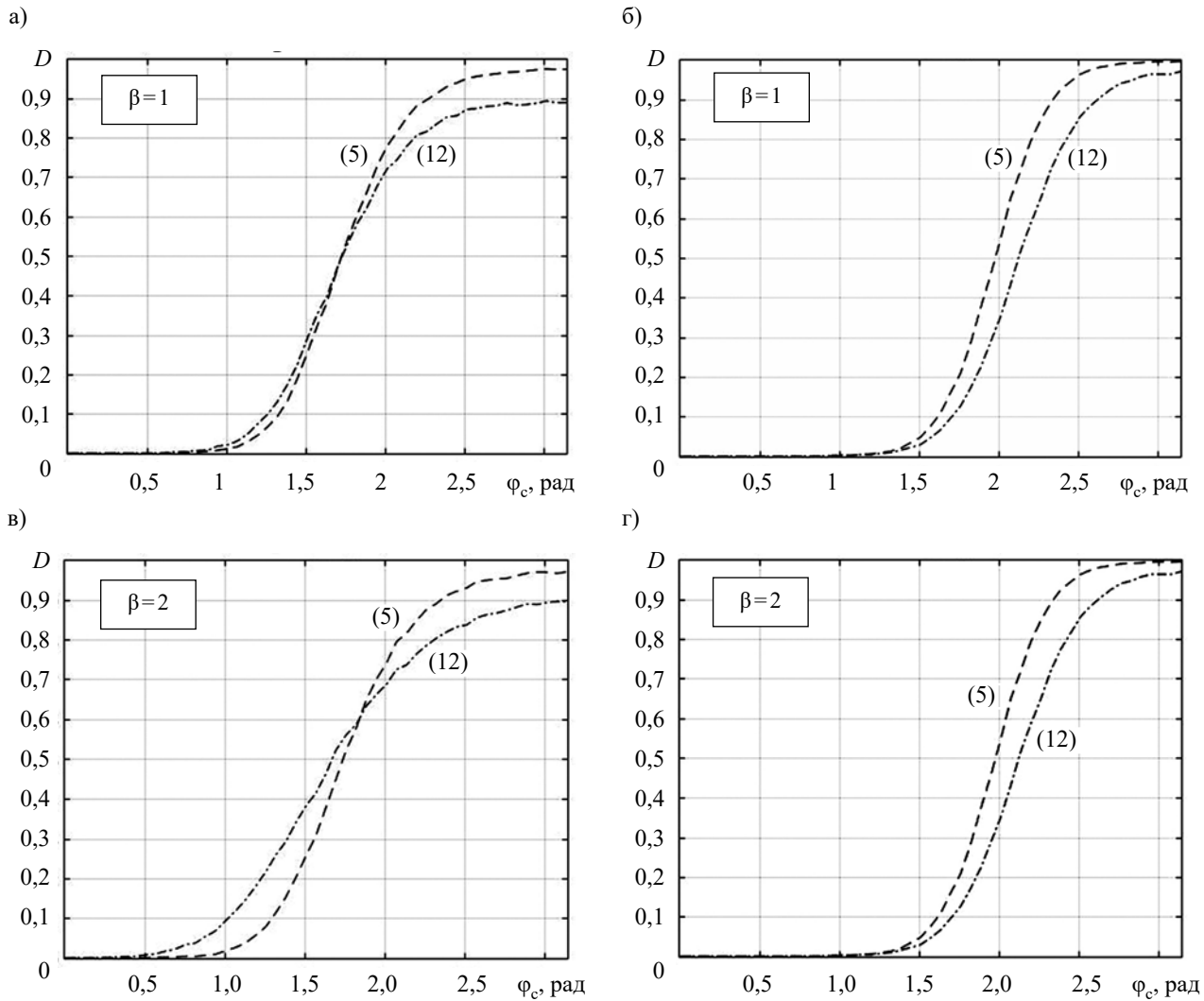


Рис. 2. Залежність ймовірності правильного виявлення корисного сигналу алгоритмів (5) і (12) від фази сигналу при $F=10^{-3}$, $N=4$, $\alpha=-30$ дБ для різних завадових ситуацій:

а — $R_1 = 0,99$, $\beta = 1$, $q = -20$ дБ; б — $R_1 = 0,95$, $\beta = 1$, $q = -18$ дБ; в — $R_1 = 0,99$, $\beta = 2$, $q = -12$ дБ; г — $R_1 = 0,95$, $\beta = 2$, $q = -5$ дБ

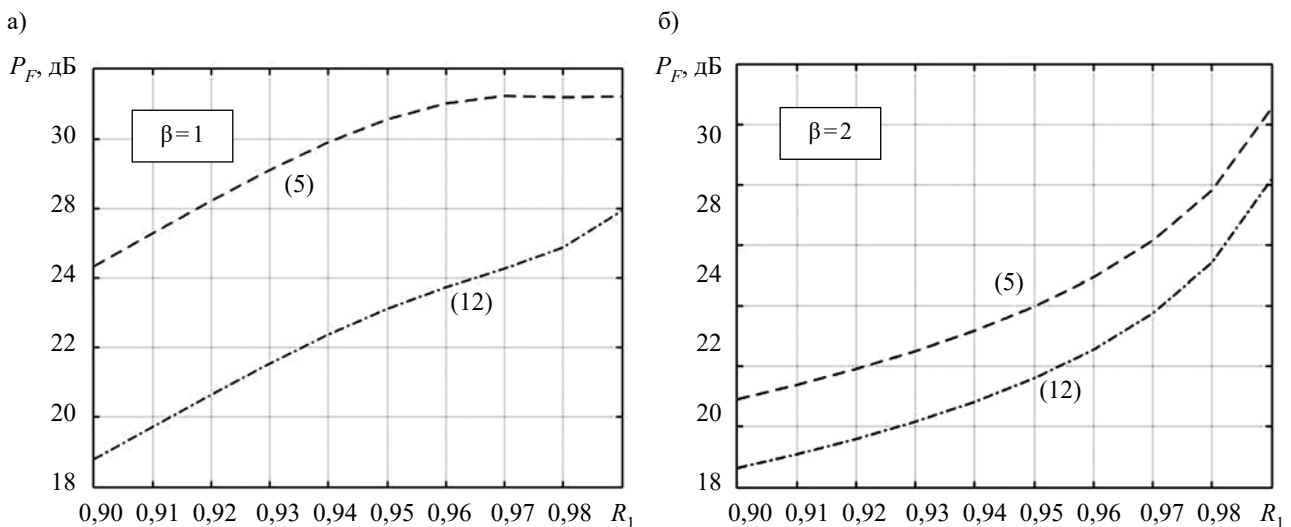


Рис. 3. Залежність показника поліпшення алгоритмів (5) і (12) від модуля першого міжперіодного коефіцієнта кореляції при $F=10^{-3}$, $N=4$, $\alpha=-30$ дБ для корельованої завади гаусової (а) та експоненціальної (б) форми спектру флуктуацій

поліпшення залежно від параметрів адитивної суміші некорельованої та корельованої завад, коли остання має гаусову або резонансну форму спектру флуктуацій. Тут видно, що в обох цих випадках для використаних параметрів завад потенційна ефективність алгоритму (5) за показником поліпшення є вищою, ніж (12), у всьому розглянутому діапазоні значень R_1 .

Висновок

Таким чином, розроблено та досліджено одноканальний за доплерівською частотою виявник гаусового сигналу на тлі адитивної суміші некорельованої та корельованої гаусових завад в умовах обмежень на дружні флуктуації імпульсів в пакеті. Доведено, що цей алгоритм є оптимальним за двома усередненими по фазі сигналу φ_c критеріями, такими як відношення правдоподібності та максимум показника якості виявлення, а також є інваріантним до доплерівських зрушень фази сигналу.

Дослідження дозволили встановити параметри сигналу та адитивної суміші некорельованої та корельованої завад, за яких потенційна ефективність розробленого алгоритму перевищує ефективність алгоритму, що реалізує відому статистику Готелінга, як за ймовірнісними характеристиками, так і за показником поліпшення, усередненим за всіма можливими радіальними швидкостями цілі.

Отримані результати дозволяють визначити теоретичну межу удосконалення реальних систем розглянутого класу та напрямки пошуку нових систем для практичного застосування. Зокрема, вони можуть бути використані для аналізу ефективності при проектуванні когерентно-імпульсних радіолокаційних систем виявлення сигналів рухомих цілей на тлі адитивної суміші некорельованої та корельованої завад.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- Skolnik M. I. *Radar Handbook*. New York: McGraw — Hill, 2008, 1352 p.
- Melvin W. L., Scheer J. A. *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013, 846 p.
- Richards M. A. *Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition*. New York: McGraw — Hill Education, 2014, 618 p.
- 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>
- Besson O., Chaumette E., Vincent F. Adaptive detection of a Gaussian signal in Gaussian noise, *2015 IEEE 6th International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP)*, Cancun, Mexico, 2015, pp. 117–120, <https://doi.org/10.1109/CAMSAP.2015.7383750>
- Liu W., Liu J., Hao C. et al. Multichannel adaptive signal detection: Basic theory and literature review. *Science China: Information Sciences*, 2022, vol. 65, 121301. <https://doi.org/10.1007/s11432-020-3211-8>
- Zhou Z., Wei G., Liu X. et al. Noise and Gaussian clutter background descending dimensional subspace signal detector, *2023 IEEE SENSORS, Vienna, Austria*, 2023, pp. 1–4, <https://doi.org/10.1109/SENSORS56945.2023.10324948>
- 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>
- 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>
- Чмельов В. О., Терещенко О. В., Олійник М. В. Спосіб декореляції сигналів пасивних завад в системі селекції рухомих цілей малої швидкості. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, 2024, вип. 2, с. 109–115. <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2024-173-2-109-115>
- Altunin S., Bondariev A., Maksymiv I. Simulation of artillery ballistic station, *2024 IEEE 17th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv, Ukraine, 2024, pp. 68–71, <https://doi.org/10.1109/TCSET64720.2024.10755634>
- Lekhovytskyi D. I., Riabukha V. P., Semeniaka A. V. et al. Protection of coherent pulse radars against combined interferences. 1. Modifications of STSP systems and their ultimate performance capabilities. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2019, vol. 62, no. 7, pp. 311–341. <https://doi.org/10.3103/S073527271907001X>
- Финкельштейн М. И. *Основы радиолокации: Учебник для вузов*. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.
- Цевух И. В. Алгоритм обработки гауссовых сигналов в условиях гауссовых помех. *Радиоэлектроника*, 1988, № 12, с. 53–54.
- Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. *Introduction to Adaptive Arrays*, 2011, 543 p. <https://doi.org/10.1049/SBEW046E>
- Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Советское радио, 1977. 432 с.
- Бартенев В. Г., Шлома А. М. О построении адаптивного обнаружителя импульсных сигналов на фоне нормальных помех с неизвестными корреляционными свойствами. *Радиоэлектроника*, 1988, № 2, с. 3–8.
- Averochkin V. O., Troyanskiy O. V. the hotelling detector using quadrature channels decorrelation. *Proceedings of the Odessa Polytechnic University*, 2014, vol. 1(43), pp. 225–229. Режим доступу: <https://www.semanticscholar.org/reader/9b30f121a8a42dca536197a559e943f523d33d0f> (дата звернення 26.02.2025)
- Проскурин В. И. Распределение вероятностей квадратичного функционала от гауссовского случайного процесса. *Радиотехника и электроника*, 1985, т. 30, № 7, с. 1335–1340.
- Леховицкий Д. И., Флексер П. М., Полишко С.В. О вычислении законов распределения квадратичных форм комплексных нормальных векторов. *Прикладная радиоэлектроника*, 2011, т. 10, № 4, с. 456–462. Режим доступу: <https://openarchive.nure.ua/server/api/core/bitstreams/9a7b5117-411e-4916-8214-7fbb58ede5ce/content> (дата звернення 26.02.2025)
- Цевух И. В., Сакович А. А., Цевух В. И. Показник поліпшення нелінійних одноканальних систем обробки сигналу в умовах гаусових завад. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2023, № 1–2, с. 9–13. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2023.1-2.09>

Дата надходження рукопису
до редакції 05.02 2025 р.

SINGLE-CHANNEL DOPPLER FREQUENCY DETECTOR OF COHERENT SYNCHRONOUSLY FLUCTUATING SIGNAL PACKETS UNDER GAUSSIAN NOISE

The need to further simplify the systems for detecting useful signals against a background of complex noises calls for the development of simple algorithms subject to certain restrictions on the detector structure and the type of input signal.

This article presents the developed optimal detection algorithm invariant to Doppler phase shifts of the signal for the class of single-channel Doppler frequency detectors of a Gaussian signal against the background of an additive mixture of uncorrelated and correlated Gaussian noises and under restrictions on synchronous fluctuations of pulses in a packet. The authors prove that the synthesized algorithm is optimal according to the criterion of the likelihood ratio averaged over the signal phase φ_c , as well as according to the criterion of the maximum of the "detection quality indicator" averaged over φ_c when solving the problem of detecting a Gaussian signal that fluctuates synchronously under Gaussian noise. The authors prove that the synthesized algorithm is optimal according to the criterion of the signal phase-averaged likelihood ratio,

A comparative analysis of the efficiency of the developed algorithm with the efficiency of the optimal multi-channel algorithm for a completely defined signal and with the potential efficiency of the algorithm forming the Hotelling statistics for various spectral-correlation parameters of the additive mixture of correlated and uncorrelated noise, both in terms of probabilistic characteristics — the probability of correct detection at a given probability of false alarm depending on the signal / uncorrelated noise ratio at the input of the system, and in terms of the "improvement index", which is the fraction of the signal/noise ratio at the output of the nonlinear system to the signal/noise ratio at its input, averaged over all possible radial velocities of the target. The research established the parameters of the signal and the additive mixture of uncorrelated and correlated noise for which the potential efficiency of the developed algorithm turns out to be higher than the efficiency of the algorithm implementing the known Hotelling statistics.

The obtained results allow us to determine the theoretical limit of improvement of real systems of this class and directions of search for new systems for practical application. In particular, they can be used to analyze the efficiency in designing coherent-pulse radar systems for detecting signals of moving targets against the background of an additive mixture of uncorrelated and correlated noises.

Keywords: likelihood ratio, sufficient statistics, synchronous fluctuations, correlated and uncorrelated noise, improvement index, additive mixture of noise.

REFERENCES

1. Skolnik M. I. *Radar Handbook*. New York: McGraw — Hill, 2008, 1352 p.
2. Melvin W. L., Scheer J. A. *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*. New York : SciTech Publishing, IET, Edison, 2013, 846 p.
3. Richards M. A. *Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition*. New York : McGraw — Hill Education, 2014, 618 p.
4. 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>
5. Besson O., Chaumette E., Vincent F. Adaptive detection of a Gaussian signal in Gaussian noise, *2015 IEEE 6th International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP)*, Cancun, Mexico, 2015, pp. 117–120, <https://doi.org/10.1109/CAMSAP.2015.7383750>
6. Liu W., Liu J., Hao C. et al. Multichannel adaptive signal detection: Basic theory and literature review. *Science China: Information Sciences*, 2022, vol. 65, 121301. <https://doi.org/10.1007/s11432-020-3211-8>
7. Zhou Z., Wei G., Liu X. et al. Noise and Gaussian clutter background descending dimensional subspace signal detector, *2023 IEEE SENSORS*, Austria, Vienna, 2023, pp. 1–4, <https://doi.org/10.1109/SENSORS56945.2023.10324948>
8. 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>
9. 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>
10. Chmelov V. O., Tereshchenko O. V., Oliinyk M. V. Decorrelation method for passive interference signals in the selection system of slow-moving targets, *Visnyk of Vinnytsia Polytechnical Institute*, 2024, no. 2, pp. 109–115. <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2024-173-2-109-115> (Ukr)
11. Altunin S., Bondariev A., Maksymiv I. Simulation of artillery ballistic station, *2024 IEEE 17th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv, Ukraine, 2024, pp. 68–71, <https://doi.org/10.1109/TCSET64720.2024.10755634>
12. Lekhovytskyi D. I., Riabukha V. P., Semeniaka A. V. et al. Protection of coherent pulse radars against combined interferences. 1. Modifications of STSP systems and their ultimate performance capabilities. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2019, vol. 62, no. 7, pp. 311–341. <https://doi.org/10.3103/S073527271907001X>
13. Finkelstein M. I. [Osnovy radiolokatsii: Uchebnik dlya vuzov] *Basics of Radar*, M.: Radio i svyaz', 1983. 536 p. (Rus)

14. Tsevkukh I. V. An algorithm of the gaussian signal-processing in the presence of gaussian interference. *Radioelectronics*, 1988, no. 12, c. 53–54. (Rus)
15. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. *Introduction to Adaptive Arrays*, 2011, 543 p. <https://doi.org/10.1049/SBEW046E>
16. Repin V. G., Tartakovsky G. P. *Statisticheskiiy sintez pri apriornoy neopredelennosti i adaptatsiya informatsionnykh sistem* [Statistical synthesis under a priori uncertainty and adaptation of information systems]. M.: Sov. radio., 1977, 432 p. (Rus)
17. Bartenev V. G., Shloma A. M. [On the construction of an adaptive detector of impulse signals against the background of normal noise with unknown correlation properties]. *Radiotekhnika*, 1978, no. 2, pp. 3–8. (Rus)
18. Averochkin V. O., Troyanskiy O. V. the hotelling detector using quadrature chennals decorrelation. *Proceedings of the Odessa Polytechnic University*, 2014, vol. 1(43), pp. 225–229. Available at: <https://www.semanticscholar.org/reader/9b30f121a8a42dca536197a559e943f523d33d0f> (accessed 26.02.2025)
19. Proskurin V. I. [Probability distribution of a quadratic functional from a Gaussian random process]. *Radiotekhnika i elektronika*, 1985, no. 7, pp. 1335–1340. (Rus)
20. Lekhovitskiy D.I., Flekser P.M., Polishko S.V. On calculation of distribution laws of quadratic forms of random complex Gaussian vectors. *Applied Radio Electronics*, 2011, vol. 10, no. 4, pp. 456–462. Available at: <https://openarchive.nure.ua/server/api/core/bitstreams/9a7b5117-411e-4916-8214-7fbb58ede5ce/content> (accessed 26.02.2025) (Rus)
21. Tsevkukh I. V., Sakovich A. A., Tsevkukh V. I. Index of improvement of nonlinear single-channel signal detection systems under Gaussian noise. *Technology and design in electronic equipment*, 2023, no. 1–2, pp. 9–13. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2023.1-2.09> (Ukr)



Copyright: © 2025 by the authors. Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Іван ГОРБАТИЙ, Олександр УСАТИЙ

Україна, м. Львів, Національний університет «Львівська політехніка»

E-mail: ivan.v.horbatyi@lpnu.ua, oleksandr.a.usaty@lpnu.ua

КВАНТОВИЙ ПІДХІД ДО ОЦІНКИ НАПРЯМКУ ПРИХОДУ СИГНАЛУ

Проаналізовано методи визначення напрямку приходу радіосигналу, зокрема алгоритми MUSIC та ESPRIT. Показано, що складність традиційних підходів зростає кубічно зі збільшенням кількості антен, що ускладнює їхнє застосування в масштабних системах. Запропоновано застосовувати квантові алгоритми для розв'язання систем лінійних рівнянь і знаходження власних значень, що дає можливість суттєво зменшити обчислювальні витрати. Розглянуто особливості оброблення комплексних матриць. Представлено таблицю порівняння класичного та квантового варіантів алгоритму з точки зору складності та структури обчислень.

Ключові слова: напрямку приходу сигналу, MUSIC, ESPRIT, обчислювальна складність, комплексні матриці, радіомоніторинг.

Завдання оцінювання напрямку приходу сигналу (англ. *direction of arrival, DOA*) є ключовим у сучасних системах зв'язку, радіолокації та радіомоніторингу. Зростання вимог до точності, стійкості до завад і здатності до опрацювання великої кількості джерел сигналів стимулює розвиток високоточної та обчислювально ефективної обробки сигналів. Серед алгоритмів високої роздільної здатності для оцінювання DOA найбільш поширеними є MUSIC (англ. *multiple signal classification*) та ESPRIT (англ. *estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*) [1, 2]. Обидва методи базуються на обробленні коваріаційної матриці сигналів і використовують інформацію про її власний простір. Разом з тим, зі зростанням кількості антен їхня обчислювальна складність збільшується кубічно: $O(M^3)$, де M — кількість елементів антенної решітки [3, 4], що створює серйозні обмеження для реального використання у великих антенних решітках (наприклад, $M > 100$). На цьому тлі зростає інтерес до застосування у задачах DOA квантових обчислень, здатних забезпечити експоненційне прискорення деяких обчислювальних процедур.

На сьогодні квантові обчислення перебувають на етапі активного розвитку. Провідні компанії, такі як IBM, Google, Rigetti, IonQ та інші, вже створили квантові процесори з кількістю кубітів від кількох десятків до сотень. Наприклад, IBM заявляє про плани вийти на 1000+ кубітів у 2025 році. Утім реальні квантові обчислення залишаються обмеженими коротким часом когерентності та помилками зчитування. Більшість алгоритмів, зокрема QPE та HHL, вимагають ідеального або близького до ідеального контролю над кубітами, що наразі реалізовано лише частково.

Попри це гібридні класично-квантові підходи вже застосовуються для оптимізації, машинного навчання та симуляції фізичних систем. З погляду задач просторово-частотного аналізу, таких як DOA-оцінювання, поява квантових прискорювачів відкриває перспективу масштабування розв'язків до антенних решіток із тисячами елементів без втрати продуктивності. Проте практичне впровадження квантових варіантів MUSIC або ESPRIT наразі обмежується теоретичними моделями, що потребують удосконалення квантових апаратних платформ.

Теоретичну реалізацію алгоритму MUSIC у квантовій постановці, що зменшує складність до логарифмічного порядку, представлено, наприклад, у [5]. Це відкриває перспективи використання квантових технологій не лише для MUSIC, але й для ESPRIT, хоча наразі він майже не представлений у квантовому контексті. Крім традиційних підходів, у сучасній літературі активно розглядаються метаповерхневі [6–8] та гібридні [9, 10] алгоритми DOA-оцінки, а також алгоритми з використанням глибоких нейронних мереж [4]. Водночас їх реалізація часто потребує складного обладнання або значного навчального набору, що знижує адаптивність до нових сценаріїв.

Метою цієї роботи є аналіз обмежень традиційних DOA у контексті масштабування антенних решіток, а також дослідження потенціалу квантових обчислювальних підходів для підвищення ефективності обробки сигналів у задачах високої роздільної здатності.

Огляд класичних алгоритмів DOA

Алгоритм MUSIC є одним із найвідоміших методів надвисокої роздільної здатності, який базується на поділі простору власних векторів коваріаційної

матриці на сигнальний та шумовий [1, 2]. Метод дозволяє точно розділяти близько розташовані сигнали навіть при невеликій кількості даних, однак його ефективність значно погіршується у разі низького співвідношення сигнал/шум або при корельованих сигналах [3].

З метою підвищення обчислювальної ефективності класичного MUSIC у [1] було запропоновано поліпшений варіант із модифікованим розміщенням елементів у разі перехресної поляризації антен, що забезпечує зменшення навантаження без втрати точності. У [3] розширено можливості MUSIC на випадок ширококутових сигналів через доплерівське мультиплексування, що є актуальним для MIMO-OFDM-радарів.

У роботах [2, 3] підкреслюється, що MUSIC є одним із найточніших класичних методів для розділення близько розташованих джерел або таких, що частково перекриваються. Підвищити його ефективність можна шляхом збільшення розмірності антенної решітки, але при масштабуванні антенної решітки (тобто збільшенні кількості її елементів) зростає також обчислювальне навантаження — переважно через побудову та спектральний аналіз коваріаційної матриці. Алгоритм ESPRIT базується на використанні інваріантності фазових зсувів між підмасивами антен. Він, на відміну від MUSIC, дозволяє уникнути пошуку максимумів у спектрі та забезпечує високу обчислювальну ефективність у малих масштабах [2]. Однак у випадку великої кількості джерел або за наявності кореляцій алгоритм потребує просторового згладжування або попередньої обробки [11].

У [2] ESPRIT позиціюється як один із провідних алгоритмів оцінювання DOA, хоча зазначено його меншу адаптивність до топології антенних решіток порівняно з MUSIC. В [11] підкреслюється, що адаптація ESPRIT до аналізу ширококутових сигналів потребує спеціальних технік декореляції, що в умовах реального часу може бути обмежувальним чинником.

Ключовим викликом як для MUSIC, так і для ESPRIT, є обчислювальна складність [3, 5]. За сучасних умов вимоги до точності й кількості одночасно присутніх джерел, особливо в задачах спостереження за слабкими сигналами або дронами з модуляцією низької імовірності перехоплення вимагають аналізу в умовах, коли кількість антен складає понад 100, а іноді й доходить до 1000 [5]. Це стимулює пошук альтернатив класичним схемам.

Квантові обчислення у задачах DOA

При переході до масивів з сотнями або навіть тисячами елементів обсяг обчислень, пов'язаних з обробкою коваріаційної матриці, спектральним розкладенням та побудовою псевдоспектра, стає надмірним для традиційних (класичних) обчислювальних архітектур. У роботі [5] було вперше запропоновано квантову реалізацію MUSIC-алгоритму з

використанням підходів квантового глибокого пошуку (англ. *quantum amplitude amplification*, QAA) та квантового оцінювання фази (англ. *quantum phase estimation*, QPE). Згідно з авторською моделлю, складність побудови псевдоспектра можна зменшити з $O(M^3)$ у традиційному виконанні до $O(\text{poly}(\log M))$. Позначення $O(\text{poly}(\log M))$ означає, що складність алгоритму збільшується як поліном від $\log M$, тобто значно повільніше, ніж навіть лінійне зростання. Наприклад: якщо $M=1024$, то $\log_2 M=10$, тоді $\text{poly}(\log M)=(\log M)^3=1000$. Натомість класичне $M^3=1024^3=2^{30}$ — тобто понад мільярд операцій. Це ілюструє те, що квантові обчислення здатні не лише прискорити аналіз, а й зробити реальними ті конфігурації антен, які раніше вважались обчислювально недостижними. При цьому, запропонована у [5] квантова модель не тільки надає можливість ефективно опрацьовувати складні сценарії, а й зберігає точність оцінювання.

Отже, квантова обробка забезпечує експоненційний виграш у продуктивності, що є особливо важливим при великих розмірах антенних решіток або ж при великій (1000+) кількості антен, коли класичні методи перестають бути дієвими. Основною перевагою квантових обчислень є можливість оброблення суперпозиції всіх можливих станів одночасно, що дозволяє ефективно масштабувати обчислення при збільшенні розмірності задачі.

Одним із ключових інструментів у квантовому обчисленні є алгоритм Harrow – Hassidim – Lloyd (HHL), що дозволяє розв'язувати лінійні системи $Ax=b$ з експоненційною перевагою за складністю $O(\text{poly}(\log M))$ порівняно з класичними методами. Згідно з сучасними оглядами, алгоритм HHL є основою для спектральної обробки, квантового машинного навчання та оцінки власних значень у задачах сигнал-аналізу [12].

У той час як MUSIC вже має прототип квантової реалізації, алгоритм ESPRIT залишається значно менш дослідженим у цьому контексті. При цьому ESPRIT не потребує пошуку максимумів у спектрі та є лінійно обумовленим алгоритмом, його критичні операції — побудова підмасивів, обертання підпросторів і сингулярний розклад — можуть бути перенесені до квантової постановки через техніки квантової лінійної алгебри, але публікацій про його повноцінну реалізацію у відкритих наукових джерелах ще немає.

Квантові алгоритми та їх застосування в ESPRIT

Квантове перетворення Фур'є (QFT) є аналогом дискретного перетворення Фур'є для квантових станів. Його дія полягає в перетворенні базисних станів, що можна подати у такій формі:

$$|x\rangle \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2^n}} \sum_{k=0}^{2^n-1} \exp(2\pi i x k / 2^n) |k\rangle. \quad (1)$$

Обернене перетворення (QFT^{-1}) перетворює фазову інформацію у формат, придатний для вимірювання:

$$\frac{1}{\sqrt{2^n}} \sum_{k=0}^{2^n-1} \exp(2\pi i x k / 2^n) |k\rangle \rightarrow |x\rangle. \quad (2)$$

Алгоритм квантового оцінювання фази (QPE) оцінює фазу ϕ у задачі вигляду

$$U|\psi\rangle = \exp(2\pi i \phi) |\psi\rangle, \quad (3)$$

де $U, |\psi\rangle$ — унітарний оператор та його власний вектор;
 $\phi \in [0, 1)$ — фаза (власне значення у вигляді експоненти).

Основні етапи QPE

1. Підготовка двох регістрів:
 — перший (фазовий) складається з n кубітів — ініціалізація у стан $|0\rangle^{\otimes n}$;
 — другий (цільовий) містить $|\psi\rangle$, тобто власний вектор U .

2. Застосування гейту Адамара до кожного кубіта фазового регістру — створення суперпозиції.

3. Застосування операторів U^{2^k} (де $k=0, 1, \dots, n-1$) до цільового регістра — кодування фази у фазовий регістр.

4. Обернене квантове перетворення Фур'є (QFT^{-1}) до фазового регістру — перетворення фазової інформації у вимірювану бітову послідовність.

5. Вимірювання фазового регістру — оцінювання фази ϕ з точністю до $1/2^n$.

Результатом застосування алгоритму є наближення фази

$$|\psi\rangle \rightarrow \sum_j \alpha_j |\phi_j\rangle |\psi_j\rangle. \quad (4)$$

Алгоритм ННЛ — це квантовий аналог класичних чисельних методів для розв'язання систем лінійних рівнянь, що був представлений ще у 2009 році. Його метою є побудова квантового стану, пропорційного розв'язку

$$A\vec{x} = \vec{b}; A \in C^{N \times N}, \vec{b} \in C^N, \quad (5)$$

де A — ермітова матриця, яка має позитивно визначені та обмежені власні значення. Це гарантує можливість її спектрального розкладання, що є ключовою умовою застосування алгоритму ННЛ. Така форма забезпечує унітарність оператора еволюції та дозволяє ефективно використовувати квантове оцінювання фази для знаходження власних значень.

Основні етапи ННЛ

1. Представлення вхідного вектора у вигляді квантового стану

$$|b\rangle = \sum_j \beta_j |\psi_j\rangle; A|\psi_j\rangle = \lambda_j |\psi_j\rangle, \quad (6)$$

де λ_j — власні значення, відповідні векторам $|\psi_j\rangle$.

2. Застосування алгоритму QPE з метою отримання власних значень матриці A .

3. Квантове обернення власних значень: до регістра, що містить власні значення λ_j , застосовується операція обернення за допомогою допоміжного кубіта та керованої зворотної функції:

$$A^{-1}|b\rangle = \sum_j \frac{\beta_j}{\lambda_j} |\psi_j\rangle. \quad (7)$$

4. Завершальним етапом є квантове вимірювання результату, що дозволяє відновити шуканий розв'язок системи у вигляді квантового стану.

Інтеграція ННЛ і QPE в алгоритм ESPRIT

Класичний алгоритм ESPRIT використовує розв'язання задачі на власні значення матриці $\Phi = \Psi_1^{-1} \Psi_2$, де Ψ_1 та Ψ_2 — підматриці сигналового підпростору, сформовані зсувом елементів решітки. Власні значення цієї матриці $\lambda_k = \exp(j\theta_k)$ безпосередньо пов'язані з напрямками приходу сигналу θ_k . Для обчислення $\Psi_1^{-1} \Psi_2$ кожен k -й стовпець p_k матриці розв'язується у квантовому форматі:

$$\vec{x}_k = \Psi_1^{-1} \vec{p}_k; \quad (8)$$

де x — вектор власного стану, що реконструюється з кутової інформації, закодованої у фазах матриці Φ .

Оскільки матриця Ψ_1 є неермітовою і комплексною, для застосування ННЛ необхідно виконати її ермітове вбудовування

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & \Psi_1 \\ \Psi_1^T & 0 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

що дозволяє працювати з ермітовою матрицею у ННЛ.

Альтернативним підходом є розкладання Ψ_1 на дійсну та уявну частини, що дозволяє обчислювати компоненти окремо:

$$\Psi_1 = A_r + iA_i; \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} A_r & -A_i \\ A_i & A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(\vec{x}) \\ H(\vec{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(\vec{b}) \\ H(\vec{b}) \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Після побудови квантового стану, що відповідає матриці Φ , виконується алгоритм QPE над оператором $U = \exp(i\Phi t)$. Це забезпечує отримання фазових зсувів, за якими обчислюються кути приходу сигналу $\theta_k = \arg(\lambda_k)$. Таким чином, ННЛ забезпечує обчислення матриці Φ , а QPE — її спектральний аналіз, що разом надає можливість реалізувати повноцінний квантовий аналог алгоритму ESPRIT.

Для порівняння обчислювальної складності класичного та квантового варіантів алгоритму ESPRIT представлено **таблицю** з характеристиками їхніх етапів. Тут видно, що на відміну від класичних підходів, які потребують значних обчислювальних ресурсів при обробленні великих антенних решіток або великої кількості вимірювань, квантові обчислювальні моделі забезпечують виконання ключових етапів аналізу зі значним прискоренням.

Складність основних етапів реалізації алгоритму ESPRIT у класичному та квантовому варіантах

Етап алгоритму	Класичний варіант		Квантовий варіант	
	операція	складність	операція	складність
Оцінка коваріаційної матриці	$R = E[XX^H]$	$O(M^2)$	кодування у квантовий стан	$O(1)$
Розклад за сингулярними значеннями (SVD)	$R = U\Sigma U^H$	$O(M^3)$	класичне виконання	$O(M^3)$
Виділення сигналового підпростору	вибір перших d векторів: U_s	$O(Md)$	кодування U_s у квантовий регістр	$O(\log M)$
Формування підматриць Ψ_1, Ψ_2	зсув елементів підпростору		квантове формування	
Обчислення $\Phi = \Psi_1^{-1}\Psi_2$	інверсія та множення	$O(d^3)$	ННЛ: розв'язання $\Psi_1 x = \Psi_2[:, k]$	$O(\text{poly}(\log M))$
Обчислення власних значень Φ	$\lambda_k = \text{eigen}(\Phi)$		QPE над $\exp(i\Phi t)$	
Оцінка DOA з фаз	$\theta_k = \arg(\lambda_k)$	$O(d)$	видобування фази з квантового регістра	$O(\log M)$

Інтерпретація фазових зсувів, точність і неоднозначність

Перетворення фазових зсувів у кутові координати

Після застосування QPE до унітарного оператора $U = \exp(i\Phi t)$ отримуються оцінки фазових зсувів, які відповідають власним значенням матриці $\Phi = \Psi_1^{-1}\Psi_2$. У класичному алгоритмі ESPRIT ці фази інтерпретуються як просторові зсуви, спричинені різницею між фазами антен.

В одновимірному випадку лінійної антенної решітки фазовий зсув лінійно залежить від кута приходу сигналу

$$\theta_k = \frac{2\pi d}{\Lambda} \sin(\gamma_k) \Rightarrow \gamma_k = \arcsin \frac{\Lambda \theta_k}{2\pi d}, \quad (12)$$

де d — міжелементна відстань;

Λ — довжина хвилі;

γ — азимутальний кут.

Для двовимірної або тривимірної решітки кутові координати визначаються у вигляді пари (азимут, елевация) з використанням більш складних залежностей. Таким чином, квантова частина алгоритму виконує обчислення власних фазових зсувів, а перетворення у фізичні кути здійснюється класичним способом, використовуючи геометричні параметри антенної системи.

Вплив точності фази на точність DOA

Точність оцінки фазового зсуву $\delta\theta$, яку надає алгоритм QPE, критично впливає на точність визначення кутової координати $\delta\gamma$. Залежність між ними наближається до

$$\cos(\gamma) \cdot \delta\gamma \approx \frac{\Lambda}{2\pi d} \cdot \delta\theta. \quad (13)$$

З цієї формули видно, що:

— чим ближче кут γ до 90° , тим більше похибка;

— кількість кубітів n у QPE визначає точність як $\delta\theta \approx 1/2^n$.

— чим більша кількість кубітів у фазовому регістрі, тим менша $\delta\theta$.

Це створює компроміс між глибиною квантового кола та точністю оцінювання напрямку.

Фазова неоднозначність і її вирішення

Алгоритм QPE оцінює фазу θ_k по модулю 2π , тобто всі значення належать інтервалу $[0; 2\pi)$. Така властивість призводить до неоднозначності, коли справжній фазовий зсув перевищує π або має кратність 2π . Це аналогічно класичній проблемі фазового розгортання. Для її вирішення існують два основних підходи.

Класичне фазове розгортання застосовується як постпроцесинг після квантових вимірювань. Це класичний алгоритм, що дозволяє відновити неперервне значення фази з її модульованого вимірювання в інтервалі $[0; 2\pi)$, усуваючи неоднозначності, пов'язані з фазовими зсувами, більшими за π . У контексті QPE цей метод застосовується після вимірювання для точного перетворення фази у значення кутових координат.

Використання декількох масштабів оператора полягає у застосуванні кількох унітарних операторів $U = \exp(i\Phi t)$ з різними масштабними коефіцієнтами t . Це дозволяє розв'язати проблему невизначеності фази, яка виникає при вимірюванні фазового зсуву лише в межах інтервалу $[0; 2\pi)$. Суть методу полягає в тому, що використовується лише один масштаб, і фазове значення можна оцінити лише з точністю до кратності $2\pi k$. Це призводить до отримання кількох DOA, які відрізняються на певний період. Щоб уникнути цієї неоднозначності, вимірювання виконуються при двох або більше значеннях t . Наприклад: виконано два оцінювання фази й отримано $\phi_1 = \theta_1 \bmod 2\pi$ при t_1 та $\phi_2 = \theta_2 \bmod 2\pi$ при t_2 . Знаючи t_1, t_2 і значення ϕ_1

та ϕ_2 , можна відновити істинну фазу θ (яка пов'язана з DOA), знявши неоднозначність за допомогою методу китайської теореми про залишки. Це дозволяє уникнути похибки у визначенні кута, якщо зсув фази вийшов за межі $[0; 2\pi)$.

Ці підходи дозволяють обробити великі фазові зсуви із забезпеченням коректного визначення DOA навіть у складних сценаріях.

Числовий приклад перетворення фази в кут

Розглянемо приклад перетворення фазового зсуву, отриманого квантовим способом, у фізичну просторову координату.

Для оціненої фази $\theta = \pi/3 \approx 1,047$ рад при довжині хвилі $\Lambda = 0,1$ м та міжелементній відстані $d = 0,05$ м згідно з формулою (12) маємо

$$\gamma = \arcsin(0,1 \cdot 1,047 / (2\pi \cdot 0,05)) = \arcsin 0,333 \approx 0,34 \text{ рад} = 19,47^\circ.$$

Висновки

Аналіз обчислювальної складності класичних та квантових підходів до задачі оцінки напрямку приходу сигналу, зокрема алгоритмів MUSIC та ESPRIT, показав, що основною обмежувальною ланкою класичних алгоритмів є етапи, пов'язані з розкладанням матриць та інверсією, складність яких зростає кубічно зі збільшенням кількості антенних елементів M . Запропонована інтеграція квантових алгоритмів QFT, QPE, HHL у структуру ESPRIT забезпечує поліномічну залежність $O(\text{poly}(\log M))$ обчислювальної складності ключових операцій від M замість класичної кубічної $O(M^3)$.

Представлені результати демонструють потенційні переваги використання квантових обчислень у задачах радіомоніторингу. Квантові підходи не лише зменшують часові та ресурсні витрати, а й забезпечують нову якість обробки сигналів у складних умовах, наприклад при великій кількості антен, слабкому рівні сигналу або частковій корельованості джерел, практично недосяжну для класичного MUSIC без спеціалізованого апаратного прискорення. У цьому контексті поєднання класичних методів оцінки DOA з квантовими прискорювачами виглядає перспективним напрямом подальших досліджень.

Проведене дослідження, попри відсутність повноцінної практичної реалізації, закладає теоретичну основу для майбутньої реалізації квантового ESPRIT в умовах реального часу, як тільки будуть подолані

технічні обмеження. У подальших дослідженнях планується поглиблений теоретичний аналіз квантової моделі ESPRIT та її апробація на квантових емуляторах.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Nan H., Ma X., Han Y., Sheng W. A computationally efficient MUSIC algorithm with an enhanced DOA estimation performance for a crossed-dipole array. *Sensors*, 2025, vol. 25, iss. 11, 3469. <https://doi.org/10.3390/s25113469>
2. Kulkarni S., Thakur A., Soni S. et al. A comprehensive review of direction of arrival (DoA) estimation techniques and algorithms. *Journal of Electronics and Electrical Engineering*, 2025, vol. 4, iss. 1. <https://doi.org/10.37256/jee.4120255708>
3. Salman M.B., Björnson E. DoA Estimation using MUSIC with Range/Doppler Multiplexing for MIMO-OFDM Radar. arXiv preprint arXiv:2506.13258, 2025. Available: <https://arxiv.org/abs/2506.13258>
4. Wu L., Liu Z.M., Huang Z.T. Deep convolution network for direction of arrival estimation with sparse prior. *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, vol. 26, iss. 11, pp.1688–1692. <https://doi.org/10.1109/LSP.2019.2945115>
5. Meng F.X., Yu X.T., Zhang, Z.C. Quantum algorithm for multiple signal classification. *Physical Review A*, 2020, vol. 101, iss. 1, 012334. <https://doi.org/10.1103/PhysRevA.101.012334>
6. Горбатий І. В., Усатий О. А., Цайтлер Б. М.. Порівняння сучасних алгоритмів визначення напрямку приходу радіосигналу. *Труди XXVI Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, Україна, Одеса, 2025, с. 8–9. Available: https://www.old.tkea.com.ua/siet/archive/2025/MIET_2025_08.pdf.
7. Zhou Q.Y., Wu J.W., Wang S.R. et al. Two-dimensional direction-of-arrival estimation based on time-domain-coding digital metasurface. *Applied Physics Letters*, 2022, vol. 121, iss. 18, 181702. <https://doi.org/10.1063/5.0124291>
8. Shmuel D.H., Merkofer J.P., Revach G. Et al. Deep Root-MUSIC: Towards data-driven Root-MUSIC DoA estimation. In: *Proc. IEEE ICASSP 2023*, pp.1–5. <https://doi.org/10.1109/ICASSP49357.2023.10096504>
9. Huang M., Li R., Zou Y. et al. A comprehensive review of metasurface-assisted direction-of-arrival estimation. *Nanophotonics*, 2024, vol. 13, iss. 24, pp.4381–4396. <https://doi.org/10.1515/nanoph-2024-0423>
10. Wang J.W., Huang Z.A., Wan X. et al. Polarization and direction-of-arrival estimations based on orthogonally polarized digital programmable metasurfaces. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2023, vol. 56, iss. 46, 465001. <https://doi.org/10.1088/1361-6463/acce91>
11. Horbatiy I., Usaty O. Investigation of spread spectrum signal analysis methods in modern communication systems. *Information and Communication Technologies in Electrical Engineering*, 2025, vol. 1, iss. 9, pp. 125–129. <https://doi.org/10.23939/ict2025.01.125>
12. Morales M., Singh A., Cao Y. Quantum Linear System Solvers: A Survey of Algorithms and Applications. arXiv preprint [arXiv:2407.05178], 2024. Available: <https://arxiv.org/abs/2407.05178>

Дата надходження рукопису
до редакції 20.05 2025 р.

QUANTUM APPROACH TO DIRECTION OF ARRIVAL ESTIMATION

Quantum approaches to signal direction of arrival (DOA) estimation are gaining significant attention in recent years due to their ability to overcome the computational bottlenecks faced by classical algorithms when scaling to large antenna arrays. Traditional high-resolution algorithms, such as MUSIC and ESPRIT, while powerful and widely used in practice, suffer from cubic computational complexity concerning the number of antenna elements, which significantly limits their practical application in real-time or large-scale systems, especially when high spatial resolution is required.

This paper explores how quantum computing methods can be integrated into classical DOA estimation frameworks to drastically reduce this complexity and enable efficient processing in scenarios that are otherwise computationally prohibitive. In particular, we analyze the application of the Harrow-Hassidim-Lloyd (HHL) algorithm for solving systems of linear equations and the Quantum Phase Estimation (QPE) algorithm for extracting phase information, both of which are essential computational steps in the ESPRIT algorithm.

These quantum procedures rely heavily on the Quantum Fourier Transform (QFT) and its inverse to convert phase-encoded quantum states into measurable outputs, enabling precise extraction of angular information from quantum registers. We further explain how the transformation of non-Hermitian complex matrices into Hermitian or real-valued block matrices allows quantum algorithms to process them efficiently using current theoretical models.

The paper provides a step-by-step breakdown of the quantum-enhanced ESPRIT pipeline and highlights how the reformulation of core matrix operations within the quantum domain offers exponential speedup under ideal conditions. A comparative analysis between classical and quantum versions of the ESPRIT algorithm is presented, supported by a complexity table and a discussion of practical implementation challenges. This work demonstrates that quantum-enhanced ESPRIT can maintain high estimation accuracy while enabling DOA analysis with antenna arrays exceeding one thousand elements. Such scalability would be impractical for classical approaches without massive computational resources or specialized hardware. As a result, the integration of quantum algorithms into signal processing opens a transformative pathway toward scalable and efficient DOA estimation in future radar, navigation, and communication systems.

Keywords: direction of signal arrival, MUSIC, ESPRIT, computational complexity, complex matrices, radio monitoring.

REFERENCES

1. Nan H., Ma X., Han Y., Sheng W. A computationally efficient MUSIC algorithm with an enhanced DOA estimation performance for a crossed-dipole array. *Sensors*, 2025, vol. 25, iss. 11, 3469. <https://doi.org/10.3390/s25113469>
2. Kulkarni S., Thakur A., Soni S. et al. A comprehensive review of direction of arrival (DoA) estimation techniques and algorithms. *Journal of Electronics and Electrical Engineering*, 2025, vol. 4, iss. 1. <https://doi.org/10.37256/jee.4120255708>
3. Salman M.B., Björnson E. DoA Estimation using MUSIC with Range/Doppler Multiplexing for MIMO-OFDM Radar. arXiv preprint arXiv:2506.13258, 2025. Available: <https://arxiv.org/abs/2506.13258>
4. Wu L., Liu Z.M., Huang Z.T. Deep convolution network for direction of arrival estimation with sparse prior. *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, vol. 26, iss. 11, pp.1688–1692. <https://doi.org/10.1109/LSP.2019.2945115>
5. Meng F.X., Yu X.T., Zhang, Z.C. Quantum algorithm for multiple signal classification. *Physical Review A*, 2020, vol. 101, iss. 1, 012334. <https://doi.org/10.1103/PhysRevA.101.012334>
6. Horbatyi I. V., Usaty O. A., Tsaitler B. M. Comparison of modern algorithms for determining the direction of arrival of a radio signal. *Proc. of the 26th ISPC «Modern information and electronic technologies»*, Odesa, Ukraine, 2025, pp. 8–9. Available: https://www.old.tkea.com.ua/siet/archive/2025/MIET_2025_08.pdf/
7. Zhou Q.Y., Wu J.W., Wang S.R. et al. Two-dimensional direction-of-arrival estimation based on time-domain-coding digital metasurface. *Applied Physics Letters*, 2022, vol. 121, iss. 18, 181702. <https://doi.org/10.1063/5.0124291>
8. Shmuel D.H., Merkofer J.P., Revach G. Et al. Deep Root-MUSIC: Towards data-driven Root-MUSIC DoA estimation. In: *Proc. IEEE ICASSP 2023*, pp.1–5. <https://doi.org/10.1109/ICASSP49357.2023.10096504>
9. Huang M., Li R., Zou Y. et al. A comprehensive review of metasurface-assisted direction-of-arrival estimation. *Nanophotonics*, 2024, vol. 13, iss. 24, pp.4381–4396. <https://doi.org/10.1515/nanoph-2024-0423>
10. Wang J.W., Huang Z.A., Wan X. et al. Polarization and direction-of-arrival estimations based on orthogonally polarized digital programmable metasurfaces. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2023, vol. 56, iss. 46, 465001. <https://doi.org/10.1088/1361-6463/acce91>
11. Horbatyi I., Usaty O. Investigation of spread spectrum signal analysis methods in modern communication systems. *Information and Communication Technologies in Electrical Engineering*, 2025, vol. 1, iss. 9, pp. 125–129. <https://doi.org/10.23939/ictee2025.01.125>
12. Morales M., Singh A., Cao Y. Quantum Linear System Solvers: A Survey of Algorithms and Applications. arXiv preprint [arXiv:2407.05178], 2024. Available: <https://arxiv.org/abs/2407.05178>



Copyright: © 2025 by the authors. 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/>).

Дмитро ЗАХАРЧЕНКО^{1, 2}, Сергій СТЕПЕНКО²

Україна, Чернігів, ¹Центр протимінної діяльності Міністерства оборони України,

²Національний університет «Чернігівська політехніка»

E-mail: dimazakhar@gmail.com, serhii.stepenko@stu.cn.ua

ПОРІВНЯННЯ МЕТОДІВ МОДУЛЯЦІЇ КВАЗІІМПЕДАНСНОГО ІНВЕРТОРА В АВТОНОМНІЙ СИСТЕМІ ЖИВЛЕННЯ З НАКОПИЧУВАЧАМИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Комплексно розглянуто сучасну автономну систему енергоживлення з накопичувачами електроенергії, приділено увагу всім значним її компонентам. Описано сучасні системи керування квазіімпедансним інвертором у складі такої системи, представлено переваги та недоліки кожної з них, методи розрахунку головних параметрів, запропоновано побудову систем керування за допомогою програмного забезпечення MATLAB/Simulink. Проведене моделювання дозволило вибрати оптимальний метод керування для дворівневого квазіімпедансного інвертора у складі зазначеної системи живлення.

Ключові слова: накопичувач електроенергії, автономна система живлення, метод модуляції, квазіімпедансний інвертор.

У процесі розвитку електроенергетики все досконалішими стають електроенергетичні об'єкти, а саме більш безпечними, екологічними, ефективними та економічно вигідними. З розвитком та розповсюдженням альтернативних джерел енергії підвищується потреба в автономних системах живлення для використання та передачі отриманої «зеленої» шляхом електроенергії. Із впровадженням автономних систем живлення та вдосконаленням їхніх параметрів почали формуватися мікромережі. Мікромережею вважається локальна енергетична мережа, що може містити засоби розподілу, передачі, генерації, перетворення та споживання електроенергії [1, 2] і яку можна від'єднати від загальної мережі та отримати автономну.

Зберіганням енергії можна назвати формування масиву енергії, яка використовується для подачі споживачам у необхідний час. У мікромережах приватних домогосподарств, підприємств тощо, живлення яких відбувається з відновлювальних джерел, питання зберігання енергії при її генерації у надмірній кількості або забезпечення споживання у разі недостатньої генерації виникає через нерівномірність можливостей генерації, її залежності від зовнішніх умов та нерівномірності споживання енергії. Саме такі коливання показників мікромережі спричиняють необхідність зберігання електроенергії, і вибір оптимального способу зберігання має велике значення для ефективності системи в цілому. Пошук нових матеріалів, розробка новітніх технологій є ключем до прогресу у питанні накопичення енергії.

Сучасні домогосподарства зазвичай мають незалежні джерела енергії, такі як вітрові генератори,

фотоелектричні панелі та подібне обладнання для виробництва зеленої енергії. Прогнозується, що незабаром зростатиме кількість господарств, що споживають енергію, яку самі й виробляють. Цей процес полегшує та зменшує навантаження на великі національні електричні мережі, а також сприяє загальній енергетичній безпеці країни.

Аналіз публікацій та постановка проблеми

Опубліковані на цей час матеріали описують схеми, методи керування та типи взаємодії елементів мікромереж для різних застосувань. Широкий огляд існуючих джерел дає можливість провести комплексний аналіз та подальше моделювання роботи інвертора для визначення найбільш раціонального поєднання елементів системи мікромережі з метою використання у заданих умовах. А в умовах вже наявних та потенційних пошкоджень енергосистеми країни в результаті російської агресії набувають значної актуальності питання дослідження, модернізації та впровадження мікромереж для живлення приватних домогосподарств або підключення таких систем до загальної мережі по «зеленому тарифу».

У роботі [3] проведено моделювання системи керування потужністю багаторівневого інвертора Quasi Z-Source (qZSI) з H-мостом для фотоелектричних систем, під'єднаних до мережі. Ця топологія має численні переваги, що робить її надійною та придатною для фотоелектричних застосувань. Завдяки імпедансній мережі та каскадній структурі H-моста забезпечується високий коефіцієнт підсилення, зменшення загального гармонійного спотворення (THD) та висока надійність у фотоелектричних системах. Автори розглядають п'ятирівневий каскадний qZSI з H-мостом, для якого була розроблена імпедансна

Роботу виконано за підтримки Міністерства освіти і науки України (проект № 0123U100975)

мережа. Також у цій роботі був спроектований фотоелектричний інвертор потужністю 2 кВт·А за допомогою MATLAB/Simulink. У статті ґрунтовно описано роботу інвертора в зазначених умовах, однак нічого не сказано про можливість використання накопичувача електроенергії як джерела живлення, а також розглянуто використання багаторівневої структури інвертора, але нічого не сказано про класичну однорівневу побудову.

У статті [4] пропонується розширений варіант інвертора з комутованою індуктивністю SL-qZSI. Новий інвертор — ESL-qZSI — містить додаткову індуктивність та три діоди. Він має точку заземлення джерела постійного струму, безперервний вхідний струм та відсутність пускового струму. Порівняно з SL-qZSI цей інвертор має меншу перенапругу на конденсаторі при однаковому значенні коефіцієнта перетворення напруги, що призводить до нижчої напруги ланки постійного струму, а також вищий коефіцієнт посилення напруги при тому ж вхідному джерелі та індексі модуляції. Варіантом подальшого розвитку топологій qZSI, проаналізованих у статті, є використання різних наявних методів керування роботою інвертора, а також застосування накопичувачів електроенергії як джерела живлення.

У статті [5] представлено концептуальне дослідження функціонування qZSI з частковим навантаженням, яке демонструє два важливих аспекти для підтримки максимально можливої продуктивності в бажаному робочому діапазоні. Розглянуто проектування, що стосується правильного визначення індуктивності імпедансної мережі з використанням лінійних та нелінійних дроселів, та керування, засноване на використанні вищої ефективної частоти комутації шляхом перемикання між різними схемами модуляції. Описаний підхід до керування режимами роботи інвертора є перспективним та відкриває додаткові можливості. Для подальших досліджень цього підходу доцільним є розширення переліку методів керування інвертором, комбінацій їх застосування, а також використання різних джерел струму для вхідного живлення.

У статті [6] запропоновано схему qZSI, описано переваги та її недоліки порівняно з інвертором Z-Source (ZSI), проведено моделювання його роботи та проаналізовано два методи керування — *maximum boost control* та *maximum constant boost control*, але немає їх порівняння з іншими розповсюдженими методами керування роботою qZSI.

У статті [7] пропонується нова топологія, заснована на повторюваних H-мостах qZSI, що призначається для однофазних фотоелектричних систем. Потенційними її перевагами є зменшення кількості пасивних компонентів та покращення якості генерації енергії. Для керування новою топологією було розроблено відповідний метод модуляції з

необхідними сигналами зі зсувом фаз та наскрізними станами. Ця топологія є перспективною для подальшого вивчення та впровадження, при цьому недослідженим є впровадження накопичувачів електроенергії як джерела живлення.

Крім сказаного, слід зауважити, що серед наявних публікацій практично немає робіт, присвячених порівнянню широкого спектра наявних методів керування інвертором, а також питанням використання накопичувачів енергії та визначення оптимальної методики керування саме за умови живлення за від цього джерела.

Метою цієї роботи є аналіз наявних методів керування роботою інвертора у складі автономної системи живлення, моделювання та визначення показників роботи системи за допомогою засобів MATLAB/Simulink. На основі отриманих показників за результатами моделювання може бути визначено найбільш раціональні методи керування роботою системи.

Автономна система енергоживлення з накопичувачами електроенергії

Основними елементами мікромережі, представленої на **рис. 1**, є фотоелектричні панелі (ФП), акумуляторна батарея (АКБ), система управління батареєю (англ. *battery management system*, BMS) інвертор DC/AC, навантаження на змінному струмі та система розподілу електроенергії. Для можливості зняття максимальної потужності з фотопанелей у різних умовах навколишнього середовища їх під'єднують до системи відстеження точки максимальної потужності (MPPT). Система контролю роботи накопичувача електроенергії відстежує його найважливіші параметри, такі як напруга, струм, рівень заряду, температура тощо. Таким чином забезпечується оптимальна робота накопичувача та уникнення його непередбаченого старіння або виходу з ладу, перезарядження чи глибокого розрядження, вихід за межі робочої температури тощо. Інвертор DC/AC перетворює постійний струм з накопичувача та фотопанелей у змінний, який передається до навантажень чи мережі загального користування.

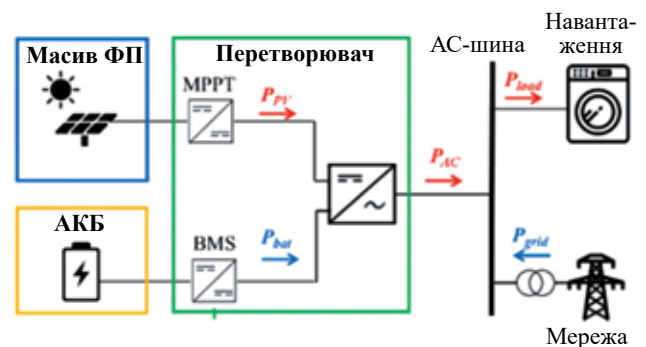


Рис. 1. Мікромережа з фотоелектричними панелями та накопичувачем електроенергії [1]

Аналіз компонентів системи енергоживлення

Накопичувачі електроенергії. Науково-технічний прогрес у створенні нових типів та вдосконаленні існуючих акумуляторних батарей істотно впливає на електроенергетичні об'єкти в цілому. Існування давно розроблених та доведених до логічного кінця моделей АКБ робить їх конкурентоспроможними завдяки поширеності та вузькоспеціалізованим особливостям. При цьому морально застарілі типи АКБ здебільшого мають винятково низьку вартість, що робить неконкурентоспроможними, а значить, і малопоширеними сучасні й екологічні моделі АКБ. На сьогодні проводити глибоке дослідження таких АКБ немає сенсу, але очевидно, що за ними майбутнє.

Сучасні АКБ виконують як один або декілька об'єднаних у спільному корпусі елементів. Вони характеризуються такими основними параметрами: ємність акумулятора, зовнішні розміри, термін експлуатації, кількість циклів перезарядки, діапазон робочої температури, параметри саморозряду, швидкість зарядки, напруга однієї секції, екологічність [8]. Режим обслуговування, заряджання та встановлення акумулятора залежить від типу електроліту — рідина чи гель.

Найбільш поширеними типами АКБ є свинцево-кислотні, нікель-метал-гідридні, нікель-кадмієві, літій-іонні, літій-залізо-фосфатні, літій-полімерні, і від типу залежить їхня вартість, ємність, температурний режим роботи, розміри, кількість циклів перезарядки тощо. АКБ виконуються як один елемент або кілька елементів, з'єднаних паралельно чи послідовно. Деякі види АКБ мають елементи управління для забезпечення контролю режиму заряду/розряду і захисту при експлуатації.

Якщо брати до уваги баланс переваг і недоліків кожного з типів АКБ і умови їх використання, то найбільш перспективними вбачаються Li-іон-акумулятори [9]. Вони зберігають працездатність протягом 10–15 років, мають збалансовану вартість одиниці ємності, вираженої у Вт·год, велику напругу однієї комірки, оптимальне відношення об'єму до маси, низький саморозряд, стабільний потік енергії до навантаження, мобільність, широкий спектр умов експлуатації. З кожним роком поширення АКБ цього типу зростає, вартість знижується, параметри та характеристики вдосконалюються, і схоже на те, що у майбутньому оптимальність такого вибору буде лише зростати. Перспективним напрямком можна вважати також і розвиток літєвих АКБ інших типів, але на сьогодні їхніми головними недоліками є чутливість до надмірного розряджання та перезаряджання, перегрів та швидке старіння, необхідність використання внутрішніх систем захисту і при всьому цьому — висока вартість.

Заряд/розряд літій-іонних накопичувачів електроенергії. Для підтримки необхідних умов експлуатації літєвих накопичувачів необхідно застосовувати систему, призначену для відстеження та контролю рівня заряду накопичувача. Основними її завданнями є моніторинг, захист, обчислення та обмін інформацією. Головна та найважливіша функція — моніторинг стану накопичувача, а саме оцінювання рівня заряду через відношення доступної ємності до його повної ємності. Від достовірності такої оцінки в результаті залежить ступінь зниження ємності АКБ у довгостроковій перспективі, старіння, збільшення відмов та аварійних ситуацій, збільшення витрат на її обслуговування.

Для впровадження систем керування літєвими накопичувачами використовуються інтелектуальні обчислювальні методи, наприклад фільтр Калмана та штучна нейронна мережа [10]. Такі системи необхідні для контролю струму, напруги, температури, старіння та прогнозу старіння накопичувача і вимагають не лише контролю цих параметрів, а й достатньої точності їх зчитування та оброблення. Процес обробки складається з таких етапів, як вимірювання власного опору, вимірювання напруги ланцюга, випробування на розряд, кулонівський підрахунок та інші інтелектуальні методи.

Згадані обчислювальні методи мають такі переваги, як висока точність, простота процесу вимірювання необхідних параметрів, можливість обчислення у реальному часі та здатність до самонавчання, що є необхідним в умовах динамічної моделі поведінки АКБ у процесі експлуатації. Похибки у роботі цих систем складають 2,8% для фільтра Калмана та 2,6% для технології штучної нейронної мережі. Ці технології у системі керування вимагають точного моделювання батареї та визначення впливу факторів, таких як температура та ступінь заряду. Їх використання потребує об'єднання великої кількості даних, що своєю чергою призводить до складних обчислень і наявності значного масиву даних. Для оптимізації вимог до системи контролю, а також покращення точності її функціонування, оптимальним є поєднання фільтра Калмана та штучної нейронної мережі, що дозволяє компенсувати недоліки двох окремих методів та підвищити точність оцінки рівня заряду літєвого накопичувача до 1%.

Інвертор DC/AC для перетворення постійного струму у змінний з можливістю підвищення або зниження в одноступеневому виконанні є гарною альтернативою традиційним інверторам напруги (VSI) або струму (CSI). Після розроблення першого інвертора ZSI у 2003 році ці пристрої постійно розвиваються і на сьогодні мають значну кількість структур та типів. Принцип роботи цього типу інверторів передбачає використання стану, який полягає у замкненні однієї або двох пар послідовних транзисторів для створення короткочасного короткого

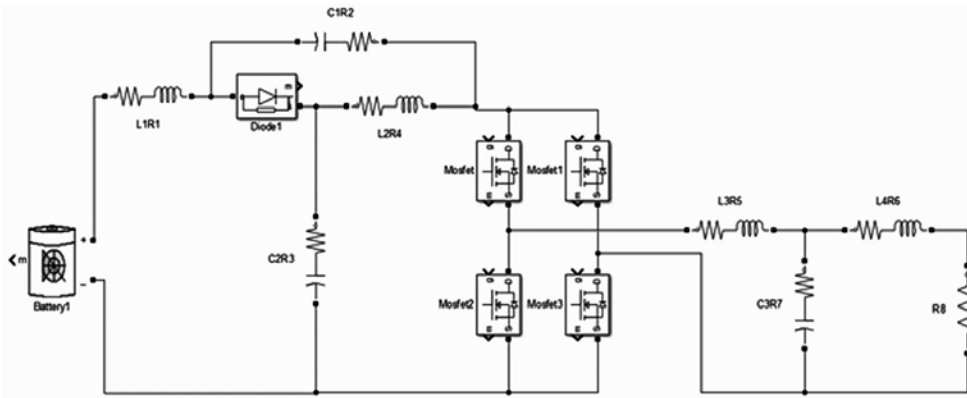


Рис. 2. Схема інвертора типу qZSI

замикання інвертора. Застосування цього режиму стало можливим завдяки наявності імпедансу у ланці постійного струму.

Серед популярних типів структур ZSI можна виділити qZSI [11], яка отримала розповсюдження через свою простоту та безперервність вхідного струму (рис. 2). Застосовується qZSI для фотоелектричних систем живлення, електромобілів та накопичувачів електроенергії і стає все більш потужним та оптимальним рішенням для перетворення електроенергії у системах живлення. Такий тип інвертора вважається стабільним перетворювачем постійного струму у змінний з подальшою подачею перетвореного струму до мережі загального користування. Вибір типу системи керування інвертором та її реалізація має суттєвий вплив на його експлуатаційні показники.

Аналіз методів керування системою енергоживлення

Традиційним методом керування є широтно-імпульсна модуляція (англ. *pulse width modulation*, PWM), що використовується для інверторів VSI та CSI. У системі керування інвертора qZSI він може мати режим підвищення напруги (англ. *boost*) [13, 14] — короткочасне коротке замикання плечей інвертора, що дозволяє підвищити вихідну змінну напругу порівняно з традиційним PWM.

Метод PWM для однофазного дворівневого qZSI формує два модулюючих сигнали: синусоїдальний та трикутний. За допомогою логічних операторів отримується бінарний сигнал для безпосереднього керування роботою транзисторів. За наявності регулятора синусоїдальний сигнал замінюється сигналом з регулятора [14].

На рис. 3 показана схема генерації імпульсів PWM та її осцилограма, отримані у MATLAB/Simulink. Опорним тут є трикутний сигнал, що формується блоком «Repeating sequence», задавальний синусоїдальний сигнал — блоком «Sine wave». Коли модуль амплітуди опорного сигналу більший, ніж задавального, за допомогою операторів порівняння формуються логічні сигнали S1 та S2 для керування роботою транзисторів (рис. 4).

Метод *simple boost control* (SBC) полягає в тому, що до синусоїдального сигналу, який формується методом PWM, додаються сигнали, що обмежують його на додатному та від'ємному півперіодах [15]. На проміжках, де трикутний сигнал за модулем перевищує обмежувальний, формується стан наскрізної провідності (англ. *shoot-through*). Якщо тривалість цього стану T_0 , а період опорного сигналу T , тоді коефіцієнт заповнення розраховується як

$$D = T_0 / T. \quad (1)$$

Перевагою методу SBC є простота його реалізації, недоліком — відсутність нульового стану перемикавання, що збільшує навантаження на пасивні елементи. При формуванні режиму shoot-through вмикаються усі транзистори, і втрати на перемикавання зростають.

На рис. 5 показано задавальний трикутний та опорний синусоїдальний сигнали, а також обмежувальний сигнал. На проміжках, де обмежувальний сигнал за модулем більший, ніж задавальний, формується стан shoot-through, що відповідає коротким імпульсам на осцилограмах S1, S2 на рис. 6.

Параметри, що визначають роботу методу SBC:

– індекс модуляції

$$M = 1 - D; \quad (2)$$

– boost-фактор

$$B = 1 / (2M - 1); \quad (3)$$

– коефіцієнт посилення напруги

$$G = MB = M / (2M - 1). \quad (4)$$

Метод *constant boost control* (CBC) відрізняється від SBC тим, що до синусоїдального сигналу додається сигнал третьої гармоніки. Задавальний трикутний та обмежувальні сигнали залишаються незмінними. Коли модуль трикутного сигналу перевищує обмежувальний, формується стан shoot-through. Цей метод контролю дозволяє зменшити розмір системи і вартість компонентів, забезпечує високий коефіцієнт посилення напруги, одночасно підтримуючи необхідну скважність та зменшуючи навантаження на транзисторах [16].

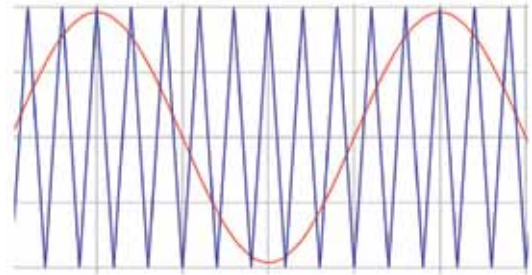


Рис. 3. Логічна схема генерації імпульсів PWM та її осцилограма

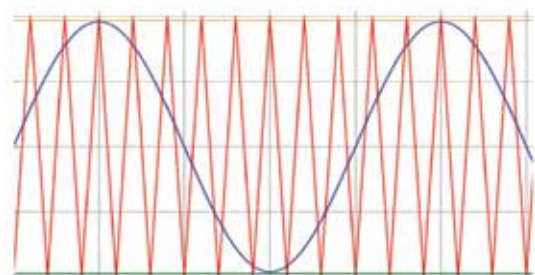
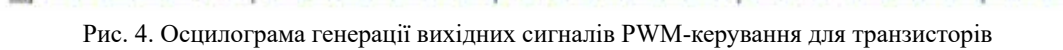
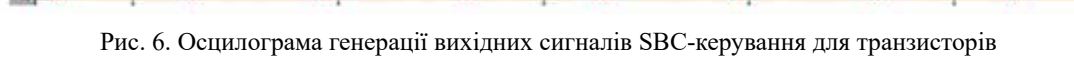


Рис. 5. Логічна схема генерації імпульсів SBC та її осцилограма



На **рис. 7** показано задавальний трикутний, опорний синусоїдальний з додаванням третьої гармоніки, а також обмежувальні сигнали. На проміжках, де обмежувальний сигнал за модулем більше задавального, формується стан shoot-through (**рис. 8**).

У методі *maximum boost control* (МВС) використовуються лише синусоїдальний та трикутний сигнали [17]. Кожен нульовий стан стає станом наскрізної провідності для досягнення максимального значення підсилення. Кожен транзистор має окремий логічний сигнал керування. Цей метод дозволяє усунути деякі обмеження методу SBC завдяки максимальному підсиленню. При використанні МВС нульовий стан повністю замінюється станом наскрізної провідності, що призводить до зменшення напруги на комутаторі порівняно з SBC. Цей стан генерується порівнянням логічним оператором мінімального та максимального значень модулюючих сигналів. Тому в момент, коли опорний сигнал перевищить максимальне або стане меншим за мінімальне значення модулюючого сигналу, почне генеруватись сигнал shoot-through. Отже метод МВС подібен до SBC, однак не використовує обмежувальні сигнали [18]. У разі необхідності розширити діапазон модуляції може бути застосована третя гармоніка — такий метод керування має назву *maximum constant boost control* (MCBC) [17]. Обидва

ці методи, і МВС, і MCBC, вносять низькочастотні пульсації у вихідний струм інвертора, що призводить до підвищення вимог до характеристик пасивних компонентів на низькій вихідній частоті. Перевагами цих методів є отримання максимальної вихідної напруги, тобто максимального коефіцієнта посилення, недоліком — збільшення втрат на перемикання транзисторів.

Параметри, що визначають роботу методу МВС [19]:

– коефіцієнт заповнення

$$D = \frac{T_0}{T} = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi}; \quad (5)$$

– boost-фактор

$$B = \frac{1}{1 - 2D} = \frac{2\pi^2 - 2\sqrt{3}\pi M}{-2\pi^2 + 6\sqrt{3}M - 9M^2}; \quad (6)$$

– коефіцієнт посилення напруги

$$G = MB = \frac{2\pi^2 M - 2\sqrt{3}\pi M^2}{-2\pi^2 + 6\sqrt{3}M - 9M^2}. \quad (7)$$

На **рис. 9** показано задавальний трикутний сигнал та опорні синусоїдальні сигнали. Стан shoot-through формується у результаті порівняння логічним опе-

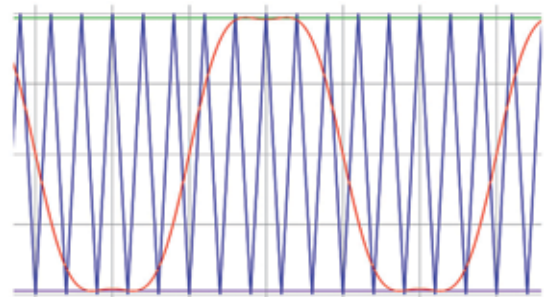
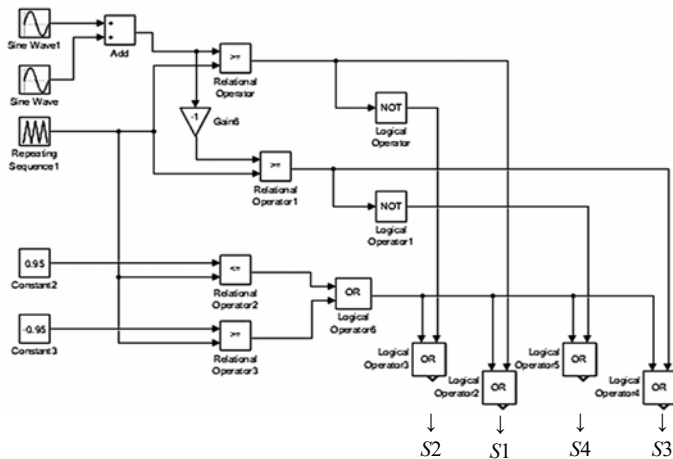


Рис. 7. Логічна схема генерації імпульсів CBC та її осцилограма

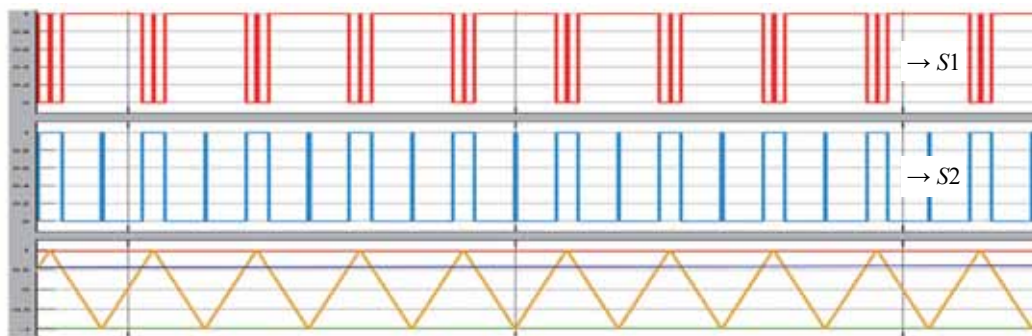


Рис. 8. Осцилограма генерації вихідних сигналів CBC-керування для транзисторів

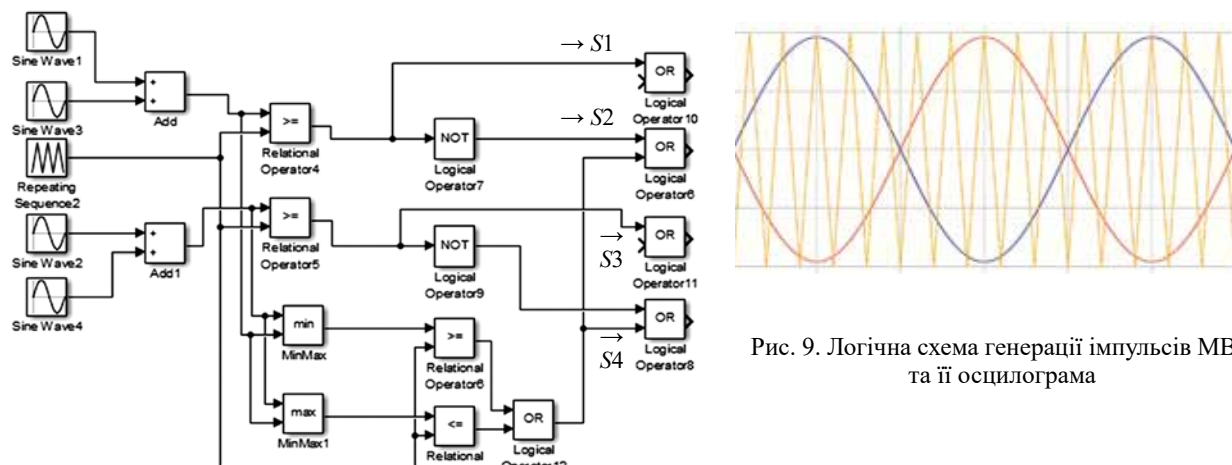


Рис. 9. Логічна схема генерації імпульсів МВС та її осцилограма

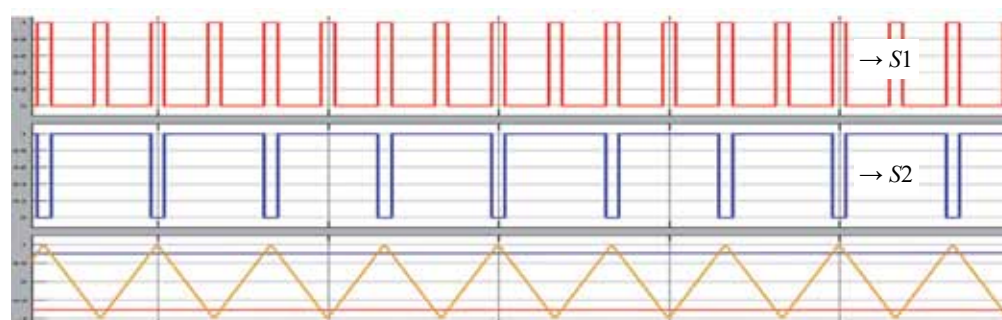


Рис. 10. Осцилограма генерації вихідних сигналів МВС-керування для транзисторів

ратором мінімального та максимального значення моделюючих сигналів в момент, коли опорний сигнал перевищуватиме максимальне значення моделюючого сигналу (рис. 10).

Результати моделювання та їх обговорення

Результати моделювання роботи інвертора типу $qZSI$ у складі автономної системи енергоживлення навантаження потужністю 2 кВт змінним струмом напругою 220 В та частотою 50 Гц із розглянутими вище методами керування наведено на рис. 11 (метод МВС не розглядався через зазначені вище недоліки).

Джерело живлення являло собою шість послідовно встановлених літій-іонних акумуляторів номінальною напругою 48 В (56 В у повністю зарядженому стані) та ємністю 12 А·год кожен.

Як видно з рис. 11, для методів керування PWM та SBC форма вихідного сигналу напруги та струму візуально наближається до синусоїдальної, для СВС має місце незначне спотворення форми — “зрізані вершини” через додавання моделюючого сигналу третьої гармоніки до синусоїдального. Розрахований за допомогою FFT-аналізу у середовищі MATLAB/Simulink кількісний показник загальних гармонійних

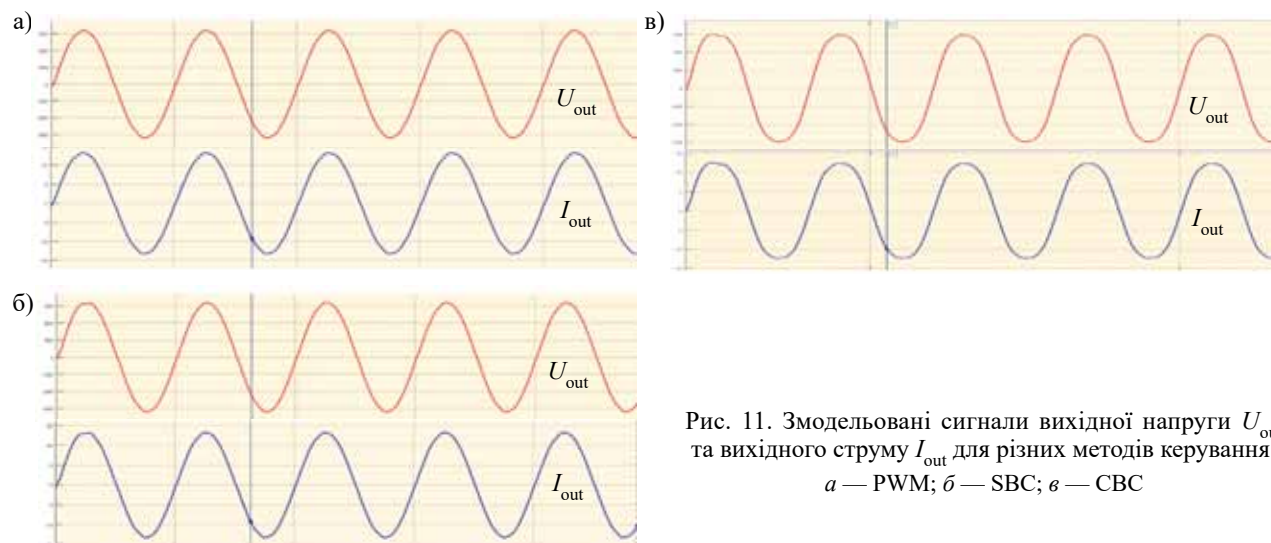


Рис. 11. Змодельовані сигнали вихідної напруги U_{out} та вихідного струму I_{out} для різних методів керування: а — PWM; б — SBC; в — СВС

Характеристики методів модуляції

Метод	Загальне гармонійне спотворення вихідного струму, %	Напруга на ланці постійного струму, В	Індекс модуляції для номінальної вихідної напруги	Реалізаційна складність
PWM	0,88	335	0,96	низька
SBC	0,77	349	0,90	низька
CBC	6,80	348	0,84	середня

спотворень, наведений серед інших характеристик методів модуляції у **таблиці**, підтверджує це. До реалізаційної складності відноситься ступінь навантаження на компоненти системи керування та перетворення, складність підбору компонентів та налаштування системи керування. Цей параметр є оціночним та може змінюватись залежно від характеристик електроенергетичної системи та вимог до приладів споживання.

Аналіз отриманих результатів вказує на те, що серед розглянутих методів керування оптимальним можна вважати метод керування SBC — він забезпечує найвищу вихідну напругу і при цьому має середній показник загальних гармонійних спотворень та низький рівень реалізаційної складності.

Висновки

За результатами моделювання роботи інвертора у складі системи живлення навантаження потужністю 2 кВт змінною напругою (220 В, частотою 50 Гц) із різними методами керування і живленням від літій-іонних накопичувачів електроенергії можна зробити такі висновки.

В умовах поставлених до модельованої системи вимог оптимальним методом керування є SBC, який при найкращій ефективності серед розглянутих методів керування має достатньо низький показник загальних гармонійних спотворень і низький рівень реалізаційної складності.

При цьому слід зазначити, що в реальних умовах експлуатації автономних систем електроживлення вибір методів модуляції для квазіімпульсного інвертора обумовлюється не лише ефективністю перетворення, а й рядом практичних обмежень. Так, широтно-імпульсна модуляція (PWM), що є найпростішою у реалізації, має обмежену здатність до підсилення напруги, оскільки не використовує режим shoot-through. Це зменшує її ефективність у системах з низькою вхідною напругою, а якість вихідної напруги та/або струму може знижуватися при зростанні навантаження. А для методу simple boost control (SBC) обмеження пов'язані з відсутністю нульового стану перемикачів, що збільшує навантаження на пасивні елементи інвертора. Крім того, всі транзистори одночасно активуються в режимі наскрізної провідності, що призводить до зростання теплових втрат і підвищення вимог до системи охолодження.

Практичне використання методу constant boost control (CBC), який завдяки додаванню третьої гармоніки до модулюючого сигналу забезпечує розширений діапазон підсилення, ускладнюється через значно вищі гармонійні спотворення (до 6,8%) та необхідність використання додаткових фільтрів. Крім того, реалізація цього алгоритму складніша і потребує ретельного збалансування параметрів системи керування для забезпечення стабільної роботи.

Інші методи, зокрема maximum boost control (MBC) та maximum constant boost control (MCBC), хоча й забезпечують найвищий коефіцієнт підсилення, мають суттєві обмеження, пов'язані зі створенням низькочастотних пульсацій, що ускладнює проектування пасивних компонентів, а також зі значними втратами на перемикач через одночасне увімкнення всіх ключів. Такі методи доцільно застосовувати лише у стаціонарних системах із потужним охолодженням та якісними елементами фільтрації.

Результати проведеного дослідження можуть бути використані для обґрунтованого вибору оптимального методу модуляції в автономних системах енергоживлення з накопичувачами електроенергії.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- Georgious R., Refaat R., Garcia J., Daoud A. A. Review on energy storage systems in microgrids, *Electronics*, 2021, vol. 10, iss. 17, 2134. <https://doi.org/10.3390/electronics10172134>
- Annuk A., Yaïci W., Lehtonen M. ET AL. Simulation of energy exchange between single prosumer residential building and utility grid. *Energies*, 2021, vol. 14, iss. 6, 1553. <https://doi.org/10.3390/en14061553>
- Umarani D., Ramalingam Si. Modeling and control of quasi Z-source cascaded H-bridge multilevel inverter for grid connected photovoltaic systems. *Energy Procedia*, 2016, vol. 90, pp. 250–259. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2016.11.192>
- Ghodsi M., Barakati M., Wu B. Extended switched-inductor quasi-Z-source inverter: Modeling and prototype realization. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2018, vol. 29, e2744. <https://doi.org/10.1002/etep.2744>
- Abdelhakim A., Davari P., Blaabjerg F., Mattavelli P. Analysis and design of the quasi-Z-source inverter for wide range of operation. *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Padua, Italy, 2018, pp. 1–6, <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2018.8458486>
- Gitizadeh M., Nayeripour M., Akrami A. Maximum constant boost control for QZSI in a fuel cell system. *2012 Second Iranian Conference on Renewable Energy and Distributed Generation*, Tehran, Iran, 2012, pp. 7–11, <https://doi.org/10.1109/ICREDG.2012.6190473>

7. Barath N., Soundarrajan A., Stepenko S. et al. Interleaved Single-phase quasi-switched boost and active quasi-z-source inverter. *2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 874–878, <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088907>

8. Фесенко А. П., Єршов Р. Д., Степенко С. А. Огляд та обґрунтування вибору акумуляторних батарей для автономної системи електроживлення на основі фотоелектричних перетворювачів. *Технічні науки та технології*, 2017, № 1(7), с. 177–186. <http://tst.stu.cn.ua/article/view/105255>

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

10. Dao V.Q., Dinh M.C., Kim C.S. et al. Design of an effective state of charge estimation method for a lithium-ion battery pack using extended kalman filter and artificial neural network. *Energies*, 2021, vol. 14, iss. 9, 2634. <https://doi.org/10.3390/en14092634>

11. Захарченко Д.С. Огляд та дослідження методів керування роботою квазі-Z-інвертора підключеного до мережі. Тези доповідей II Міжнародної науково-практичної конференції «Новітні технології сучасного суспільства (HTCC-2021)»: Ч. 1, Україна, Чернівці, 2021, с. 161–163. <http://ir.stu.cn.ua/123456789/25793>

12. Zhu M., Yu K., Luo F. L. Switched inductor Z-source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, pp. 2150–2158. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2046676>

13. Sahan B., Vergara A. N., Henze N. et al. A single-stage PV module integrated converter based on a low-power current-source inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55, no. 7, pp. 2602–2609 <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.924160>

14. Xu P., Zhang X., Zhang C. -w. et al. Study of Z-source inverter for grid-connected PV systems, *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea (South), 2006, pp. 1–5, <https://doi.org/10.1109/pesc.2006.1712266>

15. DebBarman S., Roy T. Different types of PWM techniques analysis for Z-source inverter, *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2014, vol. 9, iss. 3, pp. 9–17. <https://doi.org/10.9790/1676-09340917>

16. Roncero-Clemente C., Husev O., Stepenko S. et al. Interleaved single-phase quasi-Z-source inverter with special modulation technique, *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 593–598. <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100310>

17. Lakhimsetty S. Simulation of Z-source inverter using maximum boost control PWM technique, *International Journal of Simulation Systems*, 2013, vol. 2, iss. 7, pp. 49–59. <https://doi.org/10.9790/1676-09340917>

18. Roncero-Clemente C., Stepenko S., Husev O. et al. Maximum boost control for interleaved single-phase Quasi-Z-Source inverter", *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, China, 2017, pp. 7698–7703. <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217349>

19. Umarania D., Seyezhai Dr.R. Modeling and control of Quasi Z-Source Cascaded H-bridge multilevel inverter for grid connected photovoltaic systems, *Energy Procedia*, 2016, vol. 90, pp. 250–259. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2016.11.192>

Дата надходження рукопису
до редакції 10.02 2025 р.

DOI: 10.15222/TKEA2025.1-2.17

UDC 621.314.25:621.316.9:621.311.243

Dmytro ZAKHARCHENKO^{1,2}, Serhii STEPENKO²

Ukraine, Chernihiv, ¹Mine Action Center of the Ministry of Defense
of Ukraine, ²Chernihiv Polytechnic National University
E-mail: dimazakhar@gmail.com, serhii.stepenko@stu.cn.ua

COMPARISON OF MODULATION METHODS FOR QUASI-IMPEDANCE SOURCE INVERTER IN AN AUTONOMOUS POWER SYSTEM WITH ELECTRICAL ENERGY STORAGE

This paper presents a comprehensive study of a modern autonomous power supply system with energy storage devices, focusing on all significant components within the system. Modern inverter control systems are described, highlighting the advantages and disadvantages of each method, the calculation approaches for key parameters, and the proposed implementation of control systems using MATLAB/Simulink software. The modeling of control systems for a two-level quasi-impedance inverter within an autonomous power supply system with energy storage is conducted.

Based on the simulation results for powering a 2 kW AC load (220 V, 50 Hz) using lithium-ion energy storage and various control methods, a comparative table of the main performance indicators of modulation techniques is provided. Under the specified system requirements, the optimal control method is simple boost control (SBC), which offers the best efficiency among the considered techniques while maintaining low total harmonic distortion and a low implementation complexity.

It should be noted, however, that in real-world applications, the choice of modulation technique for a quasi-impedance inverter depends not only on conversion efficiency but also on practical constraints. For example, pulse-width modulation (PWM), the simplest to implement, lacks voltage-boosting capability due to the absence of shoot-through mode, reducing its effectiveness in low-input-voltage systems and potentially degrading output quality under high load. SBC, in turn, is limited by the absence of a zero switching state, increasing stress on passive inverter components. Additionally, the simultaneous activation of all transistors during shoot-through mode leads to higher thermal losses and increased cooling requirements.

The practical application of constant boost control (CBC), which extends the voltage gain range by adding a third harmonic to the modulation signal, is hindered by higher harmonic distortion (up to 6.8%) and the need for additional filtering. Moreover, its implementation is more complex and demands precise parameter tuning for stable operation.

Other techniques, such as maximum boost control (MBC) and maximum constant boost control (MCBC), although capable of achieving the highest voltage gain, introduce significant low-frequency ripples, complicating passive component design, and cause considerable switching losses due to simultaneous key activation. These methods are more suitable for stationary systems with robust cooling and high-quality filtering.

The results of this study can support the justified selection of optimal modulation techniques for autonomous power systems with energy storage devices.

Keywords: energy storage, autonomous power supply system, modulation method, quasi-impedance inverter.

REFERENCES

- Georgious R., Refaat R., Garcia J., Daoud A. A. Review on energy storage systems in microgrids, *Electronics*, 2021, vol. 10, iss. 17, 2134. <https://doi.org/10.3390/electronics10172134>
- Annuk A., Yaici W., Lehtonen M. ET AL. Simulation of energy exchange between single prosumer residential building and utility grid. *Energies*, 2021, vol. 14, iss. 6, 1553. <https://doi.org/10.3390/en14061553>
- Umarani D., Ramalingam Si. Modeling and control of quasi Z-source cascaded H-bridge multilevel inverter for grid connected photovoltaic systems. *Energy Procedia*, 2016, vol. 90, pp. 250–259. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2016.11.192>
- Ghodsi M., Barakati M., Wu B. Extended switched-inductor quasi-Z-source inverter: Modeling and prototype realization. *International Transactions on Electrical Energy Systems*. 2018, vol. 29, e2744. <https://doi.org/10.1002/etep.2744>
- Abdelhakim A., Davari P., Blaabjerg F., Mattavelli P. Analysis and design of the quasi-Z-source inverter for wide range of operation. *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Padua, Italy, 2018, pp. 1–6, <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2018.8458486>
- Gitizadeh M., Nayeripour M., Akrami A. Maximum constant boost control for QZSI in a fuel cell system. *2012 Second Iranian Conference on Renewable Energy and Distributed Generation*, Tehran, Iran, 2012, pp. 7–11, <https://doi.org/10.1109/ICREDG.2012.6190473>
- Barath N., Soundarajan A., Stepenko S. et al. Interleaved Single-phase quasi-switched boost and active quasi-z-source inverter. *2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 874–878, <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088907>
- Fesenko A. P., Yershov R. D., Stepenko S. A. Review and justification of the choice of storage batteries for an autonomous power supply system based on photovoltaic converters. *Technical Sciences and Technologies*, 2017, no. 1(7), pp. 177–186. <http://tst.stu.cn.ua/article/view/105255> (Ukr)
- Zakharchenko D., Stepenko S. Review and justification of the energy storage devices selection for electric power facilities operation. *Technical Sciences and Technologies*, 2021, no. 4(22), pp. 198–209. [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2020-4\(22\)-198-209](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2020-4(22)-198-209) (Ukr)
- Dao V.Q., Dinh M.C., Kim C.S. et al. Design of an effective state of charge estimation method for a lithium-ion battery pack using extended kalman filter and artificial neural network. *Energies*, 2021, vol. 14, iss. 9, 2634. <https://doi.org/10.3390/en14092634>
- Zakharchenko D. Review and research of methods for controlling the operation of a quasi-Z-inverter connected to the grid. Abstracts of the reports of the II International Scientific and Practical Conference “Novel Technologies of Smart Society (NTSS-2021)”: Part 1, Ukraine, Chernihiv, 2021, pp. 161–163. <http://ir.stu.cn.ua/123456789/25793> (Ukr)
- Zhu M., Yu K., Luo F. L. Switched inductor Z-source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, pp. 2150–2158. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2046676>
- Sahan B., Vergara A. N., Henze N. et al. A single-stage PV module integrated converter based on a low-power current-source inverter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55, no. 7, pp. 2602–2609 <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.924160>
- Xu P., Zhang X., Zhang C. -w. et al. Study of Z-source inverter for grid-connected PV systems, *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea (South), 2006, pp. 1–5, <https://doi.org/10.1109/pesc.2006.1712266>
- DebBarman S., Roy T. Different types of PWM techniques analysis for Z-source inverter, *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2014, vol. 9, iss. 3, pp. 9–17. <https://doi.org/10.9790/1676-09340917>
- Roncero-Clemente C., Husev O., Stepenko S. et al. Interleaved single-phase quasi-Z-source inverter with special modulation technique, *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 593–598. <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100310>
- Lakhimsetty S. Simulation of Z-source inverter using maximum boost control PWM technique, *International Journal of Simulation Systems*, 2013, vol. 2, iss. 7, pp. 49–59. <https://doi.org/10.9790/1676-09340917>
- Roncero-Clemente C., Stepenko S., Husev O. et al. Maximum boost control for interleaved single-phase Quasi-Z-Source inverter”, *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, China, 2017, pp. 7698–7703. <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217349>
- Umarania D., Seyezhai Dr.R. Modeling and control of Quasi Z-Source Cascaded H-bridge multilevel inverter for grid connected photovoltaic systems, *Energy Procedia*, 2016, vol. 90, pp. 250–259. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2016.11.192>



Copyright: © 2025 by the authors. 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 Precarpathian National University

E-mail: vitalii.fedenko.23@pnu.edu.ua

APPLICATION OF SOLAR TRACKING SYSTEMS FOR ENHANCING THE ENERGY YIELD OF PHOTOVOLTAIC MODULES: A REVIEW

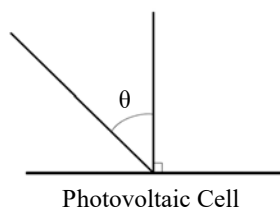
This paper presents a classification of solar trackers, their types, and the advantages and disadvantages of various algorithms for tracking the Sun's daily movement. It is demonstrated that ensuring an optimal tilt angle of photovoltaic modules is one of the primary factors influencing the amount of electricity generated by solar power plants. Moreover, the economic benefits of their use are significant, as an increase in the generated electricity can enhance the profitability of investments in generation systems. The conducted studies indicate that efficiency improvements depend on the classification of the selected tracker based on its degrees of freedom, the tracking algorithm, and the installation site.

Keywords: solar tracker, sun tracking system, PV systems, solar energy, photovoltaic panels.

Ensuring an uninterrupted electricity supply to consumers is a fundamental component of modern society, forming the basis for technological progress, fostering sustainable development, and implementing innovative technologies. The use of renewable energy sources has become a key element in achieving global sustainable development goals. In recent decades, solar energy has experienced rapid growth; as of 2022, the industry accounts for 31,2% of renewable energy sources by installed capacity [1], underscoring the role of solar energy as a critical element in increasing electricity generation from renewables. The main advantages of photovoltaic converters include low maintenance costs, availability, the possibility of decentralized generation, and a positive environmental impact [2]. One of the most important factors directly affecting the electricity generated is the tilt angle of the photovoltaic modules relative to incoming solar rays [3].

The performance characteristics of a photovoltaic module can be represented by its P – V and I – V curves, which are influenced by temperature and insolation levels. Accordingly, an increase in temperature leads to reduced output power, while an increase in insolation enhances it [4]. Since the level of insolation depends on the installation location of the panels, developing methods to optimize the tilt angle through the use of automatic tracking systems is a current challenge in enhancing the efficiency of converting solar energy into electricity.

Solar trackers serve an important role in photovoltaic power plants by increasing electricity generation through the dynamic orientation of photovoltaic modules in accordance with the Sun's daily movement, following a predetermined operational algorithm [5]. The current produced by a photovoltaic module is



Photovoltaic Cell

Fig. 1. Representation of the angle θ relative to the photovoltaic module's normal

directly correlated with the amount of absorbed light (Fig. 1). Assuming that the light intensity λ remains constant, that the angle θ represents the angle between the incoming light and the perpendicular to the module's surface, and that the value A represents

the conversion limiting factor (since photovoltaic modules cannot convert 100% of absorbed radiation into electrical energy), the generated electrical energy W can be calculated using the formula [6]

$$W = A\lambda \cdot \cos\theta. \quad (1)$$

The efficiency of the photovoltaic module η_m can be determined using the formula [7]

$$\eta_m = \frac{P_o}{A_c G}, \quad (2)$$

where P_o — the output power of the photovoltaic module;
 A_c — the area of the photovoltaic module;
 G — the global horizontal solar irradiance.

For maximum efficiency, solar panels must be positioned perpendicular to the incoming solar radiation. Since the Sun's position changes throughout the day and year, photovoltaic modules installed on fixed structures lose some efficiency. Employing automatic positioning methods for these modules allows for optimal utilization of solar radiation, thereby increasing the amount of generated electricity.

This study reviews various publications in order to assess the level of increase in electricity generation achieved by the introduction of various solar trackers in

comparison to stationary panels. Additionally, the study aims to assess the performance of various tracker designs based on their degree of mobility and selected tracking algorithms. Besides determining the energy gains, the work also evaluates the overall system efficiency, taking into account the costs associated with the installation and operation of tracking mechanisms.

Classification of Sun Tracking Methods

Passive Solar Trackers

Unlike active solar trackers, which incorporate electric motors and electronic components with programmed algorithms passive trackers typically rely on external physical conditions, such as temperature and solar irradiance, and therefore do not consume energy during operation [8]. This type of tracker can operate based on the principle of heating a liquid contained in cylindrical

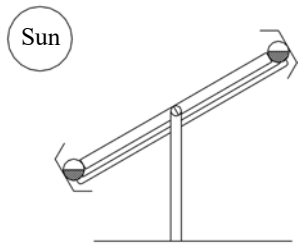


Fig. 2. Principle of a passive tracker with two identical tubes filled with liquid [9]

tubes under a certain pressure. As the liquid is heated, it vaporizes and transfers to another tube, creating a mass imbalance that, in turn, causes the panel to tilt (**Fig. 2**).

Passive trackers may also utilize shape memory materials. The authors of [10] describe an experimental model based on two shape memory alloy springs that act as opposing actuators. Upon heating, the springs contract due to the shape memory effect, causing the solar panel to rotate. Typically, passive tracker models struggle to return the panels to their original position before sunrise. The prototype developed by the authors of [11] employs a bimetallic strip deflector resistant to nocturnal temperature fluctuations. A key innovation is the ability for autonomous return to the original position, with the prototype demonstrating a 24,86% efficiency improvement compared to a fixed system.

Active Solar Trackers

The operation of active trackers is based on tracking the Sun's position, which is achieved through the use of integrated light intensity sensors or mathematical calculations. The collected data is processed by a microcontroller or a programmable logic controller, and based on the results, the system generates commands to drive the motor in the tracking direction. Active trackers provide higher efficiency compared to passive ones and are more commonly used in solar power plants; however, when implementing an active tracker, the system's own power consumption and maintenance costs must also be taken into account [12].

Algorithm Based on Light Sensor Readings

Trackers that rely on reading data from light sensors significantly improve the efficiency of solar energy collection by adjusting the panels' orientation throughout the day. The algorithm's operation is based on reading signals from light sensors, typically, these systems use photoresistors placed on the surface of solar panels. When one of the photoresistors receives a higher light intensity, its resistance decreases, allowing the microcontroller to detect the signal difference and, using a motor, rotate the panels in the required direction to minimize the error between the measured signal values [13, 14]. It should be noted that the algorithm's efficiency also depends on the accuracy of the sensors used. The system continuously tracks the Sun's position and regularly adjusts the photovoltaic modules to achieve maximum efficiency.

Algorithm for Determining the Sun's Position

The algorithm, based on astronomical calculations, utilizes mathematical models to determine the exact position of the Sun at any given moment. It is effective in solar trackers, allowing for precise orientation of solar panels to achieve maximum illumination. Additionally, this algorithm can be more efficient compared to systems that use photoresistors as light level sensors [15]. For tracker calibration, data regarding time, date, and geographical location (latitude and longitude) is required. The calculation of the Sun's position in the sky (**Fig. 3**) can be carried out following the methodology described in [16]. Here, the solar declination δ is calculated according to equation

$$\delta = -23,45 \cos\left(\frac{360}{365} \cdot (n + 10)\right), \quad (3)$$

where n is the ordinal number of the day in the year, counted from January 1

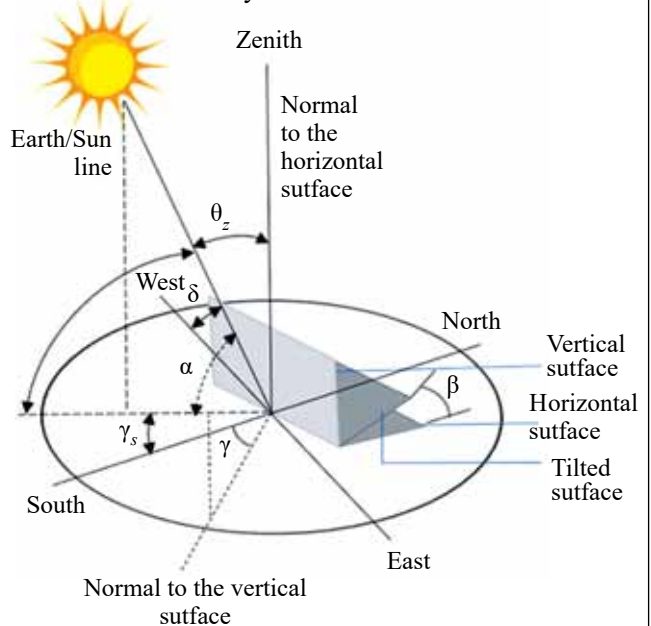


Fig. 3. Graphical representation of algorithm variables [16]

The zenith angle plays an important role in determining the Sun's position and the orientation of solar panels. Equation is used to calculate it

$$\theta_z = \cos^{-1}(\sin L_{st} \cdot \sin \delta + \cos L_{st} \cdot \cos \delta \cdot \cos ST), \quad (4)$$

where L_{st} , ST — the standard longitude (positive for the eastern region and negative for the western region) and the standard time.

Altitude angle α denotes the angle between the Sun's position in the sky and the observer's horizon, varying throughout the day:

$$\alpha = 90^\circ - \theta_z. \quad (5)$$

Hour angle h indicates the Sun's position with respect to the observer's meridian and is measured in degrees:

$$h = 15^\circ (\text{solartime} - 12). \quad (6)$$

Azimuth angle is the angle between the projection of the Sun's center onto the horizontal plane and the south direction, and is determined according to equation

$$\gamma_s = \sin^{-1} \left(\frac{\sin h \cdot \cos \delta}{\sin \theta_z} \right). \quad (7)$$

Classification of Tracking Systems by Degrees of Freedom

Single-Axis Solar Trackers

Single-axis trackers allow photovoltaic modules to rotate around a single axis, typically following the Sun in a horizontal or vertical direction throughout the day. This maximizes light collection and increases the amount of generated energy. Compared to dual-axis tracking systems, they are less efficient but feature a simpler design and are more cost-effective. Additionally, single-axis systems are easier to install and maintain, leading to lower operational costs. Their reduced mechanical complexity also enhances overall system reliability, making them a popular choice for large-scale solar installations.

Several design variants exist: horizontal single-axis trackers, vertical single-axis trackers, trackers with an inclined axis of rotation, and trackers with a polar-oriented

axis of rotation [17, 18]. The principle of a single-axis tracker is illustrated in Fig. 4, where β denotes the panel's tilt angle.

Results are presented in study [19] indicate an average output power of 17,15 W for a stationary system and 21,5 W for a single-axis tracker, corresponding to a 25% efficiency improvement. The prototype of a single-axis azimuth tracking system

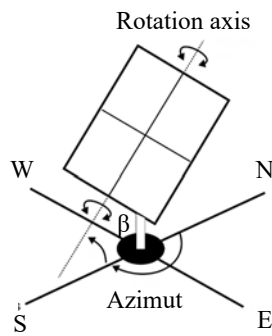


Fig. 4. Illustration of the operating principle of a single-axis tracker [18]

based on an ATmega328 microcontroller and a DC motor controlled by relay signals derived from light sensor readings is introduced in publication [20]. Measurement results for a latitude of 35.47° demonstrate an output power increase ranging from 18% to 25%.

The single-axis tracker model presented in [21] is implemented using a PIC 16F72 microcontroller, photoresistors, and a stepper motor. Experimental investigations reported a 15% efficiency improvement. The authors of [22] published the results of experimental studies on a single-axis tracker installation using a DC motor controlled according to signals from light sensors. In this case, the generated energy was 1742,88 Wh for the single-axis tracker compared to 829,6 Wh measured from a fixed solar panel (Fig. 5).

A single-axis tracker, operating by reading a database of the Sun's position and adjusting the required angle based on time and date, is presented by the authors in [23]. The main components of its design include a 40 W solar panel that rotates 180° around a horizontal axis, an Arduino microcontroller, and a servo motor. To evaluate its performance, researchers measured current and voltage every 30 min from 9:00 to 16:00; based on the results, the proposed model generated 15% more energy than a stationary panel.

Application of a single-axis tracker combined with Internet of Things (IoT) technology for information exchange via the Internet is proposed in [24]. The prototype utilizes a U-Blox GY-GPS6MV2 GPS module to determine latitude and longitude, which are transmitted to the Firebase service for calculating the optimal rotation angle. An MPU-6050 gyroscope is used to monitor the tracker's position and provide feedback to the control system. According to experimental measurements, energy production increased by 29.9%.

In [25], authors also examined how to control single-axis tracker parameters via IoT, exploring techniques that enable real-time monitoring and dynamic adjustment to optimize system performance. Their scheme is based on controlling a DC motor through an ATmega 2560 microcontroller to rotate a 30 W panel. An ESP8266

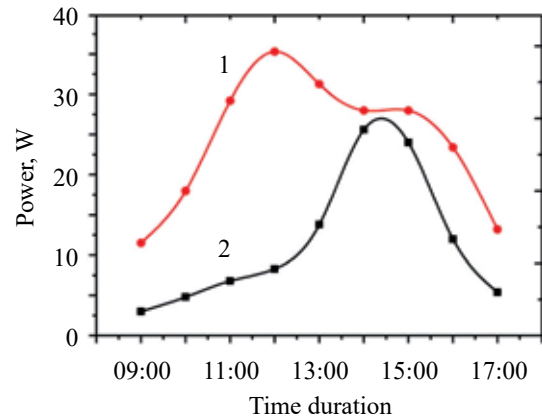


Fig. 5. Variation in output power throughout the day for a single-axis tracker (1) and a fixed solar panel (2) [22]

board, combined with a current and voltage sensor, provides real-time monitoring of these parameters via the online resource Thingview.

The use of two photoresistors for measuring light intensity and constructing a prototype tracker that moves from east to west is presented in [26]. This tracker is based on an Arduino Uno 3 microcontroller and a servo motor that rotates a 20 W panel. The photovoltaic panel's parameters when connected to a resistive load were measured using a current and voltage sensor, with data recorded every 5 min on an SD card in CSV format. Based on the obtained results and their comparison with data from a panel without a tracker, the efficiency increase was 22%.

Dual-Axis Solar Trackers

Dual-axis trackers enable photovoltaic modules to maintain an optimal tilt angle by rotating on two distinct, perpendicular axes (Fig. 6). The primary advantage of dual-axis trackers is their ability to deliver higher efficiency compared to systems operating on a single axis. However, they feature a more complex mechanical design, require regular technical inspection and maintenance, and are more expensive than single-axis systems, necessitating greater initial investments. In addition, these trackers can continuously follow the Sun's trajectory in both azimuth and altitude, ensuring maximum exposure throughout the day. This dual-axis movement significantly enhances energy yield, particularly in environments with variable solar angles. Nonetheless, the increased mechanical complexity may lead to higher operational costs and a greater potential for component failures over time, making the overall cost-effectiveness dependent on specific installation conditions and maintenance practices. The following dual-axis tracker designs are distinguished: the tip-tilt dual-axis solar tracker and the azimuth-altitude dual-axis solar tracker.

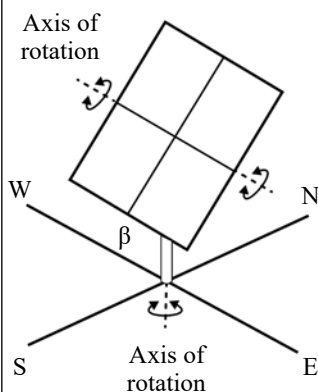


Fig. 6. Illustration of the operating principle of a dual-axis tracker [28]

The study [28] proposed a dual-axis positioning system that operates in conjunction with a maximum power point tracking controller, achieving an increase in output power of 28,8–43,6% depending on the season. An automatic dual-axis sun tracking system presented by the authors in [29] was developed with a closed-loop control system. The tracking strategy is based on a pseudo-azimuthal coordinate system for rotation around the primary (north-south) and secondary (east-west) axes. Analysis of the measurements demonstrated an

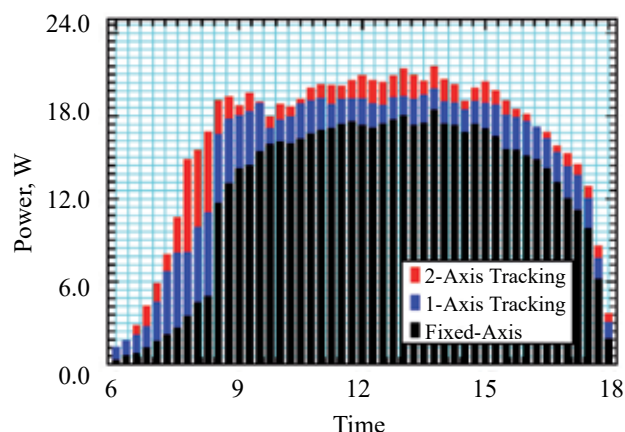


Fig. 7. Comparison of output power for different systems [30]

efficiency increase of 44,89% compared to a fixed panel. A comparison of the output power for static, single-axis, and dual-axis systems presented in [30] indicates an efficiency improvement of 16,71% for the single-axis system and 24,7% for the dual-axis system, respectively (Fig. 7). The difference between the two systems was 8,26%, which may be significant over the long term.

The application of a dual-axis tracker based on an algorithm that utilizes data from four photoresistors and is controlled by a microcontroller with stepper motors demonstrated a 40% efficiency increase [31]. The authors of [32] propose using a dual-axis tracking system combined with Internet of Things (IoT) technology based on the NodeMCU module. In this system, IoT technology enables 24-hour remote monitoring of the panels' output power and the storage of data for further analysis and performance verification. Experimental results [33] for a latitude of 35°, obtained from 9 AM to 4 PM, show an increase in electricity production of 25–40%. The dual-axis system model is based on an AVR ATmega328 microcontroller with photoresistors and employs two DC motors that operate along the azimuth and altitude axes. The developed hardware-software complex for dual-axis sun tracking [34], compared with a fixed panel tilted at 32° to the south, improved efficiency by an average of 41,34%. For remote monitoring of dual-axis tracker parameters, [35] proposes using a NodeMCU ESP8266 board and the BLINK IoT service. The proposed circuit is connected to an INA219 sensor via the I2C bus for reading current and voltage, and photoresistors together with a servo motor are used for tracker operation.

Study [36] presents the results of implementing a hybrid tracker. The electrical system is divided into three blocks: a sensor block designed to read time, position, and light intensity values; a control block that issues directional signals to the motors along the horizontal and vertical axes; and a motion regulation block based on two unipolar stepper motors. According to the publication, the hybrid tracking system achieves a 25.62% efficiency increase compared to a static system and 4.2% lower efficiency than a continuous tracking system. In the

hybrid tracker, one motor operates continuously to follow the Sun, while the other is activated once a month for seasonal adjustment; in contrast, both motors in a continuous tracking system operate constantly. This configuration resulted in a 44.44% energy savings when using the hybrid system. The implementation of a dual-axis tracker with IoT monitoring of solar panel data is described in [37]. The setup operates on an Arduino platform with servo drives capable of 180° rotation, along with light sensors. The monitoring system uses a Wi-Fi ESP8266 module to display graphs of voltage, current, and power on the Ubidots service.

Another publication [38] presented the results of fabricating a single-axis and a dual-axis tracker with 2 and 4 photoresistors used for each model, respectively. The system was controlled by a PIC18F4520 microcontroller, and provided the capability to record output parameters on an SD card. To measure voltage values, a voltage divider based on three 12 kΩ resistors connected to the microcontroller was proposed, with the voltage calculated according to the formula

$$\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \times \text{Voltage}_{\text{panel}} = \text{Voltage}_{\text{controller}} \quad (8)$$

In conclusion, it is stated that the dual-axis tracking system generates 8–12% more electricity compared to the single-axis system.

Cost-Effectiveness of Solar Tracking Systems

Analysis of the ratio between the increase in electricity production and the installation and operating costs of tracking systems allows for a comprehensive evaluation of the profitability of implementing this technology. This approach also provides key insights into the return on investment and helps compare the cost-effectiveness of various solar tracking systems. Furthermore, it supports decision-makers in identifying the most viable solutions that balance performance improvements with financial sustainability. The technical-economic comparison conducted by the authors in [39] demonstrates that the average cost of electricity produced with a single-axis tracker ranges from 39 EUR/MWh to 79 EUR/MWh — approximately 20% lower compared to a fixed system — and features a payback period that is 9% shorter for the specified region.

An analysis comparing the performance and cost of three systems: fixed, single-axis, and dual-axis that operate under identical conditions and in the same location indicates significant advantages of movable structures over a fixed system [40]. The study reports an increase in electricity production of 24.367% for the single-axis system and 32.247% for the dual-axis system. An analysis of capital investments showed that the single-axis system reached payback 0.39 years sooner than the fixed system, while the dual-axis system did so 1.48 years sooner, leading to conclusions about the feasibility of implementing tracking systems.

The results presented in [41] also compare the three types of systems. They report that the single-axis system recovers its initial investment 20% faster than the dual-axis system and demonstrates an 8.5% higher internal rate of return. Although the dual-axis system produces the most energy, it requires a larger area, more complex installation, and higher initial investments. A comparative analysis of initial investments in tracking systems [42] indicates that total costs are 25% higher for a single-axis tracker and 33% higher for a dual-axis tracker compared to a fixed system. Consequently, the energy production increase is from 76 GWh to 98 GWh per year for single-axis systems and from 76 GWh to 101 GWh per year for dual-axis systems, as observed for the 50 MW Burnoye Solar-1 station.

The authors of [43] analyzed various cost and economic factors influencing the overall levelized cost of energy (LCOE) in solar tracker projects. The maintenance rate, along with initial capital expenditures and credit terms, plays the largest role in increasing the LCOE. At the same time, the increased energy production enabled by the tracker can significantly reduce the LCOE, as the same costs are spread over a larger volume of generated energy. Operating and maintenance expenses, as well as high interest rates on loans, can substantially extend the payback period, particularly in the presence of inflation. Thus, the success of the project depends on balancing the additional energy generation provided by the tracker against the extra costs of its acquisition and maintenance.

Conclusion

A review of studies indicates that dual-axis trackers achieve the highest efficiency; however, their drawbacks include higher initial investment costs and a more complex design, which result in additional challenges and expenses for maintenance. Single-axis trackers, on the other hand, have a simpler design and are less expensive, though they provide a smaller efficiency gain. Other important factors affecting the efficiency of tracking systems include the season and the location of installation. Therefore, the search for compromise solutions depends on the initial capital investment and system capacity. Research and implementation of tracking installations open up new opportunities for creating more efficient, economically advantageous, and environmentally sustainable systems capable of maximizing energy production, reducing operating costs, and minimizing environmental impact.

REFERENCES

1. IRENA. Available at: <https://www.irena.org/Data/View-data-by-topic/Capacity-and-Generation/Technologies> (accessed 10.03.2025)
2. Chen Y. M., Lee C. H., Wu H. C. Calculation of the optimum installation angle for fixed solar-cell panels based on the genetic algorithm and the simulated-annealing method. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005, vol. 20, iss. 2, p. 467. <https://doi.org/10.1109/tec.2004.832093>
3. Mamun M. A. A., Islam. M. M., Hasanuzzaman M., Selvaraj J. Effect of tilt angle on the performance and electrical parameters of a PV

- module: Comparative indoor and outdoor experimental investigation. *Energy and Built Environment*, 2022, vol. 3, iss. 3, p. 278. <https://doi.org/10.1016/j.enbenv.2021.02.001>
4. Maghami M. R., Hizam H., Gomes C. et al. Power loss due to soiling on solar panel: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 59, p.1307. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.01.044>
 5. Amelia A.R., Irwan Y.M., Safwati I. et al. Technologies of solar tracking systems: A review. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2020, vol. 767, iss. 1, p. 012052. <https://doi.org/10.1088/1757-899x/767/1/012052>
 6. Gupta P., Kumar B., Wankhade P. et al. Azimuth-altitude dual axis solar tracker. *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2016, vol. 11, iss. 5, p. 2. <https://doi.org/10.9790/1676-1105012630>
 7. Mahendran M., Ong H.L., Lee G. C., Thanikaikumar K. An experimental comparison study between single-axis tracking and fixed photovoltaic solar panel efficiency and power output: case study in east coast Malaysia. *Sustainable Development Conference*, 2013, pp. 1–11.
 8. Brito M. C., Pó J. M., Pereira D. et al. Passive solar tracker based in the differential thermal expansion of vertical strips. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 2019, vol. 11, iss. 4, p. 043701. <https://doi.org/10.1063/1.5100492>
 9. Clifford M. J., Eastwood D. Design of a novel passive solar tracker. *Solar Energy*, 2004, vol. 77, iss. 3, p. 269. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2004.06.009>
 10. Degeratu S., Rizescu S., Alboteanu L. et al. Using a shape memory alloy spring actuator to increase the performance of solar tracking system. *Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering series*, 2014, vol. 38, p. 116.
 11. Alemayehu M., Admasu B. T. Passive solar tracker using a bimetallic strip activator with an integrated night return mechanism. *Heliyon*, 2023, vol. 9, iss. 7, p. 18174. <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2023.e18174>
 12. Pulungan A. B., Son L., Syafii. A review of solar tracking control strategies. *EECSI*. Malang, Indonesia, 2018, p. 631–635.
 13. Salgaonkar N.K., Shirodkar N.A., Yedurkar N. A., Mohite N.A. Automated dual axis solar tracking system using LDR sensors. *International Journal of Engineering Research & Technology*, 2017, vol. 6, iss. 07, pp. 279–282. <https://doi.org/10.17577/ijertv6is070189>
 14. Ya'u M. J. A review on solar tracking systems and their classifications. *Journal of Energy, Environmental & Chemical Engineering*, 2017, vol. 2, iss. 3, p. 46. <https://doi.org/10.11648/j.jeece.20170203.12>
 15. Kutybay N., Saymbetov A., Mekhilef S. et al. Optimized single-axis schedule solar tracker in different weather conditions. *Energies*, 2020, vol. 13, iss. 19, p. 5226. <https://doi.org/10.3390/en13195226>
 16. Musa A., Alozie E., Suleiman S. A. Et al. A review of time-based solar photovoltaic tracking systems. *Information*, 2023, vol. 14, iss. 4, p. 211. <https://doi.org/10.3390/info14040211>
 17. Shankar G., Singh R. S. A review of solar energy tracker and models. *Journal of Basic and Applied Engineering Research*, 2014, vol. 1, iss. 9, pp. 110–114.
 18. Tudorache T., Kreindler L. Design of a solar tracker system for PV power plants. *Acta Polytechnica Hungari-ca*, 2010, vol. 7, iss. 1, pp. 23–39.
 19. Rinaldi R., Aprillia B. S., Ekaputri C., Reza M. Design of open loop single axis solar tracker system. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2020, vol. 982, iss. 1, p. 012016. <https://doi.org/10.1088/1757-899x/982/1/012016>
 20. Akbar H. S., Fathallah M. N., Raoof O. O. Efficient single axis sun tracker design for photovoltaic system applications. *IOSR Journal of Applied Physics*, 2017, vol. 09, iss. 02, pp. 53–60. <https://doi.org/10.9790/4861-0902025360>
 21. Prodhon M. M. H., Hamid M. K., Hussain D., Huq M. F. Design, construction and performance evaluation of an automatic solar tracker. *Published online January 1*, 2016, vol. 8, iss. 1, pp. 1–12. <https://doi.org/10.3329/jsr.v8i1.23357>
 22. Mehdi G., Ali N., Hussain S. et al. Design and fabrication of automatic single axis solar tracker for solar panel. *2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)*, 2019, pp. 1–4. <https://doi.org/10.1109/icomet.2019.8673496>
 23. Chaijum N., Cheunchantawong L., Siriram T. Single-axis solar tracking system referring to date and time. *Journal of Physics: Conference Series*, 2021, vol. 2145, iss. 1, p. 012052. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/2145/1/012052>
 24. Gutierrez S., Rodrigo P. M., Alvarez J. et al. Development and testing of a single-axis photovoltaic sun tracker through the internet of things. *Energies*, 2020, vol. 13, iss. 10, p. 2547. <https://doi.org/10.3390/en13102547>
 25. Pulungan A. B., Purwanto W., Maksum H. et al. Design and development of real time monitoring single axis solar tracker by using internet of things. *International Journal of GEOMATE*, 2020, vol. 18, iss. 69, pp. 81–87. <https://doi.org/10.21660/2020.69.25863>
 26. Rosma I. H., Putra I. M., Sukma D. Y. et al. Analysis of single axis sun tracker system to increase solar photovoltaic energy production in the tropics. *2nd International Conference on Electrical Engineering and Informatics (Icon EEI). IEEE*, 2018, pp. 183–186. <https://doi.org/10.1109/icon-eei.2018.8784311>
 27. Ghodasara A., Jangid M., Ghadhesaria H. et al. IOT based dual axis solar tracker with power monitoring system. *easychair.org. EasyChair Preprint* 5063, 2021.
 28. Fathabadi H. Novel high accurate sensorless dual-axis solar tracking system controlled by maximum power point tracking unit of photovoltaic systems. *Applied Energy*, 2016, vol. 173, 448–459. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.03.109>
 29. Jamroen C., Komkum P., Kohsri S. et al. A low-cost dual-axis solar tracking system based on digital logic design: Design and implementation. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2020, vol. 37, p. 100618. <https://doi.org/10.1016/j.seta.2019.100618>
 30. Thungsuk N., Tanaram T., Chaithanakulwat A. et al. Performance analysis of solar tracking systems by five-position angles with a single axis and dual axis. *Energies*, 2023, vol. 16, iss. 16, p. 5869. <https://doi.org/10.3390/en16165869>
 31. Kumar S., Singh B., Banerjee S. et al. Performance comparison between arduino based dual axis solar tracker and fixed module. *Journal of Information and Optimization Sciences*, 2022, vol. 43, iss. 3, pp. 475–480. <https://doi.org/10.1080/02522667.2022.2044000>
 32. Muthukumar P., Manikandan S., Muniraj R. et al. Energy efficient dual axis solar tracking system using IOT. *Measurement: Sensors*, 2023, vol. 28, p. 100825. <https://doi.org/10.1016/j.measen.2023.100825>
 33. Akbar H. S., Siddiq A. I., Aziz M. W. microcontroller based dual axis sun tracking system for maximum solar energy generation. *American Journal of Energy Research*, 2017, vol. 5, iss. 1, pp. 23–27. <https://doi.org/10.12691/ajer-5-1-3>
 34. Abdallah S., Nijmeh S. Two axes sun tracking system with PLC control. *Energy Conversion and Management*, 2004, vol. 45, iss. 11–12, pp. 1931–1939. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2003.10.007>
 35. Anshory I., Jamaaluddin J., Fahrudin A, et al. Monitoring solar heat intensity of dual axis solar tracker control system: New approach. *Case Studies in Thermal Engineering*, 2024, vol. 53, p. 103791. <https://doi.org/10.1016/j.csite.2023.103791>
 36. Ferdaus R. A., Mohammed M. A., Rahman S. et al. Energy efficient hybrid dual axis solar tracking system. *Journal of Renewable Energy*, 2014, vol. 2014, pp.1–12. <https://doi.org/10.1155/2014/629717>
 37. Jumaat S. A., Said M. N. A. M., Jawa C. R. A. Dual axis solar tracker with IoT monitoring system using arduino. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2020, vol. 11, iss. 1, p. 451. <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v11.i1.pp451-458>

38. Mohaimin A. H., Uddin M. R., Law F. K. Design and fabrication of single-axis and dual-axis solar tracking systems. *IEEE Student Conference on Research and Development (SCORED)*, 2018, pp. 1–4. <https://doi.org/10.1109/scored.2018.8711044>

39. Gol A. E., Scasny M. Techno-economic analysis of fixed versus sun-tracking solar panels. *International Journal of Renewable Energy Development-IJRED*, 2023, vol. 12, iss. 3, pp. 615–626. <https://doi.org/10.14710/ijred.2023.50165>

40. Demirdelen T., Alici H., Esenboğa B., Güldürek M. Performance and economic analysis of designed different solar tracking systems for Mediterranean climate. *Energies*, 2023, vol. 16, iss. 10, p. 4197. <https://doi.org/10.3390/en16104197>

41. De Simón-Martin M., Alonso-Tristán C., Díez-Mediavilla M. Performance indicators for sun-tracking systems: A case study in Spain. *Energy and Power Engineering*, 2014, vol. 06, iss. 09, pp. 292–302. <http://dx.doi.org/10.4236/epe.2014.69025>

42. Praliyev N., Zhunis K., Kalel Y., Dikhanbayeva D. Impact of One-and Two-axis Solar Tracking on Techno-Economic Viability of On-Grid PV Systems: Case of Burnoye-1, Kazakhstan. *International Journal of Sustainable Energy Planning and Management*, 2022, vol. 29, pp. 79–80. <https://doi.org/10.5278/ijsep.3665>

43. Liu Q., Wan. LCOE Analysis of Solar Tracker Application in China. *Computational Water, Energy, and Environmental Engineering*, 2020, vol. 09, iss. 04, pp. 87–100. <https://doi.org/10.4236/cweee.2020.94007>

Received 10.03 2025

DOI: 10.15222/ТКЕА2025.1-2.27

УДК 620.9

Віталій ФЕДЕНЬКО, Богдан ДЗУНДЗА

Україна, м. Івано-Франківськ,
Прикарпатський національний університет
імені Василя Стефаника

E-mail: vitalii.fedenko.23@pnu.edu.ua

ЗАСТОСУВАННЯ ТРЕКЕРНИХ СИСТЕМ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ РІВНЯ ГЕНЕРАЦІЇ СОНЯЧНИМИ ФОТОЕЛЕМЕНТАМИ: ОГЛЯД

У цьому дослідженні зроблено огляд публікацій з метою оцінки рівня збільшення вироблення електроенергії в результаті впровадження різних трекерних систем стеження за Сонцем порівняно зі стаціонарними панелями. Крім того, проаналізовано загальну ефективність системи, беручи до уваги витрати, пов'язані з установкою та експлуатацією механізмів стеження.

В роботі описані одно- та двовісьові сонячні трекери різних конструкцій та можливі алгоритми відстеження руху Сонця впродовж дня. Встановлено, що забезпечення оптимального кута нахилу фотоеlementів є одним з ключових факторів, які впливають на кількість генерованої сонячними електростанціями електроенергії. Застосування трекерних систем стеження дозволяє оптимізувати площу встановлених панелей, що є особливо важливим у місцях з обмеженим простором. Також їх можна налаштувати для роботи в різних географічних умовах, тобто в широкому спектрі локацій. Важливим є також і економічний ефект від застосування, оскільки збільшення кількості отриманої електроенергії може покращити рентабельність інвестицій у системи генерації. Аналіз показав, що ефективність застосованої системи залежить від ступеня свободи руху вибраного трекера та алгоритму стеження, а також місцевості його встановлення.

Ключові слова: сонячний трекер, системи відстеження сонця, фотоелектричні системи, сонячна енергетика, фотоелектричні панелі.



Copyright: © 2025 by the authors. 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/>).

Анатолій ДРУЖИНІН, Роман КОРЕЦЬКИЙ, Степан НІЧКАЛО, Данило ТАЛАНЧУК

Україна, Національний університет «Львівська політехніка»

E-mail: anatolii.o.druzhynin@lpnu.ua

БЕЗПРОВІДНА СИСТЕМА МОНІТОРИНГУ ДЕФОРМАЦІЙ З ВИКОРИСТАННЯМ ТЕНЗОРЕЗИСТОРІВ НА ОСНОВІ НИТКОПОДІБНИХ КРИСТАЛІВ КРЕМНІЮ

Спроектовано інтелектуальну бездротову систему, призначену для моніторингу деформацій конструкцій у реальному часі. Основним її чутливим елементом є тензорезистор на основі ниткоподібного кремнію, що демонструє високу стабільність та чутливість у широкому інтервалі температури. Система побудована на мікроконтролері Arduino Uno з під'єднаним модулем підсилення сигналу HX711 та Wi-Fi модулем ESP8266. Описано апаратну та програмну частини системи.

Ключові слова: ниткоподібний кремній, тензорезистор, Wi-Fi, Arduino Uno, HX711, ESP8266, моніторинг, трубопровід.

Проблема своєчасного виявлення пластичних деформацій і накопичених механічних напружень у металевих та композитних конструкціях є однією з базових у сучасній техногенній безпеці [1]. У нафтогазових магістралях, теплотрасах, хімічних реакторах і мостових спорудах повільні зміщення точок кріплення або нерівномірне розтягування стінок часто залишаються непоміченими на ранньому етапі, що призводить до розгерметизацій або крихких руйнувань. Згідно зі зведеними даними «European Pipeline Incident Study 2024», понад третини аварійного простою трубопровідних систем у країнах ЄС була спричинена саме недооціненими деформаціями, які не контролювалися належним чином [2].

Класичний підхід до контролю напружено-деформованого стану конструкцій базується на використанні дешевих фольгових тензорезисторів, які залишаються масовим рішенням завдяки невеликій вартості, однак їхня температурна нестабільність, низький ресурс циклічної роботи й необхідність герметизації обмежують їх застосування у критичних об'єктах інфраструктури [3, 4]. Альтернативою їм стали волоконно-оптичні датчики та акустичні емісійні системи, що демонструють високу лінійність і відсутність електромагнітної чутливості [5], проте потребують вартісного оптичного або фотодетекторного устаткування й складного монтажу [6, 7].

Описані проблеми точного вимірювання деформацій у широкому температурному та частотному діапазонах актуалізували пошук сенсорних структур, здатних поєднати в собі високу чутливість із довговічністю та технологічною простотою (див., наприклад, [5]). Одним із таких рішень можуть стати тензорезистори на основі ниткоподібного кремнію — монокристалічна кремнієва нитка завдовжки кілька мі-

ліметрів і діаметром десятки мікрометрів завдяки відсутності зернових меж зберігає електричну та механічну однорідність у широкому інтервалі температури, а високий коефіцієнт тензочутливості дозволяє точно реєструвати малі подовження.

Мета цієї роботи полягала у розробленні та валідації прототипу бездротової системи, що використовує ниткоподібний кремнієвий сенсор, для довготривалого моніторингу деформацій сталевих трубопроводів.

Технологія отримання досліджуваних зразків

У напівпровідниках, зокрема в легованому кремнії, окрім геометричного чинника домінує зміна рухливості носіїв заряду, що підсилює чутливість приблизно на порядок. За даними роботи [8, с. 57–59], коефіцієнт тензочутливості таких структур може досягати значних величин, тоді як у фольгового манганінового елемента він рідко перевищує значення 2. На відміну від методів зонного плавлення, що часто згадуються в літературі, ниткоподібні кристали кремнію, які відіграють роль тензочутливих елементів, вирощують у закритій кварцовій ампулі методом хімічних газотранспортних реакцій [8, с. 40–44]. Це забезпечує чисте середовище та однорідне легування бором до концентрацій $(1-5) \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ — саме в околі переходу «метал – діелектрик». Така технологія формує однорідний віскер діаметром 15–25 мкм та довжиною до 5 мм без домішкових скупчень, що суттєво підвищує тензочутливість і зменшує температурний дрейф.

Результати випробувань

Експериментальна перевірка була проведена на ділянці водопроводу за величини імітованого тиску до 12 бар. Випробування показали, що одержані тензорезистори витримують понад 10^7 циклів навантажен-

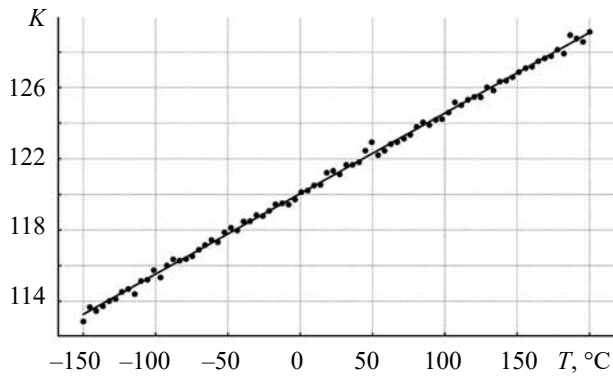


Рис. 1. Залежність коефіцієнта тензочутливості від температури

ня/розвантаження при амплітуді деформації $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ без руйнування та утворення тріщин. Гранична одно-разова деформація розтягу/стиску становить $\pm 5 \cdot 10^{-3}$ (0,5%), що повністю задовольняє потреби моніторингу сталевих трубопроводів при робочому тиску до 12 бар. За кімнатної температури коефіцієнт тензочутливості K стабільно утримується в межах $120 \pm 10\%$ (рис. 1), а температурний коефіцієнт опору не перевищує $+(0,1 \pm 0,02) \%/^{\circ}\text{C}$ у робочому температурному інтервалі від -150 до $+200^{\circ}\text{C}$.

Для оцінювання температурного запасу проводилося розширене температурне тестування системи. Результати показали, що при нагріванні до 350°C похибка вимірювання, пов'язана з температурним коефіцієнтом опору, не перевищує 1,2% після цифрової корекції. Тому для практичної системи було застосовано термокомпенсаційну схему «міст у мості», де одне із плечей виконує функцію еталонної терморегулювальної ланки. Це робить сенсор придатним для точного вимірювання напружень у складних температурних умовах. Завдяки своїй малій масі та розмірам сенсор може монтуватися на гнучких елементах або у важкодоступних місцях конструкцій. У сукупності ці параметри роблять ниткоподібний кремній оптимальним компромісом між точністю, ресурсом та вартістю сенсора.

Вимірювальна система

Пропонована вимірювальна система складається з трьох функціональних підрівнів: первинний перетворювач, блок оцифрування, бездротовий комунікаційний модуль. Первинний перетворювач утворює повний міст Уїтстона, в одне з плечей якого увімкнено ниткоподібний кремнієвий тензорезистор, а у протилежне — еталонний резистор з температурним коефіцієнтом, підібраним для грубої термокомпенсації. Два інші плеча формуються високостабільними танталовими резисторами на 350 Ом, що забезпечує вихідну напругу моста не більше 40 мВ за граничної деформації $\pm 0,5\%$ (рис. 2). Така амплітуда потребує високого підсилення, яке реалізовано спеціалізованою мікросхемою HX711. Чіп підсилює сиг-

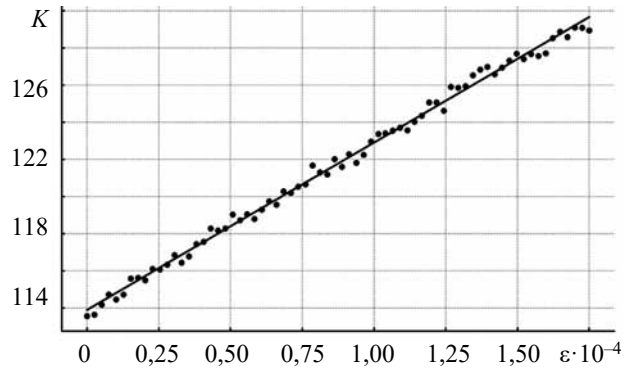
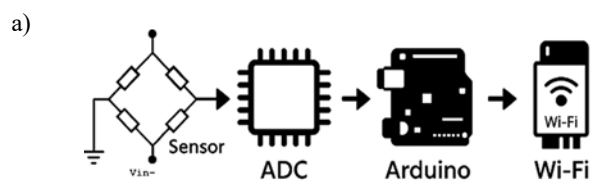


Рис. 2. Залежність вихідного сигналу сенсора від відносної деформації при $T = 300\text{ K}$



б)

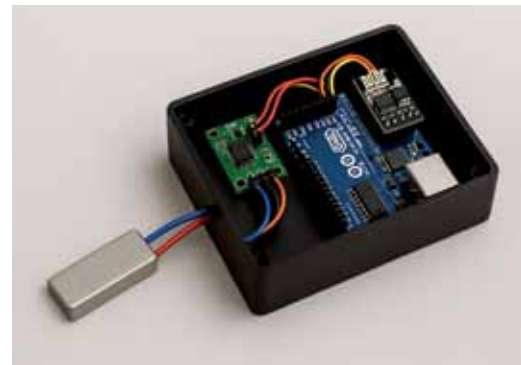


Рис. 3. Блок-схема системи з сенсором на основі ниткоподібних кристалів кремнію (а) та фотографія готового пристрою (б)

нал зі сталюю у 128 разів і одночасно виконує 24-бітове оцифрування, завдяки чому квант виходу становить приблизно 0,3 мкВ.

Оцифрований код передається на мікроконтролер Atmega328P, встановлений на платі Arduino Uno (рис. 3). Система Arduino Uno проводить усі обчислення: розраховує середнє значення, коригує покази за допомогою коефіцієнта температурної похибки, який визначається під час калібрування, та переводить результат у величину відносної деформації. Для забезпечення часової мітки мікроконтролер періодично синхронізується із внутрішнім годинником ESP8266 через простий послідовний протокол. Фізичний обмін між платами здійснюється по UART 9600 бод із двоступеневим узгодженням напруги: вихід TX Arduino через дільник 2 кОм / 1 кОм подається на RX ESP8266, тоді як рівень 3,3 В від TX Wi-Fi-модуля безпосередньо приймається Arduino.

Комунікаційним ядром системи є ESP8266, налаштований у режимі клієнта. Після підімкнення до маршрутизатора модуль відкриває HTTP-сервер на порті 8080 та, використовуючи енергозберігальний режим Light Sleep, “прокидається” кожні п’ять секунд, аби прийняти пакет даних від Arduino. Кожен такий пакет упаковується у JSON-об’єкт, що містить унікальний ідентифікатор вузла, часову позначку формату ISO 8601, відносно деформацію, температуру та напругу живлення. У локальній мережі дані автоматично приймаються брокером, архівуються у базі та відображаються на дашборді, доступному з будь-якого браузера підприємства.

Живлення всієї системи здійснюється від стабілізатора напруги 5 В. У робочому циклі, коли Wi-Fi-модуль перебуває в активному стані (рівно 250 мс), споживання сягає 120 мА, у решту часу воно падає до 25 мА. Випробування з акумуляторним павербанком ємністю 10 000 мА·год засвідчили автономність роботи протягом 72 години без підзарядки. Для забезпечення електромагнітної сумісності тензоміст розташовано на окремій екранованій платі, а силові та сигнальні лінії розділено по різних шарах друкованої плати.

Архітектура прошивки передбачає резервування даних: якщо ESP8266 не відповідає, Arduino переходить у локальний режим, зберігаючи 256 останніх вимірів у EEPROM. Під час тестування на майданчику підприємства після відновлення зв’язку дані з буферу передавали партіями, що дозволило уникнути втрати інформації.

Висновки

Запропонована система з використанням тензорезисторів на основі ниткоподібних кремнієвих кристалів у поєднанні з підсилювачем HX711, мікроконтролером Arduino Uno та модулем ESP8266 дозволяє створити портативний вимірювальний вузол, який легко розгортається у польових умовах і взаємодіє з оператором у реальному часі через звичайну Wi-Fi-мережу. Чутливий елемент зберігає стабільність сигналу у широкому температурному інтерва-

лі, а апаратно-програмна реалізація забезпечує точність та енергетичну автономність у складному промисловому середовищі. Розроблена методика дозволяє адаптувати систему до різних об’єктів контролю завдяки модульній архітектурі та відкритим протоколам передачі даних, забезпечуючи ефективний бездротовий моніторинг деформацій у реальному часі. Практична значущість системи підтверджена натурними випробуваннями на об’єкті трубопровідної інфраструктури. Подальші дослідження доцільно спрямувати на розширення функціоналу системи завдяки інтеграції з візуалізацією карт напружень та аналізу частотних характеристик у режимі реального часу.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Kralovec C., Schagerl M. Review of structural health monitoring methods regarding a multi-sensor approach for damage assessment of metal and composite structures. *Sensors*, 2020, vol. 20, no. 3, article 826. <https://doi.org/10.3390/s20030826>
2. *European Pipeline Incident Study 2024*. EPRS, Brussels, 2025, 112 p.
3. HBM GmbH. *Drift in Bonded Foil Strain Gauge-Based Sensors*. Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH; 2025. Available at: <https://www.hbm.com/tw/6218/drift-in-bonded-foil-strain-gauge-based-sensors>
4. Fan Y., Shen Z., Zhou X. et al. Highly sensitive strain sensor from topological-structure modulated dielectric elastic nanocomposites. *Advanced Electronic Materials*, 2022, vol. 7, iss. 1, article 2101190. <https://doi.org/10.1002/admt.202101190>
5. Wu T., Liu G., Fu Sh., Xing F. Recent progress of fiber-optic sensors for the structural health monitoring of civil infrastructure, *Sensors*, 2020, vol. 20, iss.16, article 4517. <https://doi.org/10.3390/s20164517>.
6. HBM GmbH. An analysis of the cost-effectiveness of optical-technology systems. *Hottinger Brüel & Kjaer*, 2024. Available: <https://www.hbm.com/en/9280/cost-effectiveness-of-optical-technology/>
7. Flores-Bravo J.A., Madrigal J., Zubia J. et al. Coupled-core fiber Bragg gratings for low-cost sensing. *Scientific Reports*, 2022, vol. 12, article 1280. <https://doi.org/10.1038/s41598-022-05313-9>
9. Дружинін А.О., Мар’ямова І.Й., Кутраков О.П. *Датчики механічних величин на основі ниткоподібних кристалів кремнію, германію та сполук A_3B_5* . Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2015. 232 с.

Дата надходження рукопису
до редакції 30.05 2025 р.

WIRELESS DEFORMATION MONITORING SYSTEM USING STRAIN SENSOR
BASED ON SILICON WHISKERS

Structural health monitoring of steel pipelines in industrial environments remains a critical challenge due to mechanical loads, pressure variations, temperature fluctuations, and external degradation. Traditional foil strain gauges, though widely used and inexpensive, suffer from thermal instability, limited operational life under cyclic loading, and the need for hermetic protection, restricting their application in infrastructure monitoring. Optical fiber sensors offer high precision, but are costly and difficult to integrate. This paper presents a wireless deformation monitoring system based on silicon whiskers used as strain-sensitive elements embedded into a Wheatstone bridge. One of the bridge's four arms includes a silicon whisker sensor, while the others use 350 Ω precision tantalum resistors, ensuring thermal stability. The analogue output of the bridge is amplified and digitized by an HX711 ADC and processed by an Arduino-compatible microcontroller, which transmits the data via Wi-Fi. For thermal compensation, a "bridge within a bridge" configuration is used, allowing real-time correction of temperature-induced drift.

Experimental validation was carried out on a water pipeline segment under simulated pressures of up to 12 bar. The silicon whisker-based sensors demonstrated a stable gauge factor of $\sim 120 \pm 10\%$ and a thermal resistance drift within $+(0.1 \pm 0.02)\%/^{\circ}\text{C}$ over the temperature range -150 to $+200$ $^{\circ}\text{C}$. The system reliably measured strain up to $\pm 5 \cdot 10^{-3}$ (0.5%), matching expected deformations in steel pipeline applications. The results of the extended temperature test showed that when heated to $+350^{\circ}\text{C}$, the measurement error caused by the temperature coefficient of resistance does not exceed 1.2% after digital correction. Therefore, for the practical system, a "bridge-in-a-bridge" thermal compensation scheme was used, where one of the arms acts as a reference thermal control link.

The proposed system offers a compact solution for real-time strain monitoring in industrial settings. Its wireless functionality, thermal resilience, and measurement precision make it highly suitable for continuous diagnostics and early fault detection.

Keywords: silicon whisker, strain sensor, Wi-Fi, Arduino Uno, HX711, ESP8266, pipeline monitoring.

REFERENCES

1. Kralovec C., Schagerl M. Review of structural health monitoring methods regarding a multi-sensor approach for damage assessment of metal and composite structures. *Sensors*, 2020, vol. 20, no. 3, article 826. <https://doi.org/10.3390/s20030826>
2. *European Pipeline Incident Study 2024*. EPRS, Brussels, 2025, 112 p.
3. HBM GmbH. Drift in Bonded Foil Strain Gauge-Based Sensors. *Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH*; 2025. Available at: <https://www.hbm.com/tw/6218/drift-in-bonded-foil-strain-gauge-based-sensors>
4. Fan Y., Shen Z., Zhou X. et al. Highly sensitive strain sensor from topological-structure modulated dielectric elastic nanocomposites. *Advanced Electronic Materials*, 2022, vol. 7, iss. 1, article 2101190. <https://doi.org/10.1002/admt.202101190>
5. Wu T., Liu G., Fu Sh., Xing F. Recent progress of fiber-optic sensors for the structural health monitoring of civil infrastructure, *Sensors*, 2020, vol. 20, iss.16, article 4517. <https://doi.org/10.3390/s20164517>.
6. HBM GmbH. An analysis of the cost-effectiveness of optical-technology systems. *Hottinger Brüel & Kjær*, 2024. Available: <https://www.hbm.com/en/9280/cost-effectiveness-of-optical-technology/>
7. Flores-Bravo J.A., Madrigal J., Zubia J., Sales S., Villatoro J. Coupled-core fiber Bragg gratings for low-cost sensing. *Scientific Reports*, 2022, vol. 12, article 1280. <https://doi.org/10.1038/s41598-022-05313-9>
8. Druzhynin A.O., Maryamova I.I., Kutakov O.P. [Sensors of mechanical quantities based on filamentary crystals of silicon, germanium and A_3B_5 compounds]. Lviv: Publishing House of Lviv Polytechnic National University, 2015. 232 p. (Ukr)



Copyright: © 2025 by the authors. 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/>).

Олег КШЕВЕЦЬКИЙ, Юрій ДОБРОВОЛЬСЬКИЙ, Ростислав ДЯЧУК

Україна, м. Чернівці, Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича

E-mail: y.dobrovolsky@chnu.edu.ua

ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ВАХ Si-ФОТОДІОДІВ В ОБЛАСТІ МАЛИХ СТРУМІВ ЗА ДОПОМОГОЮ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОМПЛЕКСУ

За допомогою розробленого комп'ютеризованого вимірювального комплексу досліджено динамічні вольт-амперні характеристики фотодіодів в області малих струмів для випадку, коли фотодіод є ділянкою високоомного електричного кола. Показано, що фотодіоди проявляють гістерезис значень струму, причому тим більший, чим більша швидкість зміни напруги. Отримані результати можуть бути використані для відбору прецизійних фотодіодів, призначених для фотометрії малих потоків оптичного випромінювання.

Ключові слова: фотодіод, темновий струм, вольт-амперна характеристика, вимірювання, програмна інженерія.

Вольт-амперні характеристики (ВАХ) кремнієвих фотодіодів, як і усіх інших приладів з $p-n$ -переходами, дозволяють визначити їхню якість [1], а для фотодіодів ВАХ також дозволяє оцінити виявну здатність приладу. Попри наявність стандартних методик та різноманітних способів та методів їх покращення [2–5] питання точного та коректного вимірювання вольт-амперних характеристик фотодіодів залишається актуальним завданням сучасної вимірювальної техніки. Зазвичай, вимірювання ВАХ фотодіодів зводиться до вимірювання падіння напруги на певному резисторі [2] або до використання так званих перетворювачів струм-напруга [6], в яких це перетворення здійснюється за допомогою спеціалізованих мікросхем. Останніми десятиліттями вимірювання та оцінювання ВАХ напівпровідникових приладів (зокрема, фотодіодів [7–14]) проводиться за допомогою електронно-обчислювальної техніки [11, 15], що спрощує оброблення результатів, але водночас створює проблему точного моделювання процесу вимірювання.

В умовах розроблення та виробництва фотодіодів темнові струми досліджуються, як правило, з метою досягнення певного рівня цих струмів, глибокого ж дослідження механізмів генерації темнового струму зазвичай не проводиться. Отже, перед дослідниками постає питання — як поводитися темнові струми фотодіода, а саме — якою є динаміка їхніх малих значень (на рівні 10^{-9} А), коли фотодіод є ділянкою високоомного електричного кола.

Метою цієї роботи було дослідження динамічних вольт-амперних характеристик зразків кремнієвих фотодіодів в області малих струмів за допомогою розробленого комп'ютеризованого вимірювального комплексу.

Методика проведення досліджень

Для проведення досліджень спочатку було проведено тестування розробленої та виготовленої нами спеціалізованої комп'ютеризованої установки на прикладі отримання та аналізу ВАХ кремнієвих фотодіодів типу УФД-337 [16]. Методика вимірювань темнового струму у цілому відповідає вимогам стандартних методик, описаних, наприклад, у [17], але із суттєвим доопрацюванням, описаним нижче.

Темновий струм фотодіодів вимірювався при зміщенні на переході від 10 мВ до 10 В, як вказано у його паспорті [16].

Методика дослідження пояснюється схемою розробленої установки з використанням комп'ютерного вимірювального комплексу ІТМ (рис. 1) з оригінальним програмним забезпеченням, створеним методом програмної інженерії, яке дозволяє управляти режимом вимірювання (кількістю вимірів за секунду, діапазоном вимірювань), створювати графічне представлення результатів вимірювання та базу даних за результатами вимірювання.

За допомогою батареї $GB1$, $GB2$, перемикача $SA1$, резисторів $R1$, $R2$ та конденсатора $C1$ формується напруга, плавно змінювана у часі. Швидкість змінювання напруги можна регулювати змінним резистором $R1$. Резистор $R2$ призначено для обмеження струму. Для вимірювання сили струму через фотодіод $VD1$ роль наноамперметра відіграють паралельно з'єднані датчик $PA1$ та резистор $R3$ (шунт). Внутрішній опір датчика $PA1$ становить понад 100 ГОм, що значно перевищує величину опору $R3$, а значення сили струму при цьому отримується за величиною спаду напруги на відомому резисторі $R3$. Калібрування датчика $PA1$ відповідає конкретному значенню опору $R3$. Максимально можливий струм через фотодіод $VD1$

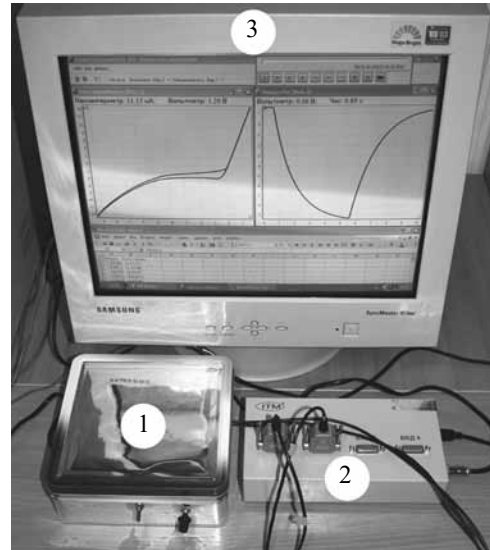
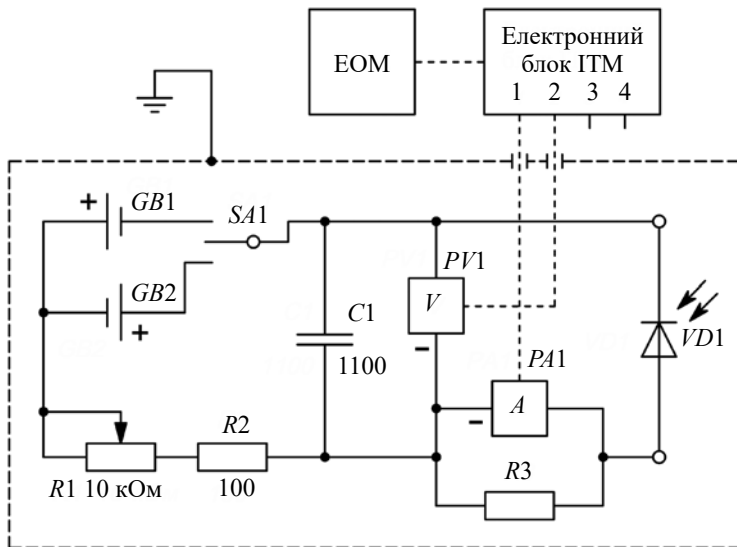


Рис. 1. Схема та фотографія установки для отримання ділянки ВАХ фотодіодів в області малих струмів:
1 — вимірювальна приставка в заземленому металевому корпусі; 2 — електронний блок ІТМ; 3 — монітор ЕОМ

залежить в основному від максимального значення напруги, що подається на конденсатор $C1$, і величини $R3$. Для реєстрації напруги, що подається на послідовно з'єднані фотодіод і “наноамперметр”, використовується датчик $PV1$. (Екранування та датчики показано на рисунку умовно, лише для ілюстрації загального принципу дії установки, конкретні схеми датчиків $PA1$ та $PV1$ та способи екранування на рисунку не відображено.)

До складу вимірювальної приставки 1, що міститься в заземленому металевому корпусі, входять елементи схеми $GB1$, $GB2$, $SA1$, $R1$, $R2$, $C1$, $R3$, деякі елементи датчика $PA1$ та досліджуваний фотодіод $VD1$. Датчики $PA1$ та $PV1$ також під'єднані до відповідних входів електронного блоку ІТМ. До складу електронного блоку входять, зокрема, 16-розрядний аналого-цифровий перетворювач та мікро-ЕОМ. Електронний блок своєю чергою під'єднаний до ЕОМ (персонального комп'ютера). Комп'ютерний вимірювальний комплекс (ЕОМ, електронний блок ІТМ, датчики $PA1$ та $PV1$, програмне забезпечення ITMLab) дозволяє вимірювати значення напруги та сили струму через мінімальний інтервал часу 200 мкс. Отримані дані можуть відображатися у числовому вигляді на екрані комп'ютера або у вигляді графіків. Експериментальні дані також можна експортувати до Excel для подальшої обробки.

Результат експерименту відображається на екрані комп'ютера у вигляді залежності сили струму через фотодіод (реєструє датчик $PA1$) від напруги, що подається на послідовно з'єднані фотодіод і резистор $R3$ (реєструє датчик $PV1$). Для отримання ВАХ діода необхідно визначити напругу безпосередньо на діоді, що легко зробити після експортування експериментальних даних в Excel (необхідно відняти від напруги, яку реєструє $PV1$, напругу на резисторі $R3$).

Тестування вимірювального комплексу

Як зазначалося вище, тестування створеного комплексу здійснювалося шляхом вимірювання динаміки темнових струмів фотодіода типу ФД 337. Це кремнієвий фотодіод на основі кремнію n -типу провідності з питомим опором близько 1 кОм. Відтак, його зворотний струм, вимірюваний при зміщенні 10 мВ, має складати не більше 10–10 А, при зміщенні 10 В — не більше $5 \cdot 10^{-8}$ А.

На рис. 2–4 представлено екранні копії тестування комплексу з отриманими ВАХ фотодіодів. На всіх трьох рисунках справа наведено графіки зміни прикладеної напруги у часі, а зліва — відповідні залежності сили струму від прикладеної напруги (ВАХ).

Дані на рис. 2 отримано для розірваного кола, до якого прикладається напруга, що поступово змінюється протягом понад 10 с: від +1,5 В до –9 В (близько до 9-ї секунди) і далі у зворотному напрямку до –4,63 В. На відповідній ВАХ, що відображена зліва, видно рівень шумів установки (близько 0,02 нА) та незначний гістерезис (близько 0,0025 нА в момент часу 10,32 с). (Для ідеальної установки має бути пряма горизонтальна лінія в нулі.)

Результати, представлені на рис. 3, отримані у випадку, коли до комплексу був підключений активний опір 175 МОм. ВАХ резистора являє собою чітку пряму лінію. Лінії ВАХ, що відповідають зменшенню та збільшенню прикладеної до резистора напруги, зливаються (гістерезис та шуми дуже незначні порівняно з інтервалом зміни сили струму).

Результати вимірювань, коли до комплексу послідовно під'єднуються активний опір 100 МОм (шунт “наноамперметра”) і конденсатор 270 пФ, встановлений замість діода, представлено на рис. 4. На ВАХ добре видно гістерезис, зумовлений наявністю конден-

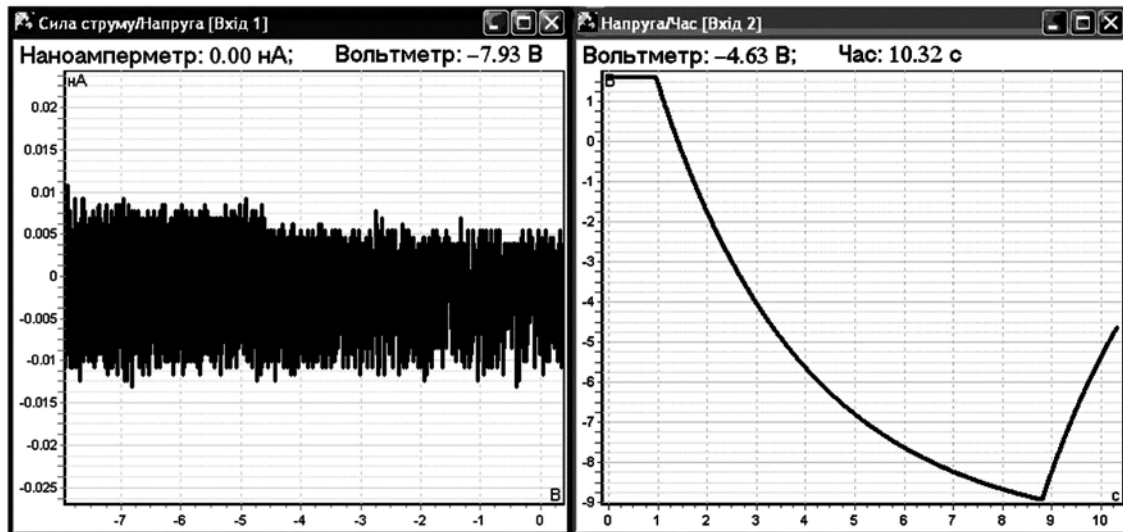


Рис. 2. Результати, отримані для розімкненого кола (фотодіод не під'єднано)

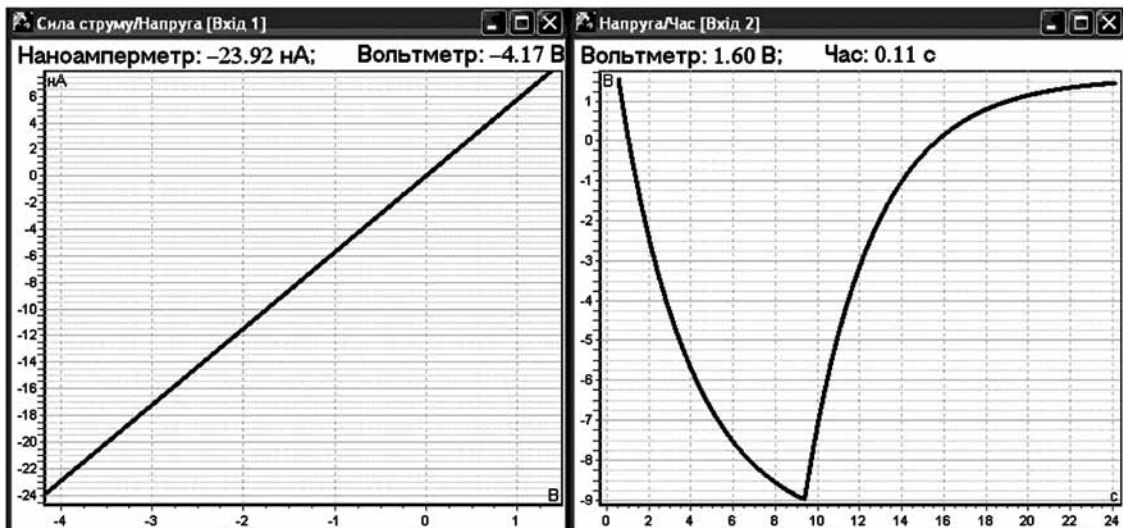


Рис. 3. Результати, отримані для резистора 175 МОм

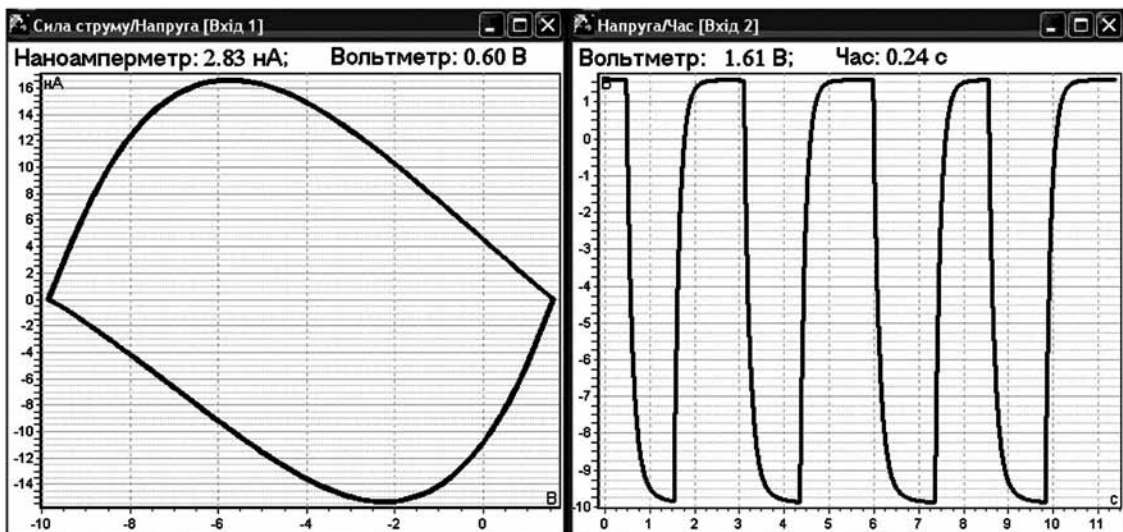


Рис. 4. Результати, отримані для послідовно з'єднаних резистора 100 МОм і конденсатора 270 пф

сатора 270 пФ. Напруга чотири рази зменшувалась і чотири рази збільшувалась з однаковою швидкістю, тому відповідні чотири лінії на ВАХ, що відповідають зменшенню напруги (знизу) зливаються; аналогічно чотири лінії на ВАХ, що відповідають збільшенню напруги (зверху) також зливаються.

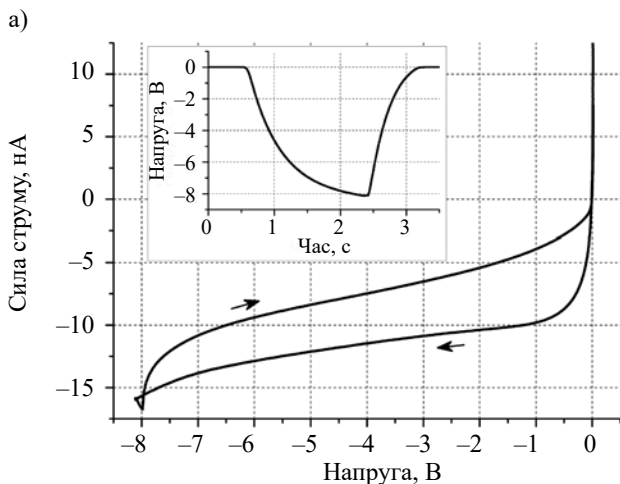
В результаті досліджень встановлено:

- інтервал зміни напруги становить від +1,5 В до -9 В (може бути розширений при застосуванні інших блоків живлення);
- кількість вимірів за секунду — до 5000 (може бути збільшена при використанні більш високочастотного контролера);
- роздільна здатність — до 0,02 нА.

Отримані результати вимірювань передаються до комп'ютера і за допомогою спеціалізованого програмного забезпечення можуть бути представлені у графічному та табличному вигляді.

Дослідження ВАХ кремнієвих фотодіодів та обговорення результатів

Дослідження проводились на двох фотодіодах типу ФД 337 з порядковими номерами 2.6 та 2.10.



На **рис. 5** наведено ділянки динамічних ВАХ фотодіода 2.6 для малих струмів з відповідними часовими залежностями напруги на вставках, що демонструють різницю у швидкості зміни прикладеної до фотодіода напруги у цих двох випадках. ВАХ на рис. 5, а отримано при більшій, ніж на рис. 5, б, швидкості, тому й гістерезис тут більший.

На **рис. 6** наведено ділянку динамічної ВАХ фотодіода 2.10 для малих струмів і відповідну зміну з часом напруги на послідовно з'єднаних фотодіоді та резисторі R3 (100 МОм). Ділянки 1 і 2 ВАХ відповідають більшій швидкості зміни напруги, а ділянка 3 — меншій. Чим менша швидкість зміни напруги, тим більше динамічна ВАХ наближатиметься до статичної.

Невідповідність динамічних та статичних ВАХ фотодіодів найімовірніше зумовлюється наявністю у фотодіодів значної ємності. Для порівняння на **рис. 7** наведено ділянки динамічних ВАХ діода 1N4148, що має значно меншу ємність порівняно з фотодіодами, та для паралельно з'єднаних діода 1N4148 з конденсатором 520 пФ для малих струмів, а також відповід-

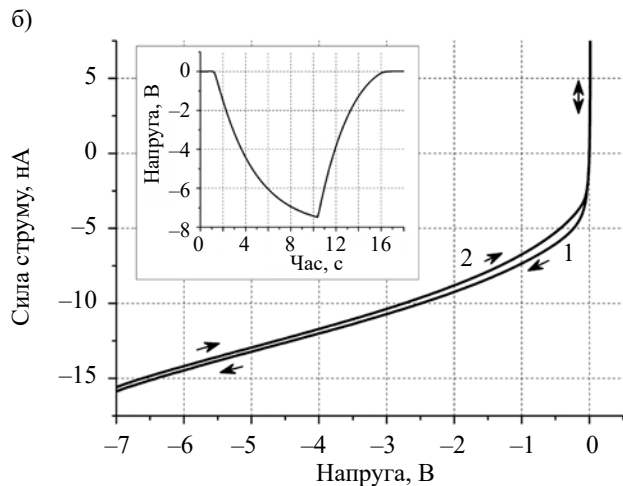


Рис. 5. Динамічні ВАХ (темнові) фотодіода 2.6, отримані за різної швидкості зміни напруги (відповідні зміни напруги у часі див. на вставках)

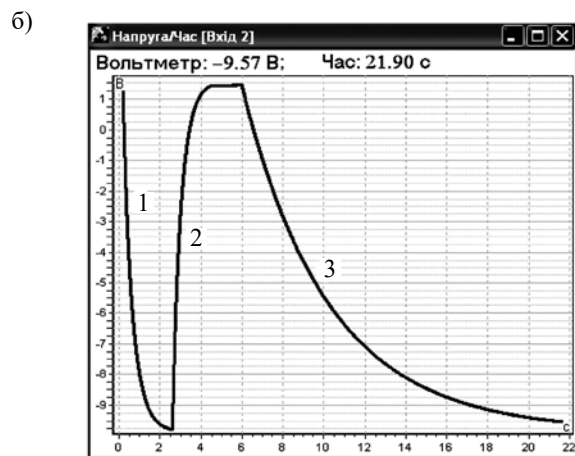
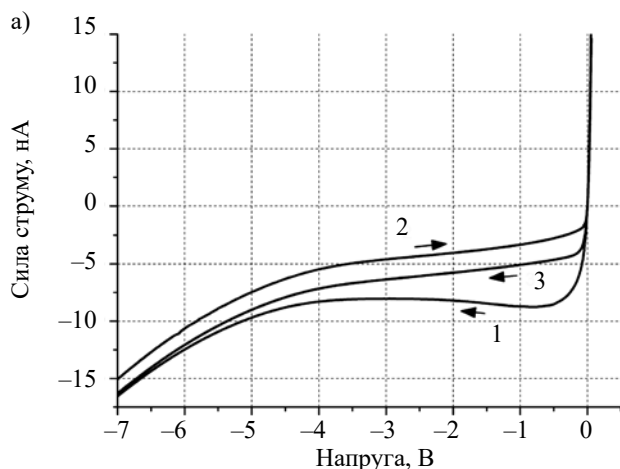


Рис. 6. Динамічна ВАХ (темнова) фотодіода 2.10 (а) та відповідна зміна напруги з часом на послідовно з'єднаних фотодіоді 2.10 та шунті (б)

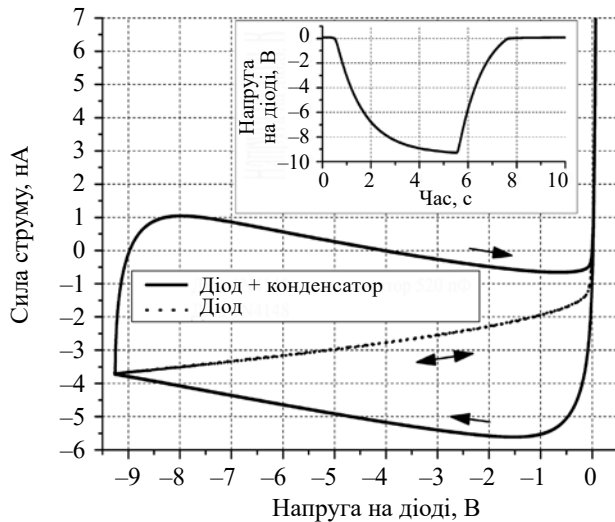


Рис. 7. Динамічні вольт-амперні характеристики діода 1N4148 та паралельно з'єднаних діода 1N4148 і конденсатора 520 пФ

на часова залежність прикладеної до діода напруги. Тут видно, що динамічні ВАХ діода 1N4148 без паралельно під'єданого конденсатора для різних напрямів зміни напруги дуже близькі (майже співпадають).

У наведених прикладах час, необхідний для отримання ВАХ, становив не більше однієї хвилини (в умовах налагодженої установки та під'єданого фотодіода), при цьому кількість точок ВАХ — більше кількох тисяч (5000 вимірів за одну секунду). Всі ВАХ були отримані за кімнатної температури. Зазначимо, що оскільки величини напруги та струму, що використовувались при отриманні ВАХ, були відносно невеликими, нагріванням фотодіодів через Джоулево тепло можна знехтувати.

Оскільки при зменшенні швидкості зміни напруги на фотодіоді динамічні ВАХ наближаються до статичних, установку можна використовувати також для отримання статичних ВАХ, а з аналізу динамічних ВАХ у порівнянні зі статичними можна отримати додаткову інформацію про фотодіод.

Висновки

Зазвичай у серійному виробництві якість фотодіодів за темновим струмом оцінюється відповідно до певної норми: якщо він менше норми, фотодіод вважається якісним за темновим струмом. В процесі дослідження нами була вивчена поведінка темнових струмів кремнієвих фотодіодів в області їхніх малих значень: 10^{-10} – 10^{-7} А.

Результати експериментів показують, що у досліджених фотодіодах спостерігається гістерезис динамічних ВАХ в області струмів 1–10 нА при від'ємній напрузі від –10 до 0 В. Якщо структуру діода виконано досконало у технологічному сенсі, то для статичних ВАХ такого гістерезису або не має бути зовсім, або він може бути у межах похибки вимірюван-

ня темнового струму, яка зазвичай складає біля 5%. У нашому випадку перепад струму у петлі гістерезису на динамічних ВАХ тим більший, чим більша швидкість зміни напруги, і в середньому складає біля 5 нА, що значно більше величини похибки вимірювання (0,01 нА). Така зміна величини струму залежно від того, збільшується зміщення на p – n -переході чи зменшується, може здаватись не суттєвою, коли браковочне значення фотоструму для фотодіода є достатньо високим, наприклад 100 нА. Якщо ж розглядати випадки, коли фотодіод призначений для реєстрації фотострумів на рівні 1 нА і менше (наприклад, низькі рівні освітленості у фотометрії: 0,01–0,1 лк) або для роботи у швидкодіючих пристроях, то виявлене у досліді явище гістерезису може суттєво спотворити результати вимірювання фотоструму.

Таким чином, виявлення за допомогою створеного комплексу описаного гістерезису в області малих струмів може бути використане для тестування фотодіодних структур (кристалів) після їх виготовлення до збирання у корпус. Такий відбір буде ефективним щодо прецизійних фотодіодів, призначених для вимірювання малих потоків оптичного випромінювання.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Wu Yu., Xu Ch., Ren S. et al. Experimental measurements and characterising of photodiodes. Proc. vol. 13255, *International Conference on Optoelectronic Information and Computer Engineering (OICE 2024)*, 2024, 1325504, <https://doi.org/10.1117/12.3039859>
2. Bielecki Z., Achtenberg K., Kopytko M. et al. Review of photodetectors characterization methods. *Bull. Pol. Acad. Sci. Tech. Sci.*, 2022, vol. 70, no. 2, e140534, <https://doi.org/10.24425/bpasts.2022.140534>
3. Ocaya R. Contemporary Parameter Extraction Methods. In: *Extraction of Semiconductor Diode Parameters*. Springer, Cham., 2024, pp. 39–66. https://doi.org/10.1007/978-3-031-48847-4_3
4. Rogalski A. (Ed.) *Infrared Photon Detectors*. Washington, SPIE Optical Engineering Press, 1995. 644 p.
5. Годованюк В.М. Конструкція та виготовлення порогового ФД337А на основі монокристалічного кремнію. *Науковий вісник Чернівецького університету*, 1998, вип. 40. с. 54–58.
6. Бутенко В.К., Годованюк В.М., Докторович І.В. Прецизійний перетворювач струм-напруга. *Науковий вісник ЧНУ*, 2001, вип. 102, Фізика. Електроніка, с. 84–85.
7. Kaplan H.K., Olkun A., Akay S.K. et al. Si-based photodiode and material characterization of TiO_2 thin film. *Opt Quant Electron*, 2021, vol. 53, article 248, <https://doi.org/10.1007/s11082-021-02884-1>
8. Aslanbaş G., Durmuş P., Altındal Ş. et al. The current–voltage (I–V) characteristics and low–high impedance measurements (C/G–V) of $\text{Au}/(\text{AgCdS:PVP})/\text{n-Si}$ Schottky diode (SD) at dark and under illumination conditions. *J Mater Sci: Mater Electron*, 2024, vol. 35, article 2278, <https://doi.org/10.1007/s10854-024-14014-0>
9. Surucu O., Yıldız D.E., Yıldırım M. A study on the dark and illuminated operation of $\text{Al}/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{p-Si}$ Schottky photodiodes: optoelectronic insights. *Appl. Phys. A*, 2024, vol. 130, article 103, <https://doi.org/10.1007/s00339-024-07284-2>
10. Maddaka Reddeppa et al. Current–voltage characteristics and deep-level study of GaN nanorod Schottky-diode-based photodetector. *Semicond. Sci. Technol.*, 2021, vol. 36, no. 3, 035010, <https://doi.org/10.1088/1361-6641/abda62>

11. Yukselturk E., Surucu O., Terlemozoglu M. et al. Illumination and voltage effects on the forward and reverse bias current–voltage (I–V) characteristics in In/In₂S₃/p–Si photodiodes. *J Mater Sci: Mater Electron*, 2021, vol. 32, pp. 21825–21836, <https://doi.org/10.1007/s10854-021-06378-4>

12. Demirezen S., Al-Sehemi A.G., Yuzer A. et al. Electrical characteristics and photosensing properties of Al/symmetrical CuPc/p–Si photodiodes. *J Mater Sci: Mater Electron* 33, 2022, p. 21011–21021, <https://doi.org/10.1007/s10854-022-08906-2>

13. Gurgenc E., Dikici A., Aslan F. Investigation of structural, electrical and photoresponse properties of composite based Al/NiO:CdO/p–Si/Al photodiodes, *Physica B: Condensed Matter*, 2022, vol. 639, 413981, <https://doi.org/10.1016/j.physb.2022.413981>

14. Choe K.K., McClory J.W., Kemnitz R.A. et al. The effects of proton irradiation on the current–voltage and capacitance–voltage

characteristics of GeSn/Si photodiodes. *MRS Advances*, 2025, <https://doi.org/10.1557/s43580-024-01103-9>

15. Воробець Г.І., Воропаєва С.Л., Добровольський Ю.Г., Іванущак Н.М. Алгоритм і програмне забезпечення оптимізації технічних параметрів фотодетекторів. *Науковий вісник Чернівецького університету*, 2009, вип. 446: Комп'ютерні системи та компоненти, с. 112–116.

16. Фотодіод ФД 337. URL: <https://standart-pribor.com.ua/product/fotodiod-fd-337>

17. Годованюк В.М., Бутенко В.К., Докторович І.В., Юр'єв В.Г. Основи метрології фотоприймачів видимого, ультрафіолетового та інфрачервоного діапазонів : навч. посібник. Чернівці : Чернівецький нац. ун-т, 2014.– 440 с

Дата надходження рукопису
до редакції 31.05 2025 р.

DOI: 10.15222/TKEA2025.1-2.38
UDC 535.23:628.98:004.9:535-31:535.247

Oleg KSHEVETSKYI, Yuriy DOBROVOLSKY,
Rostyslav DYACHUK

Ukraine, Chernivtsi, Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University
E-mail: y.dobrovolsky@chnu.edu.ua

RESEARCH OF DYNAMIC CHARACTERISTICS OF Si-PHOTODIODES IN THE REGION OF SMALL CURRENTS USING A COMPUTERIZED MEASURING COMPLEX

Studies of the current-voltage characteristics (IVC) of photodiodes, like all other devices that have a p-n junction, allow us to determine their quality, as well as compliance with the stated requirements for reverse current. In our case, silicon-based photodiodes are considered. For them, the value of the reverse, or otherwise - dark current, allows us to estimate an important parameter - the detectivity of the device.

There are many standard methods and ways to measure the dark current of a photodiode, but the issue of accurate and correct measurement of the current-voltage characteristics of photodiodes remains an urgent task of modern measuring equipment.

Also, an equally urgent issue is ensuring the processing of a large array of data obtained during measurements, their storage, processing and graphical representation, which is achieved by software and computer engineering methods. To solve these problems, we have developed, manufactured and investigated a specialized original computerized complex for studying the dynamic IVC of photodiodes in the range of small currents.

The study of the complex, from the point of view of measuring the dark current, was carried out on silicon photodiodes of the type UFD-337.

The study of the complex showed that the complex has the following technical characteristics. The voltage change interval is from + 1.5 V to – 9 V and can be expanded when using other power supplies. The number of measurements of dark current values per second is up to 5000, and can be increased when using a higher-frequency controller. The resolution when measuring the dark current is 0.02 nA.

The service functions provided by specialized software are the selection and transmission of measurement results to a computer, which can be presented in graphical and tabular form.

When studying the dynamic I-V characteristics of silicon photodiodes of the type FD 337 in the region of small currents, the phenomenon of hysteresis of current values was discovered. Moreover, the hysteresis was observed to be greater the greater the rate of voltage change, namely in the range from negative voltage from minus 10 V to 0 V. In this voltage range, dark current fluctuations were found to be in the range from 1 to 10 nA.

According to the results of the study, the created complex can be recommended for testing precision photodiode crystals intended for measuring small fluxes of optical radiation, before assembly into a housing.

Keywords: photodiode, dark current, current-voltage characteristic, measurement, software engineering.

REFERENCES

1. Wu Yu., Xu Ch., Ren S. et al. Experimental measurements and characterising of photodiodes. Proc. vol. 13255, *International Conference on Optoelectronic Information and Computer Engineering (OICE 2024)*, 1325504, 2024, <https://doi.org/10.1117/12.3039859>
2. Bielecki Z., Achtenberg K., Kopytko M. et al. Review of photodetectors characterization methods. *Bull. Pol. Acad. Sci. Tech. Sci.*, 2022, vol. 70, no. 2, e140534, <https://doi.org/10.24425/bpasts.2022.140534>
3. Ocaya R. Contemporary Parameter Extraction Methods. In: *Extraction of Semiconductor Diode Parameters*. Springer, Cham., 2024, pp. 39–66. https://doi.org/10.1007/978-3-031-48847-4_3
4. Rogalski A. (Ed.) *Infrared Photon Detectors*. Washington, SPIE Optical Engineering Press, 1995. 644 p.
5. Godovaniuk V.M. [Design and manufacturing of the threshold FD337A on the basis of single crystal silicon]. *Naukovyi visnyk Chernivetskoho universytetu*, 1998, iss. 40, pp. 54–58. (Ukr)
6. Butenko V.K., Godovaniuk V.M., Doktorovych I.V. [Precision current-voltage converter]. *Naukovyi visnyk Chernivetskoho universytetu*, 2001, iss. 102: Physics. Electronics, pp. 84–85. (Ukr)
7. Kaplan H.K., Olkun A., Akay S.K. et al. Si-based photodiode and material characterization of TiO₂ thin film. *Opt Quant Electron*, 2021, vol. 53, article 248, <https://doi.org/10.1007/s11082-021-02884-1>
8. Aslanbaş G., Durmuş P., Altındal Ş. et al. The current–voltage (I–V) characteristics and low–high impedance measurements (C/G–V) of Au/(AgCdS:PVP)/n-Si Schottky diode (SD) at dark and under illumination conditions. *J Mater Sci: Mater Electron*, 2024, vol. 35, article 2278, <https://doi.org/10.1007/s10854-024-14014-0>
9. Surucu O., Yıldız D.E., Yıldırım M. A study on the dark and illuminated operation of Al/Si₃N₄/p-Si Schottky photodiodes: optoelectronic insights. *Appl. Phys. A*, 2024, vol. 130, article 103, <https://doi.org/10.1007/s00339-024-07284-2>
10. Maddaka Reddeppa et al. Current–voltage characteristics and deep-level study of GaN nanorod Schottky-diode-based photodetector. *Semicond. Sci. Technol.*, 2021, vol. 36, no. 3, 035010, <https://doi.org/10.1088/1361-6641/abda62>
11. Yukselturk E., Surucu O., Terlemozoglu M. et al. Illumination and voltage effects on the forward and reverse bias current–voltage (I–V) characteristics in In/In₂S₃/p-Si photodiodes. *J Mater Sci: Mater Electron*, 2021, vol. 32, pp. 21825–21836, <https://doi.org/10.1007/s10854-021-06378-4>
12. Demirezen S., Al-Sehemi A.G., Yuzer A. et al. Electrical characteristics and photosensing properties of Al/symmetrical CuPc/p-Si photodiodes. *J Mater Sci: Mater Electron* 33, 2022, pp. 21011–21021, <https://doi.org/10.1007/s10854-022-08906-2>
13. Gurgenc E., Dikici A., Aslan F. Investigation of structural, electrical and photoresponse properties of composite based Al/NiO: CdO/p-Si/Al photodiodes, *Physica B: Condensed Matter*, 2022, vol. 639, 413981, <https://doi.org/10.1016/j.physb.2022.413981>
14. Choe K.K., McClory J.W., Kemnitz R.A. et al. The effects of proton irradiation on the current–voltage and capacitance–voltage characteristics of GeSn/Si photodiodes. *MRS Advances*, 2025, <https://doi.org/10.1557/s43580-024-01103-9>
15. Vorobets G.I., Voropaeva S.L., Dobrovolskyi Y.G., Ivanushchak N.M. Algorithm and software for optimisation of technical parameters of photodetectors. *Naukovyi visnyk Chernivetskoho universytetu*, 2009, iss. 446: Computer systems and components. pp. 112–116. (Ukr)
16. Photodiode FD-337. URL: <https://standart-pribor.com.ua/product/fotodiod-fd-337/>
17. Godovaniuk V.M., Butenko V.K., Doktorovych I.V., Yuriev V.G. [Fundamentals of metrology of photodetectors of visible, ultraviolet and infrared ranges: a textbook]. Chernivtsi: Chernivtsi National University, 2014. 440 p. (Ukr)



Copyright: © 2025 by the authors. Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Володимир ЛІПКА^{1,2}, Юрій ДОБРОВОЛЬСЬКИЙ²

Україна, м. Чернівці, ¹Центральне конструкторське бюро «Ритм»,

²Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича

E-mail: lipka.volodymyr@chnu.edu.ua; y.dobrovolsky@chnu.edu.ua

ФОТОПРИЙМАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ ПІДВИЩЕНОЇ НАДІЙНОСТІ ТА ТРИВКОСТІ ДО ФОНОВОЇ ОСВІТЛЕНOSTІ ДЛЯ FSO

*В умовах технології FSO (вільного оптичного простору) актуальним є питання протидії створюваному сонячним світлом фоновому освітленню, здатному згенерувати великий фотострум фотодіода, який може придушити корисний монохроматичний сигнал. У цій роботі пропонується конструкція надійного та тривкого до фоновної освітленості фотоприймального пристрою, що працює на довжині хвилі 980 нм, в умовах освітлення сонячним випромінюванням потужністю до 17 мВт. Протидія фотоприймача фоновому освітленню полягає у комбінації оптичного від-
різального фільтра, схеми автоматичного регулювання підсилення та алгоритму відбору корисного сигналу за час зростання фотоструму фотодіода на робочій довжині хвилі.*

Ключові слова: фотоприймальний пристрій, фонове освітлення, фотодіод, надійність, тривкість, автоматичне регулювання підсилення, корисний сигнал, алгоритм відбору.

Забезпечення обміну інформаційними сигналами між оптичними каналами є одним з основних напрямків розвитку сучасних телекомунікаційних систем. Зокрема це стосується технології FSO (free space optics — вільний оптичний простір) [1, 2]. Ця технологія забезпечує бездротовий високошвидкісний зв'язок у відкритому повітряному просторі. Відстань, на якій забезпечується стійкий зв'язок, досягає 8 км при швидкодії до 10 Гбіт/с за умови прямої видимості між випромінювачем та приймачем [3]. Але при цьому відкритий оптичний канал забезпечує не лише передачу оптичного випромінювання з робочою довжиною хвилі, оскільки у цьому каналі існує фонове освітлення, вдень — це сонячне випромінювання, потужність якого може бути набагато вища за потужність вимірюваного корисного інформаційного сигналу. В цьому випадку маємо класичний випадок оптичних завад, які спотворюють інформацію, що передається.

Оптичний сигнал приймається фотодіодом, чутливим у спектральному діапазоні 0,8–1,0 мкм, а саме, як у випадку, розглянутому нами раніше у [4], до довжини хвилі $\lambda = 980$ нм.

Метою цієї роботи було створення конструкції фотоприймального пристрою (ФПП), тривкого до фонового освітлення сонячним випромінюванням на довжині хвилі 980 нм, для роботи у телекомунікаційній сфері, зокрема FSO.

Аналіз існуючих способів протидії фоновому випромінюванню

Розглянемо існуючі методи забезпечення працездатності фотодіода як детектора оптичного випромінювання, що переносить інформаційний сигнал в умовах фоновної освітленості, зокрема сонячної.

Існують три групи методів розв'язання зазначеної проблеми, які варто об'єднати для досягнення мети, а саме — розроблення завадостійких фотодіодів [5], оснащених оптичними фільтрами [6, 7], причому фотосигнал має оброблятися за допомогою схем автоматичного регулювання підсилення (АПП), а уся конструкція керуватися мікроконтролером, робота якого організована методами програмної інженерії [8].

В нашому випадку розглядаємо довжину хвилі 980 нм, яка є поширеною серед систем FSO. Оптимальними детекторами на цій довжині хвилі є $p-i-n$ -фотодіоди на основі кремнію [3]. У такого фотодіода має бути висока чутливість до робочої довжини хвилі та мінімальна чутливість за її межами.

Серед відомих технічних рішень тут можна зазначити описане, наприклад, у [9]: прошарок тонкої плівки $\text{Ce}-\text{WO}_3$ між металічним контактом з міді та кремнієм, що сприяє кращому поглинанню й збільшенню чутливості, дозволив забезпечити її величину на рівні 20,61 мА/Вт. Однак така чутливість не є достатньою. Оптимізація технологічних процесів дозволяє досягти імпульсної струмової монохроматичної чутливості 0,41–0,44 А/Вт на довжині хвилі $\lambda = 1064$ нм [10]. Такий результат є наближеним до теоретичної межі. Qiu Yue Wu з колегами [11] демонструє конструкцію фотодетектора на базі сполуки Au/Si/Ag з асиметричними переходами Шотткі, поєднаними з асиметричними контактами. Така конструкція має чутливість до випромінювання з $\lambda = 980$ нм близько 424,3 мА/Вт при нульовому зміщенні. А у [12] шляхом поєднання структурованої поверхні з оптимізованою імплантованою сполукою до-

сягнуто чутливості 0,15–0,30 А/Вт на довжині хвилі 200 – 1000 нм відповідно. Але якщо таке значення прийнятне для ультрафіолетової (УФ) області спектра, то для інфрачервоної (ІЧ) це є замалим.

Тобто очевидно, що існують технології, які підвищують чутливість фотодіодів, призначених для роботи у ближній ІЧ-області спектра оптичного випромінювання. Але в нашому випадку необхідно створити конструкцію фотодіода з підвищеною струмовою монохроматичною чутливістю та зменшеним часом зростання фотоструму на довжині хвилі 980 нм. Кращим рішенням, на нашу думку, є оптимізація конструкції фотодіода з урахуванням особливостей його роботи, як це було зроблено нами раніше при створенні фотодіодів для роботи на довжині хвилі 1,06 мкм [13].

Підвищити ефективність фільтрації корисного сигналу від фонових оптичних завад можуть схемно-технічні рішення. Для цього є схеми, що забезпечують зменшення шуму фотоприймача, коли він зумовлений фоновим випромінюванням. Так, у [14] для мінімізації шуму використовується схема керування вихідним струмом фотоприймача, яка має зворотний зв'язок із вхідним сигналом. Ще одне рішення запропоновано у [15], де за допомогою вбудованих компараторів та логічної схеми поза приймачем отримують сигнал із частотою, пропорційною рівню фонового світла.

Описані схемні рішення загалом називають схемами автоматичного регулювання підсилення (АРП) [16]. Їх використовують у медичній техніці [17, 18], системах зв'язку [19, 20]. Особливість АРП полягає у регулюванні коефіцієнта підсилення вихідного фотосигналу, що дозволяє як регулювати динамічний діапазон фотоприймача, так і фіксувати корисний сигнал із певною частотою, пропорційною рівню оптичного сигналу [21]. Зокрема, у [22] показано, що для застосування фотодіода у схемі АРП потрібно враховувати як його динамічний діапазон, так і частотні характеристики попереднього підсилювача. Ці характеристики потрібно звести до значень, за яких фонове випромінювання можна вивести за межі робочої частоти.

Також слід зазначити, що для збільшення точності вимірювання та підвищення надійності роботи такої схеми варто автоматизувати процес вимірювання за допомогою мікроконтролера з відповідним програмним забезпеченням, як це реалізовано у [23, 24]. Раніше нами був розроблений алгоритм протидії фоновій освітленості підвищеної надійності для вимірювання енергетичної освітленості, створюваного бактерицидним опромінювачем [25] на довжині хвилі 254 нм.

Схема конструкції ФПП з фільтрацією фотоструму, генерованого фоновим випромінюванням

Відомо, що оптичне випромінювання поглинається у напівпровідникових матеріалах на різній глибині [26]. При цьому чим більше довжина хвилі випромінювання, тим більшою є глибина його поглинання, тобто короткохвильове випромінювання генерує неосновні носії заряду, що роблять свій внесок у фотострум, з приповерхневого шару, а більш довгохвильове — з шару на більшій глибині.

Згідно із запропонованою у [25] моделлю, більш довгохвильовому випромінюванню потрібно більше часу для проникнення на більшу глибину у напівпровідник і, відповідно, більше часу на генерацію неосновних носіїв заряду для фотоструму. Ця різниця не є великою, лише 7 нс для $\lambda = 254$ нм та $\lambda = 550$ нм, що відповідає частоті приблизно 5 ГГц. Дослідження було проведено на фотодіоді ФД-288, призначеному для вимірювання УФ- та видимого випромінювання. Надалі ці дослідження були продовжені для випромінювання з довжиною хвилі 980 нм на базі фотодіода УФД-15М [27], який є досить чутливим у ближній ІЧ-області спектра. На **рис. 1** для порівняння наведено відносні спектральні характеристики обох цих фотодіодів.

Також відомо, що фотострум має певний час зростання, тобто час, за який усі згенеровані опромінюванням носії заряду потрапляють до $p-n$ -переходу та викличуть фотострум у зовнішньому колі. Цей час визначається тим, як глибоко проникає промінь світла в об'єм напівпровідника. Час зростання фотоструму фотодіода УФД-15М на довжині хвилі 980 нм складає близько 50 нс при зміщенні на $p-n$ -переході до 120 В, як це показано на **рис. 2**.

Сучасна цифрова техніка може працювати з такими значеннями часу при використанні відповідного програмного забезпечення, яке дозволяє фіксувати фотострум, зумовлений оптичним випромінюванням з довжиною хвилі більш як 980 нм, лише у період перших 50 нс, після чого схема оброблення фотосигналу

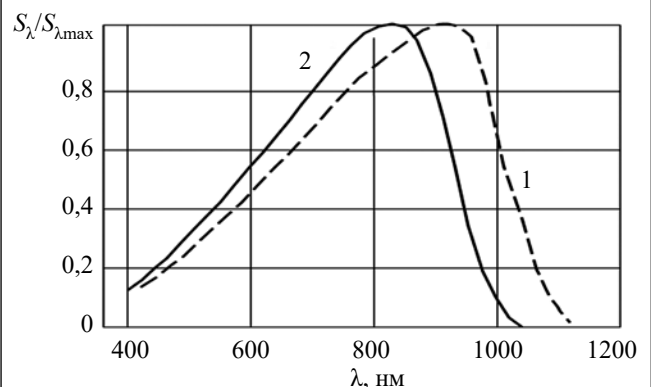


Рис. 1. Усереднена спектральна характеристика чутливості серійних фотодіодів УФД-15М (1) та фотодіода ФД-288 (2)

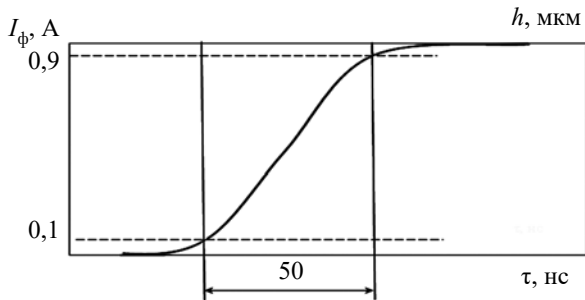


Рис. 2. Час зростання τ фотоструму фотодіода УФД-15М на довжині хвилі 980 нм:

I_ϕ — фотострум, генерований оптичним випромінюванням;
 h — глибина, на якій поглинається це випромінювання (залежить від певної довжини хвилі)

має ігнорувати фотострум, який генерується надалі. Але при цьому лишається питання генерації фотоструму більш короткохвильовим випромінюванням, з яким схема відсічки фотоструму за часом зростання не впорається. У зв'язку з цим було проведено дослідження впливу оптичного фільтра на фотосигнал, генерований фотодіодом УФД-15М при $\lambda < 980$ нм. Було використано світлофільтр зі скла ІКС7 товщиною 4 мм, який пропускає оптичне випромінювання у діапазоні $\lambda \approx 800 - 4800$ нм. Таким чином, область спектральної чутливості фотодіода звузилася до $800 - 1100$ нм, чого цілком достатньо для вимірювання оптичного випромінювання з довжиною хвилі 980 нм. При цьому величина фоновому фотоструму зменшилася на 60%.

Таким чином вдається зменшити вплив сонячного фоновому світла на роботу фотодіода у спектральних діапазонах від 400 до 800 нм та понад 980 нм. Залишається ділянка від 800 до 980 нм, де сонячне світло може вплинути на роботу фотодіода. Цей вплив можна нівелювати за допомогою схеми АРП, наведеної на рис. 3.

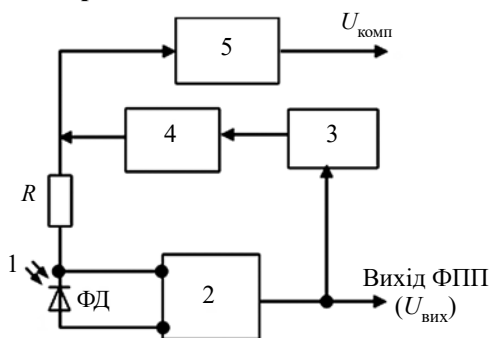


Рис. 3. Блок-схема ФПП з АРП, стійкого до немодульованого фоновому випромінювання:

1 — фотодіод; 2 — перетворювач струм-напруга; 3 — джерело струму, кероване напругою; 4 — фільтр високої частоти; 5 — технологічний каскад для вимірювання струму компенсації

$U_{\text{вих}}$ — вихідна напруга ФПП; $U_{\text{комп}}$ — напруга, пропорційна струму компенсації; R — обмежувальний резистор струму компенсації фотодіода

Схема працює таким чином. Фотодіод 1 поглинає оптичне випромінювання (яке пройшло скрізь оптичний фільтр ІКС-7 і є більш довгохвильовим, ніж фільтр сприймає) та генерує фотострум, перетворюваний у напругу $U_{\text{вих}}$ на виході ФПП перетворювачем струм-напруга 2. Перетворювач 2 має зворотний зв'язок, який містить джерело струму, кероване напругою 3, та високочастотний фільтр 4 (RC-фільтр). Фільтр 4 за допомогою джерела струму 3 відсікає фотострум, обумовлений фоновим випромінюванням, яке має інший частотний склад порівняно із частотним складом робочої частоти. Таким чином, струм компенсації $I_{\text{комп}}$, генерований на виході джерела струму 5, еквівалентний струму, який створюється фоновим випромінюванням (не у робочому частотному діапазоні). Цей струм віднімається від загального фотоструму, що генерується фотодіодом 1. Струм компенсації $I_{\text{комп}}$ вимірюється технологічним каскадом 5.

Отже, остаточна блок-схема конструкції ФПП виглядає так, як це показано на рис. 4, а принцип її роботи продемонстровано на рис. 5.

Роботу фотодіода з фільтром ІКС-7 та АРП продемонстровано вище. Мікроконтролер забезпечує відбір фотосигналу з $\lambda = 980$ нм, вимірюного за 50 нс (час повного поглинання).

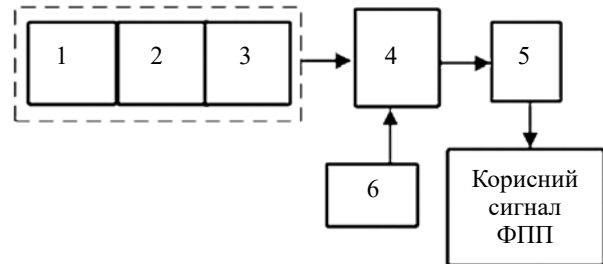


Рис. 4. Блок-схема конструкції ФПП:

1 — оптичний фільтр ІКС-7; 2 — фотодіод; 3 — схема АРП; 4 — мікроконтролер; 5 — вимірювач фотоструму протягом часу зростання (50 нс); 6 — блок керування мікроконтролером

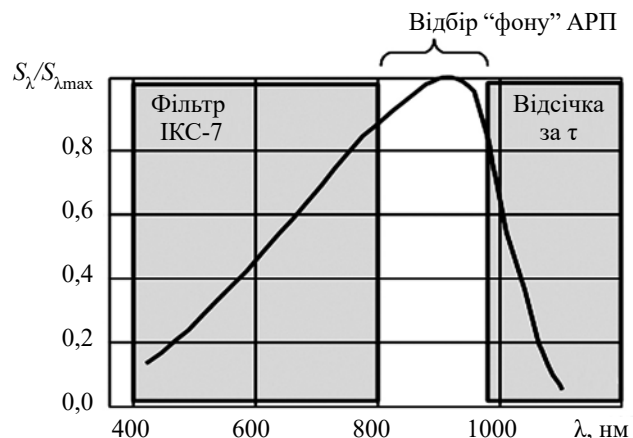


Рис. 5. Видалення фонові складові фотоструму фотодіода за допомогою оптичного фільтра ІКС-7, відбору сигналу протягом часу зростання фотоструму τ та схеми АРП

Дослідження тривкості запропонованої конструкції ФПП і надійності схеми та програмного забезпечення

Дослідження фотоприймального пристрою на тривкість до фонового сонячного опромінювання показало, що запропонована конструкція забезпечує компенсацію оптичної потужності, еквівалентну потужності до 17 мВт.

У рамках досліджень було також проведено випробування на надійність розробленої схеми та програмного забезпечення (ПЗ) для мікроконтролера, а саме — випробування на безвідмовність ФПП та на ймовірність безвідмовної роботи ПЗ.

Випробування ФПП тривали 500 годин в умовах його опромінення потоком світла з робочою довжиною хвилі 980 нм. При цьому кожні 125 годин напруження вимірювалася вольтова монохроматична чутливість ФПП у вигляді її відхилення від норми ($5 \cdot 10^4$ В/Вт) протягом часу випробувань. За час випробувань відмов не спостерігалось.

Дослідження надійності розробленого ПЗ для мікроконтролера здійснювалося відповідно до моделі Шумана [28]. Оцінювалося значення початкової кількості помилок у програмному коді при загальній кількості операторів, що не перевищувала 10 000. Результати показали, що кількість помилок у ПЗ, яке управляє відбором фотосигналу за часом, а також роботою системи вимірювання загалом, дорівнювала п'яти. Помилки були визначені, а причини усунені. Ймовірність безвідмовної роботи ПЗ в інтервалі напруження від 0 до 10 годин знаходиться на рівні 0,987. Зазначимо, що часовий інтервал тривалістю 10 годин було обрано довільно. У подальших дослідженнях надійності ПЗ час випробувань може бути збільшений відповідно до часу роботи системи, в якій застосовуватиметься ФПП.

Висновки

Таким чином, проведений аналіз існуючих способів протидії фоновому випромінюванню дозволив розробити конструкцію фотоприймального пристрою, тривкого до фонового освітлення сонячним випромінюванням на довжини хвилі 980 нм. Як показали дослідження, поєднання оптичного відрізного фільтра, схеми автоматичного регулювання підсилення та алгоритму відбору корисного сигналу протягом часу зростання фотоструму на робочій довжині хвилі дозволили ефективно протидіяти фоновому освітленню фотоприймача. Створений пристрій є тривким до фонового сонячного опромінювання потужністю до 17 мВт, а його безвідмовність складає не менше 500 годин напруження.

Розроблене програмне забезпечення дозволяє автоматизувати процес вимірювання, а ймовірність його безвідмовної роботи протягом десяти годин складає майже 99%.

Подальші роботи передбачають дослідження створеного ФПП на стійкість та тривкість до зовнішніх механічних та кліматичних факторів.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Al-Gailani S. A. et al. A survey of free space optics (FSO) communication systems, links, and networks. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 7353–7373. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3048049>
2. Mikołajczyk J., Bielecki Z., Bugajski M. et al. Analysis of free-space optics development, *Metrol. Measur. Syst.*, 2017, vol. 24, no. 4, pp. 653–674. <https://doi.org/10.1515/mms-2017-0060>
3. Ghassemloooy Z. et al. An Overview of Optical Wireless Communications. In: Uysal M., Capsoni C., Ghassemloooy Z., Boucouvalas A., Udvary E. (eds) *Optical Wireless Communications. Signals and Communication Technology*. Springer, Cham., 2016, pp. 1–23. https://doi.org/10.1007/978-3-319-30201-0_1
4. Добровольський Ю. Г., Ліпка В. М. Кремнієвий фотодіод для телекомунікації (FSO) з підвищеною швидкодією та чутливістю на довжині хвилі 980 нм. *Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки*, 2024, т. 331, № 1, с. 205–214. <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2024-331-31>
5. Rogalski A. *Infrared and Terahertz Detectors*, CRC Press, 2022. 1066 p. URL: <https://www.routledge.com/Infrared-and-Terahertz-Detectors-Third-Edition/Rogalski/p/book/9781032338668#top>
6. Мачехін Ю. П., Гнатенко О. С., Курський Ю. С. та ін. *Лазерні, оптикоелектронні прилади та системи. Ч. 1. Лазерна інформаційно-вимірювальна техніка для задач військового призначення*. Харків: ФОП Панов А. М., 2019. 156 с. URL: <https://doi.org/10.30837/978-617-7771-76-9>
7. Чадюк В. О. *Оптоелектроніка: від макро до нано. Передавання, перетворення та приймання оптичного випромінювання: навч. посіб.* У 2-х кн. Київ: КП ім. Ігоря Сікорського, Вид-во «Політехніка», 2018. Кн. 1, 376 с.
8. Трофименко О. Г., Манаков С. Ю., Ларін Д. Г. *Основи програмної інженерії: навч.-метод. посібник*. Одеса: Фенікс, 2022. 197 с. URL: <https://hdl.handle.net/11300/22773>
9. Marnadu R., Chandrasekaran J., Maruthamuthu S. et al. Ultra-high photoresponse with superiorly sensitive metal-insulator-semiconductor (MIS) structured diodes for UV photodetector application. *Applied Surface Science*, 2019, vol. 30, pp. 308–322. <https://doi.org/10.1016/j.apsusc.2019.02.214>
10. Kukurudziak M. Silicon four element p-i-n photodiode with improved characteristics. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2023, no. 1, pp. 92–100. <https://doi.org/10.32620/reks.2023.1.07>
11. Wu Q., Cen G., Liu Yu. A simple-structured silicon photodetector possessing asymmetric Schottky junction for NIR imaging. *Physics Letters A*, 2021, vol. 7, 127586. <https://doi.org/10.1016/j.physleta.2021.127586>
12. Setälä O. E., Chen K., Pasanen T. P. et al. Boron-implanted black silicon photodiode with close-to-ideal responsivity from 200 to 1000 nm. *ACS Photonics* 2023, vol. 10, iss. 6, pp. 1735–1741. <https://doi.org/10.1021/acsphotonics.2c01984>
13. Dobrovolsky Y., Sorokaty Y. Model and algorithm of creation of silicon photodiode with high sensitivity in the middle infrared area of the spectrum. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2022, no. 4, pp. 98–107. <https://doi.org/10.32620/reks.2022.4.07>
14. Bi X., Li J., Gu Z. et al. High sensitivity and dynamic-range 25 gbaud silicon receiver chipset with current-controlled DC adjustment path and cube-shape Ge-on-Si PD. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2020, vol. 67, iss. 11. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2020.3011292>
15. Raynor J. M., Seitz P. A linear array of photodetectors with wide dynamic range and near photon quantum-noise limit. *Sensors and Actuators A: Physical*, 1997, vol. 61, iss. 1–3, pp. 327–330. [https://doi.org/10.1016/S0924-4247\(97\)01481-7](https://doi.org/10.1016/S0924-4247(97)01481-7)
16. Perez A., Pablo Ju., Lopez C. S., Calvo B. *Automatic gain control. Techniques and Architectures for RF Receivers*.

Springer New York, NY, 2011. URL: <https://www.springer.com/gp/book/9781461401667>

17. Thomas F. A., Dietz V., Schrafl-Altermatt M. Automatic gain control of neural coupling during cooperative hand movements. *Scientific Reports*, 2018, vol. 8, article number 5959. <https://doi.org/10.1038/s41598-018-24498-6>

18. Veugen L.C.E., Chalupper J., Snik A.F.M. et al. Matching automatic gain control across devices in bimodal cochlear implant users. *Ear Hear*, 2016, vol. 37, iss. 3, pp. 260–70. <https://doi.org/10.1097/AUD.0000000000000260>

19. Borowski H., Isoz O., Eklof F.M. et al. detecting false signals with automatic gain control. *GPS World Staff*, 2012. URL: <https://www.gpsworld.com/detecting-false-signals-automatic-gain-control-12804/>

20. Jun Hee Jang, Hyung Jin Choi. A fast automatic gain control scheme for 3GPP LTE TDD system. 2010 IEEE 72nd Vehicular Technology Conference - Fall. Ottawa, ON, Canada, 2010, pp. 1–5, <https://doi.org/10.1109/VETECF.2010.5594461>

21. Raynor J.M., Seitz P. A linear array of photodetectors with wide dynamic range and near photon quantum-noise limit. *Sensors and Actuators A: Physical*, 1997, vol. 61, iss. 1–3, pp. 327–330. [https://doi.org/10.1016/S0924-6427\(97\)01481-7](https://doi.org/10.1016/S0924-6427(97)01481-7)

22. Hodovaniouk V.M., Doktorovych I.V., Butenko V.K. et al. Silicon photodiode & preamplifier operation characteristic properties under background radiation conditions. *Semiconductor*

Physics Quantum Electronics & Optoelectronics, 2005, vol. 8, no. 1, pp. 83–86. URL: http://journal-spqeo.org.ua/n1_2005/v8n1-p083-086.pdf

23. Фрімен Е., Робсон Е. *Head First. Патерни проектування*. Харків, Фабула, 2020. 672 с.

24. Проектування спеціалізованих мікропроцесорних систем. Навчальний посібник – Електронна версія. Укладачі Г. І. Воробець, С. В. Мельничук. Чернівці : Чернівецький національний університет, 2022. 105 с.

25. Добровольський Ю.Г., Ліпка В.М. Алгоритм протидії фоновій освітленості підвищеної надійності для вимірювання енергетичної освітленості, створюваного бактерицидним опромінювачем. *Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки*, 2024, т. 339, № 4, с. 64–71. <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2024-339-4-11>.

26. Sze S. M., NgK. K. *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & Sons Inc., New Jersey, 2006.

27. УФД15М-01 Технічні характеристики. URL: <https://zapadpribor.com.ua/ufd15m-01>

28. Яковина В. С., Сенів М. М. *Основи теорії надійності програмних систем. Навчальний посібник*. Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2020. 248 с.

Дата надходження рукопису
до редакції 01.06 2025 р.

DOI: 10.15222/TKEA2025.1-2.45
UDC 535.23:621.383.52:546.28:004.9

Volodymyr LIPKA^{1,2}, Yurii DOBROVOLSKY²

Ukraine, Chernivtsi,

¹Rhythm Optoelectronics Shareholding Company,

²Chernivtsi National University name Yuriy Fedkovych

E-mail: lipka.volodymyr@chnu.edu.ua;
y.dobrovolsky@chnu.edu.ua

PHOTO RECEIVER DEVICE OF INCREASED RELIABILITY AND RESISTANCE TO BACKGROUND LIGHTING FOR FSO

The exchange of information signals using optical channels is one of the main directions of development of modern telecommunication systems. Such communication channels include, in particular, the rapidly developing free space optical (FSO) technology. Since such communication is carried out in the open air, it is necessarily affected by optical interference, which is mainly created by solar radiation. Therefore, in FSO conditions, the issue of counteracting background illumination created by sunlight becomes relevant. It is capable of generating a large photocurrent of a photodiode that receives a useful optical signal. The question arises of how to filter the useful signal, which is transmitted at a certain wavelength (in our case, it is 980 nm), from the background signal of optical interference, which can suppress the useful monochromatic signal. This is especially important when the spectral ranges of sensitivity of the photodetector and the source of optical interference overlap.

Therefore, the purpose of the research and development was to create a design of a background-resistant photo-receiving device (PRD), operating at a wavelength of 980 nm, under the conditions of illumination of the photodiode by solar radiation.

To achieve the specified goal, a study of known technical solutions was conducted, which showed that the optimal design should be one that uses optical and electronic methods. In addition, the possibility of tracking the useful signal was shown, taking into account the time during which the photodetector reacts to irradiation of the working wavelength. Namely, the growth time of the photodetector. Thus, the counteraction to the background illumination of the photodetector consists in a combination of an optical cut-off light filter, an automatic gain control circuit that compensates for the component of the photocurrent caused by the constant frequency composition characteristic of solar radiation, as well as an algorithm for selecting the useful signal based on the growth time of the photodiode at the working wavelength. This selection, as well as the general operation of the PRD, is carried out and controlled using specialized software, which is loaded into the corresponding microcontroller. Studies of the created PRD have shown that it is resistant to background solar radiation of power up to 17 mW. A study of the reliability of the PRD and software has been conducted. The reliability of the PRD is at least 500 hours of operation.

The probability of failure-free operation of the software in the operating interval from 0 to 10 hours is at least 0.98.

Keywords: photo-receiving device, background illumination, photodiode, automatic gain control, software reliability.

REFERENCES

1. Al-Gailani S. A. et al. A survey of free space optics (FSO) communication systems, links, and networks. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 7353–7373. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3048049>
2. Mikołajczyk J., Bielecki Z., Bugajski M. et al. Analysis of free-space optics development. *Metrol. Measur. Syst.*, 2017, vol. 24, no. 4, pp. 653–674. <https://doi.org/10.1515/mms-2017-0060>
3. Ghassemlooy Z. et al. An Overview of Optical Wireless Communications. In: Uysal M., Capsoni C., Ghassemlooy Z., Boucouvalas A., Udvary E. (eds) *Optical Wireless Communications. Signals and Communication Technology*. Springer, Cham., 2016, pp. 1–23. https://doi.org/10.1007/978-3-319-30201-0_1
4. Dobrovolsky Y., Lipka V. Silicon photodiode for telecommunications (FSO) with increased speed and sensitivity at 980 nm. *Herald of Khmelnytskyi National University. Technical Sciences*, 2024, vol. 331, no. 1, pp. 205–214. <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2024-331-31> (Ukr)
5. Rogalski A. *Infrared and Terahertz Detectors*, CRC Press, 2022. 1066 p. Available: <https://www.routledge.com/Infrared-and-Terahertz-Detectors-Third-Edition/Rogalski/p/book/9781032338668#top>
6. Machekhin Yu.P., Hnatenko O.S., Kurskyi Yu.S. et al. Lazerni, optyko-elektronni prylady ta systemy. Ch. 1. *Lazerna informatsiino-vymiriuvalna tekhnika dlia zadach viiskovoho pryznachennia* [Laser, optoelectronic devices and systems. Part 1. Laser information and measuring equipment for military purposes]. Kharkiv: FOP Panov A.M., 2019. 156 p. Available: <https://doi.org/10.30837/978-617-7771-76-9> (Ukr)
7. Chadyuk V. O. *Optoelektronika: vid makro do nano. Peredavannya, peretvorennia ta pryymannya optychnoho vy-prominyuvannya : navch. posib* [Optoelectronics: from macro to nano. Transmission, conversion and reception of optical radiation: a textbook]. In 2 books. Kyiv: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Publishing House “Polytechnics”, 2018. Book 1, 376 p. (Ukr)
8. Trofymenko O. H., Manakov S. YU., Larin D. H. *Osnovy prohrannoyi inzheneriyi : navch.-metod. posibnyk* [Fundamentals of software engineering: teaching and methodical manual]. Odesa: Feniks, 2022. 197 c. Available: <https://hdl.handle.net/11300/22773> (Ukr)
9. Marnadu R., Chandrasekaran J., Maruthamuthu S. et al. Ultra-high photoresponse with superiorly sensitive metal-insulator-semiconductor (MIS) structured diodes for UV photodetector application. *Applied Surface Science*, 2019, vol. 30, pp. 308–322. <https://doi.org/10.1016/j.apsusc.2019.02.214>
10. Kukurudziak M. Silicon four element p-i-n photodiode with improved characteristics. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2023, no. 1, pp. 92–100. <https://doi.org/10.32620/reks.2023.1.07>
11. Wu Q., Cen G., Liu Yu. A simple-structured silicon photodetector possessing asymmetric Schottky junction for NIR imaging. *Physics Letters A*, 2021, vol. 7, 127586. <https://doi.org/10.1016/j.physleta.2021.127586>
12. Setälä O.E., Chen K., Pasanen T.P. et al. Boron-implanted black silicon photodiode with close-to-ideal responsivity from 200 to 1000 nm. *ACS Photonics* 2023, vol. 10, iss. 6, pp. 1735-1741. <https://doi.org/10.1021/acsp Photonics.2c01984>
13. Dobrovolsky Y., Sorokaty Y. Model and algorithm of creation of silicon photodiode with high sensitivity in the middle infrared area of the spectrum. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2022, no. 4, pp. 98–107. <https://doi.org/10.32620/reks.2022.4.07>
14. Bi X., Li J., Gu Z. et al. High sensitivity and dynamic-range 25 gbaud silicon receiver chipset with current-controlled DC adjustment path and cube-shape Ge-on-Si PD. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2020, vol. 67, iss. 11. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2020.3011292>
15. Raynor J.M., Seitz P. A linear array of photodetectors with wide dynamic range and near photon quantum-noise limit. *Sensors and Actuators A: Physical*, 1997, vol. 61, iss. 1–3, pp. 327-330. [https://doi.org/10.1016/S0924-4247\(97\)01481-7](https://doi.org/10.1016/S0924-4247(97)01481-7)
16. Perez A., Pablo Ju., Lopez C. S., Calvo B. *Automatic gain control. Techniques and Architectures for RF Receivers*. Springer New York, NY, 2011. Available: <https://www.springer.com/gp/book/9781461401667>
17. Thomas F. A., Dietz V., Schrafl-Altarmatt M. Automatic gain control of neural coupling during cooperative hand movements. *Scientific Reports*, 2018, vol. 8, article number 5959. <https://doi.org/10.1038/s41598-018-24498-6>
18. Veugen L.C.E., Chalupper J., Snik A.F.M. et al. Matching automatic gain control across devices in bimodal cochlear implant users. *Ear Hear*, 2016, vol. 37, iss. 3, pp. 260–70. <https://doi.org/10.1097/AUD.0000000000000260>
19. Borowski H., Isoz O., Eklof F.M. et al. detecting false signals with automatic gain control. *GPS World Staff*, 2012. Available: <https://www.gpsworld.com/detecting-false-signals-automatic-gain-control-12804/>
20. Jun Hee Jang, Hyung Jin Choi. A fast automatic gain control scheme for 3GPP LTE TDD system. 2010 IEEE 72nd Vehicular Technology Conference - Fall. Ottawa, ON, Canada, 2010, pp. 1–5, <https://doi.org/10.1109/VETECF.2010.5594461>
21. Raynor J.M., Seitz P. A linear array of photodetectors with wide dynamic range and near photon quantum-noise limit. *Sensors and Actuators A: Physical*, 1997, vol. 61, iss. 1–3, pp. 327-330. [https://doi.org/10.1016/S0924-4247\(97\)01481-7](https://doi.org/10.1016/S0924-4247(97)01481-7)
22. Hodovaniouk V.M., Doktorovych I.V., Butenko V.K. et al. Silicon photodiode & preamplifier operation characteristic properties under background radiation conditions. *Semiconductor Physics Quantum Electronics & Optoelectronics*, 2005, vol. 8, no. 1, pp. 83–86. Available: http://journal-spqeo.org.ua/n1_2005/v8n1-p083-086.pdf
23. Freeman E., Bates B., Sierra K., Robson E. *Head First Design Patterns: A Brain-Friendly Guide* O'Reilly MediaB, 2004. 694 p.
24. *Proektuvannya spetsializovanykh mikroprotsessornykh system* [Design of specialized microprocessor systems. Textbook – Electronic version]. Compiled by G. I. Vorobets, S. V. Melnychuk. Chernivtsi: Chernivtsi National University, 2022. 105 p. (Ukr)
25. Dobrovolsky, Y., Lipka, V. High reliability anti-background illumination algorithm for measuring energy illumination produced by a bactericidal irradiator. *Herald of Khmelnytskyi National University. Technical Sciences*, 2024, vol. 339, no. 4, pp. 64–71. <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2024-339-4-11> (Ukr)
26. Sze S. M., NgK. K. *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & Sons Inc., New Jersey, 2006.
27. *UFD15M-01. Technical specifications*. Available: <https://zapadpribor.com/en/ufd15m-01/>
28. Yakovyna V. S., Seniv M. M. *Osnovy teorii nadiynosti prohrannykh system. Navchal'nyy posibnyk*. [Fundamentals of the Theory of Reliability of Software Systems. Textbook]. Lviv : Lviv Polytechnic Publishing House, 2020. 248 p. (Ukr)



Copyright: © 2025 by the authors. 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/>).

Дмитро КОЗАК¹, Юрій НІКОЛАЄНКО¹, Сергій ХАЙРНАСОВ¹,
Роман МЕЛЬНИК¹, Демид ПЕКУР²

Україна, м. Київ, ¹КПІ імені Ігоря Сікорського;

²Інститут фізики напівпровідників ім. В. Є. Лашкарьова НАН України

E-mail: dk.kpi.hp@gmail.com; yunikola@ukr.net

ТЕМПЕРАТУРНІ РЕЖИМИ РАДІАТОРА ДЛЯ СИСТЕМИ ОХОЛОДЖЕННЯ ПОТУЖНОГО СВІТЛОДІОДНОГО ОСВІТЛЮВАЛЬНОГО ПРИСТРОЮ

Проведено експериментальне дослідження температурних режимів радіатора, виготовленого з серійного алюмінієвого (АД31Т5) радіаторного профілю в умовах природної конвекції повітря в широких діапазонах зміни факторів впливу: теплової потужності, орієнтації в просторі, різного розташування нагрівача відносно висоти радіатора. Отримані результати використано для верифікації розробленої комп'ютерної моделі нової конструкції системи охолодження потужного світлодіодного освітлювального пристрою на основі кількох таких радіаторів, з'єднаних між собою гравітаційними тепловими трубами. Експериментальні випробування підтвердили адекватність розробленої моделі та можливість застосування її при проєктуванні системи охолодження освітлювального пристрою.

Ключові слова: світлодіодний освітлювальний пристрій, система охолодження, природна конвекція, радіатор, теплообмін, температурний режим, експеримент, комп'ютерне моделювання.

Для проведення аварійно-рятувальних робіт в зонах надзвичайних ситуацій в темний час доби використовуються потужні освітлювальні пристрої, найбільш ефективні з яких виконані на основі світлодіодних джерел. Закордонні якісні світлодіодні освітлювальні пристрої мають високу вартість, а дешеві — низьку надійність. Тому більш раціональним є використання якісних освітлювальних пристроїв, розроблених в Україні.

Існує низка вітчизняних світлодіодних освітлювальних пристроїв, призначених для використання під час виконання аварійно-рятувальних робіт. Це, наприклад, побудований на основі 30 світлодіодів прожектор ДО-175-223-АТ [1] із загальною електричною потужністю 175 Вт та світловим потоком 21 525 лм. Його перевагами є пасивна система охолодження, яка забезпечує безшумну роботу, та можливість автономної роботи від джерела живлення з постійною напругою 12 В, недоліками — мала потужність та низький світловий потік, що обмежує його використання. Більш потужний вітчизняний світлодіодний стаціонарний прожектор ПСМЧ-250W [2] побудовано на основі чотирьох світлодіодних матриць із загальною електричною потужністю 250 Вт та світловим потоком не менше 41250 лм. Тепловий режим світлодіодних матриць забезпечується активним повітряним охолодженням за допомогою вбудованого вентилятора, що створює певний додатковий рівень акустичного шуму та зменшує надійність.

Сучасні світлодіодні матриці провідних виробників світу: Citizen (Японія), Cree (США), Samsung

(Південна Корея) вже сьогодні мають електричну потужність 200–500 Вт, що дозволяє побудувати на їх основі нові, більш потужні, надійні освітлювальні пристрої. Разом з тим, гострою тут стає проблема забезпечення нормального теплового режиму світлодіодних матриць, оскільки при збільшенні електричної потужності збільшується кількість виділеної теплоти та температура матриць, що негативно впливає на їхню надійність та світлові характеристики. Одним зі шляхів розв'язання цієї проблеми є використання в системі охолодження освітлювального пристрою високоефективних двофазних теплопередавальних елементів (термосифонів, теплових труб, парових камер тощо) [3]. Авторами [4, 5] запропоновано конструкцію потужного світлодіодного освітлювального пристрою, в системі охолодження якого для відведення теплоти від світлодіодних матриць до кількох бічних ребристих алюмінієвих радіаторів використовуються гравітаційні теплові труби, вбудовані в основу радіаторів. Теплота від теплообмінної поверхні радіаторів розсіюється в навколишнє повітря природною конвекцією, що забезпечує тривалу безшумну автономну роботу освітлювального пристрою. Перевагою запропонованої конструкції є її простота та технологічність виготовлення в умовах дослідного виробництва.

Враховуючи складність одночасного забезпечення теплових вимог та вимог до компактності системи охолодження з мінімальною масою на основі ребристих радіаторів, актуальним є проведення попередніх робіт з оптимізації її конструкції з використанням комп'ютерного моделювання. А це своєю чергою вимагає наявності верифікованих комп'ютерних моделей, здатних забезпечувати швидкі теплові розра-

Роботу виконано за підтримки Національного фонду досліджень України (проект № 2023.04/0055)

хунки з мінімальною похибкою. Для верифікації цих моделей необхідно мати експериментальні дані щодо температурних режимів радіатора в широкому діапазоні зміни факторів впливу.

Метою цієї роботи є експериментальне дослідження температурних режимів радіатора, виготовленого з серійного алюмінієвого радіаторного профілю, в умовах природної конвекції повітря в широкому діапазоні зміни теплової потужності та за різної орієнтації його у просторі, а також різного розташування нагрівача по висоті радіатора, які необхідні для створення та верифікації комп'ютерної моделі радіатора системи охолодження потужного світлодіодного освітлювального пристрою.

Експериментальний стенд

Для проведення експериментальних досліджень було створено спеціальний експериментальний стенд, загальний вигляд якого представлено на **рис. 1**.

Базовою основою стенда є камера 1 природної конвекції, в робочому просторі якої встановлено робочу ділянку 2. Розмір робочого простору камери $1200 \times 760 \times 400$ мм. Для організації вільного протікання повітря та запобігання впливу протягів чи інших чинників верхня кришка та дно камери виконані перфорованими, в той час як бокові стінки — суцільними (на рис. 1 камера показана зі знятою передньою стінкою). Ззовні камери розташовано блоки живлення та вимірювальне обладнання, під'єднане до персонального комп'ютера (на рис. 1 не показаний). Блоки живлення дозволяли подавати на нагрівач робочої ділянки електричну потужність до 200 Вт.

Зовнішній вигляд робочої ділянки показано на **рис. 2**. Її основою є радіатор, виконаний з серійного радіаторного профілю. Матеріал — АД31Т5. Маса радіатора — 1,9586 кг.

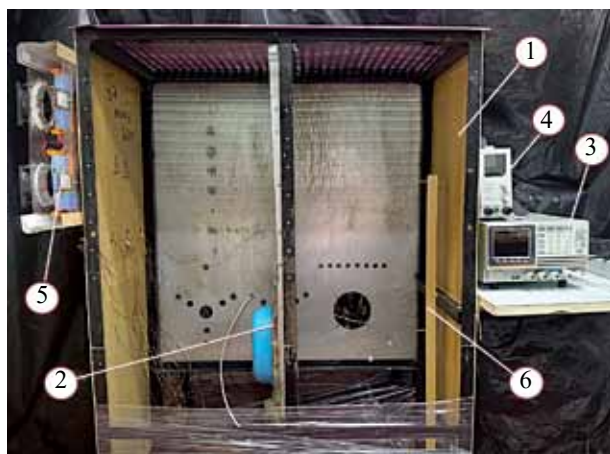


Рис. 1. Загальний вигляд експериментального стенда: 1 — камера природної конвекції; 2 — робоча ділянка; 3 — блок живлення GW Instek PSB-1800M; 4 — блок постійного струму Manson NSP-3630; 5 — система вимірювання температури; 6 — кронштейн з термопарами для вимірювання температури повітря в робочому просторі камери

Геометричні параметри радіатора:

Ширина	188 мм
Висота	38 мм
Довжина	300 мм
Товщина основи	5 мм
Висота ребер	33 мм
Кількість ребер	16 шт.
Крок ребер	12 мм
Товщини ребра біля основи	3,4 мм
Товщини ребра біля вершини	2,1 мм
Товщини двох крайніх ребер	5,0 мм
Кількість міжреберних каналів	15 шт.
Площа теплообмінної ребреної поверхні	0,3468 м ²

Крім радіатора, робоча ділянка містить електричний нагрівач, що складається з двох однакових частин з загальною максимальною електричною потужністю 200 Вт, та засоби теплоізоляції. Електричний нагрівач виконує роль теплового імітатора світлодіодних матриць освітлювального пристрою. В зоні контакту між нагрівачем та основою радіатора використовували теплопровідну пасту з теплопровідністю $4,8 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$ з товщиною шару не більше 0,5 мм. Для зведення теплових втрат до мінімуму основу та поверхню нагрівача вкривали шаром базальтового матеріалу товщиною 10 мм, а область нагрівача додатково була закрита посудиною-термосом з вакуумованими стінками.

Для вимірювання температурного поля радіатора на ньому було встановлено 52 датчики — мідь-константанові термопари з розміром спаїв $0,4 - 0,5$ мм (**рис. 3**). Термопари під'єднували до аналогово-цифрових перетворювачів типу



Рис. 2. Робоча ділянка з центральним розташуванням нагрівача на основі радіатора: а — вид з боку основи та з боку ребер відповідно; б — вид з боку основи з встановленою теплоізоляцією 1 — радіатор; 2 — нагрівач; 3 — датчики температури; 4 — шар базальтової теплоізоляції; 5 — посудина-термос з вакуумованими стінками

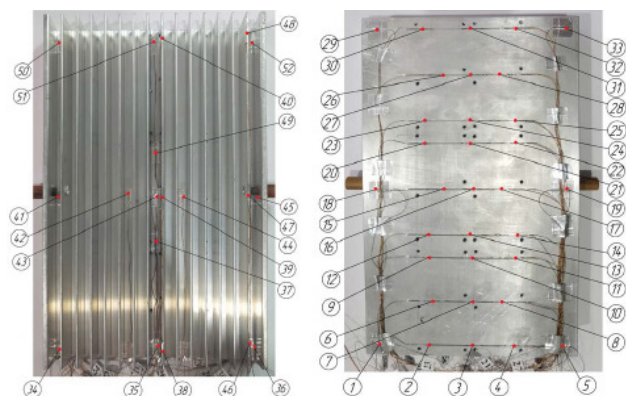


Рис. 3. Схема розташування термопар з боку ребер та з боку основи

ICP Con I-7018, що термостабілізувалися за допомогою вентиляторів. Їх живлення здійснювалось від блока постійного струму Manson NSP-3630. Перетворювач інтерфейсів типу I-7520 системи модулів збору даних з'єднувався з комп'ютером за допомогою інтерфейсу RS232/USB.

Методика експериментальних досліджень

Для проведення експериментів робочу ділянку розміщували в камері з природною конвекцією, а радіатор закріплювали за допомогою двох теплоізоляційних втулок в бічних вертикальних кронштейнах камери, які дозволяли встановлювати радіатор під певним заданим кутом нахилу.

Вплив теплової потужності на температуру в зоні нагріву радіатора $T_{\text{ЗН}}$ та на зовнішній коефіцієнт теплообміну $\alpha_{\text{пр}}$ в умовах природної конвекції вивчали при вертикальній орієнтації радіатора й при центральному розташуванні нагрівача на радіаторі (див. рис. 2, а). Електричну потужність нагрівача змінювали в діапазоні від 50 до 150 Вт з кроком 50 Вт. При цьому густина теплового потоку в зоні нагріву радіатора змінювалась від 0,5 до 1,5 Вт/см² з кроком 0,5 Вт/см².

Для визначення впливу кута нахилу радіатора на його температурні характеристики проводили серію експериментів для різних положень радіатора. Спочатку радіатор встановлювали у вертикальне положення (кут нахилу $\varphi = 90^\circ$, рис. 4, а). На нагрівач подавали певне, наперед визначене, значення теплової потужності, яке становило 50 Вт. Після встановлення стаціонарного теплового режиму радіатора записували значення температур в контрольних точках. Режим вважався стаціонарним, коли зміна температури в місцях встановлення термопар не перевищувала 0,5°C за 10 хв. Під час проведення експериментів середня температура повітря в камері становила $23 \pm 0,5^\circ\text{C}$. Температура в контрольних точках вимірювалась в реальному часі та відображалася на персональному комп'ютері за допомогою програмного забезпечення EZ Data Logger. Далі встановлюва-

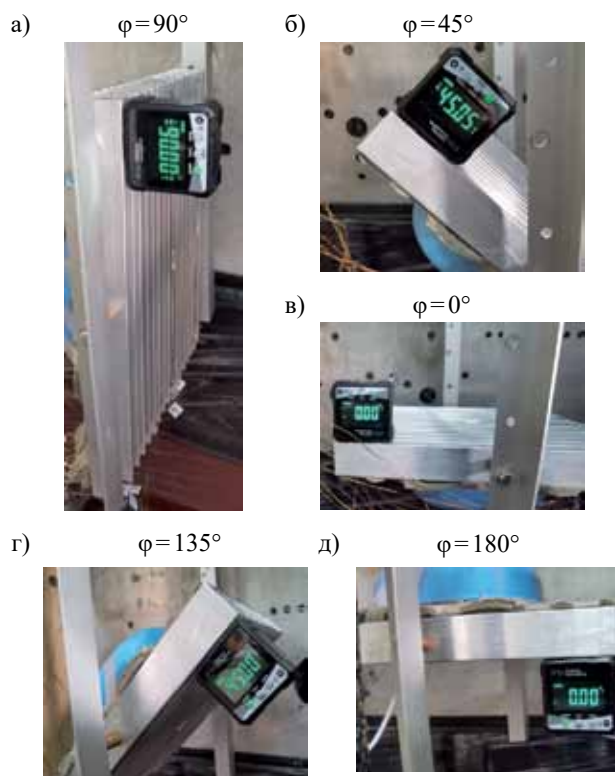


Рис. 4. Орієнтація радіатора при різних кутах нахилу до горизонту

ли нове значення електричної потужності нагрівача 100 Вт, і цикл вимірювань температурного поля радіатора повторювали.

Після завершення першої серії експериментів та охолодження радіатора до температури навколишнього повітря проводили ще чотири аналогічні серії експериментів при різних кутах нахилу радіатора до горизонту (див. рис. 4, б–д), який контролювали за допомогою електронного кутоміра.

Для оцінки впливу розташування нагрівача на температурні характеристики радіатора аналогічні експериментальні дослідження повторювали для його положення зверху та знизу основи (рис. 5).

За отриманими даними будували графічні залежності температури в зоні нагріву $T_{\text{ЗН}}$ та коефі-

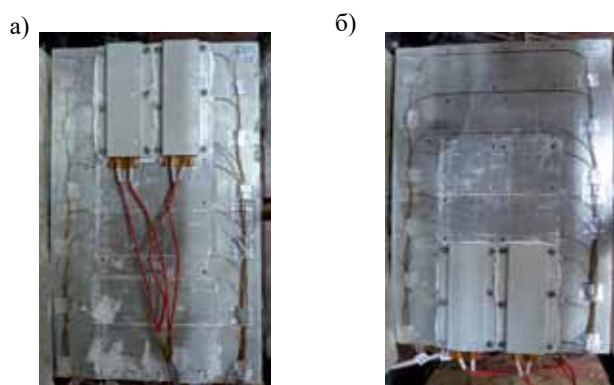


Рис. 5. Розташування нагрівача зверху (а) та знизу (б) радіатора

цієнту теплообміну $\alpha_{\text{пр}}$ від досліджених факторів в умовах природної конвекції з поверхні радіатора. Температуру в зоні нагріву визначали як середнє значення температур в дев'яти контрольних точках на основі радіатора безпосередньо під нагрівачем. При розрахунках коефіцієнта теплообміну з поверхні радіатора тепловою потужністю вважали сумарне значення електричної потужності P нагрівача.

Результати експериментальних досліджень

Вплив потужності нагрівача P на температуру в зоні нагріву радіатора та на зовнішній коефіцієнт теплообміну продемонстровано на **рис. 6**. Як видно з рис. 6, *а*, зі збільшенням P від 50 до 150 Вт температура $T_{\text{ЗН}}$ збільшується від 60 до 108 °С. Темп цього збільшення поступово сповільнюється в міру підвищення потужності. Значення температури в зоні нагріву, прийнятне для надійної роботи світлодіодних матриць, становить 80–83 °С, що досягається в цьому випадку за електричної потужності 90–100 Вт.

Характер залежності коефіцієнта теплообміну $\alpha_{\text{пр}}$ від електричної потужності нагрівача (рис. 6, *б*) аналогічний залежності від неї температури. Збільшення коефіцієнта теплообміну від 4,1 до 5,2 Вт/(м²·°С) обумовлено зміною теплофізичних властивостей повітря в міжреберних каналах при підвищенні температури радіатора.

Вплив кута нахилу радіатора на температуру в зоні нагріву та на зовнішній коефіцієнт теплообміну при двох значеннях потужності можна побачити на **рис. 7**. Як видно, найнижча температура $T_{\text{ЗН}}$ та найвище значення $\alpha_{\text{пр}}$ спостерігаються, як і очікува-

лось, при вертикальній орієнтації радіатора ($\varphi = 90^\circ$, рис. 4, *а*). Найвища ж температура $T_{\text{ЗН}}$ та найнижче значення $\alpha_{\text{пр}}$ спостерігаються при горизонтальній орієнтації радіатора з розташуванням ребер донизу ($\varphi = 180^\circ$, рис. 4, *д*), що обумовлено найгіршими умовами для виходу нагрітого повітря з міжреберних каналів і доступу туди охолоджувального повітря. Величини цих параметрів при трьох інших кутах нахилу (0° , 45° , 135°) відрізняються між собою несуттєво і лежать між відповідними значеннями при $\varphi = 90^\circ$ та $\varphi = 180^\circ$.

При цьому з рис. 7, *а* можна побачити, що зі збільшенням потужності нагрівача сильніше проявляється вплив орієнтації радіатора на його температуру в зоні нагріву. Якщо при вертикальному положенні радіатора ($\varphi = 90^\circ$) при збільшенні потужності з 50 до 100 Вт вона зростає на 27,3% (з 55 до 70 °С), то при горизонтальному положенні з орієнтацією ребер донизу ($\varphi = 180^\circ$, рис. 4, *д*) це зростання складає вже 50,7% (з 73 до 110 °С). У таких випадках для покращення відведення нагрітого повітря іноді підрізають ребра таких радіаторів або використовують штирові чи радіатори з конусною поверхнею основи. Можна також застосовувати конструкції, в яких орієнтація радіатора має незначне відхилення від горизонтальної, що покращує відведення повітря з міжреберного простору.

Щодо впливу потужності нагрівача на характер залежності коефіцієнта теплообміну $\alpha_{\text{пр}}$ від орієнтації радіатора. Як видно з рис. 7, *б*, цей вплив є, але він не такий суттєвий, як у випадку $T_{\text{ЗН}}$: збільшення потужності з 50 до 100 Вт при вертикальному поло-

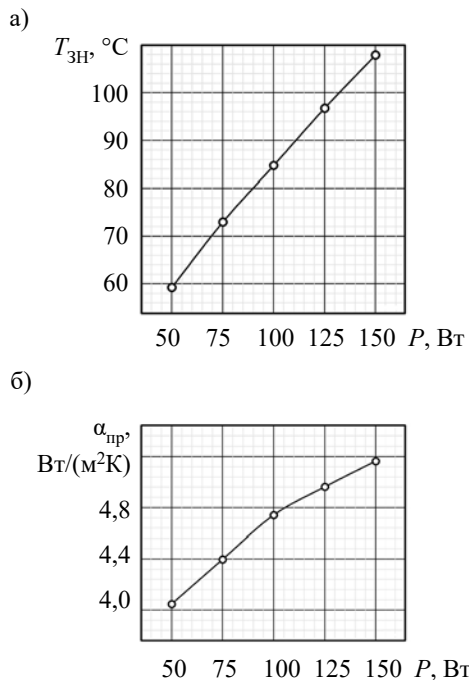


Рис. 6. Залежність температури $T_{\text{ЗН}}$ в зоні нагріву радіатора (*а*) та коефіцієнта теплообміну $\alpha_{\text{пр}}$ (*б*) від потужності нагрівача P

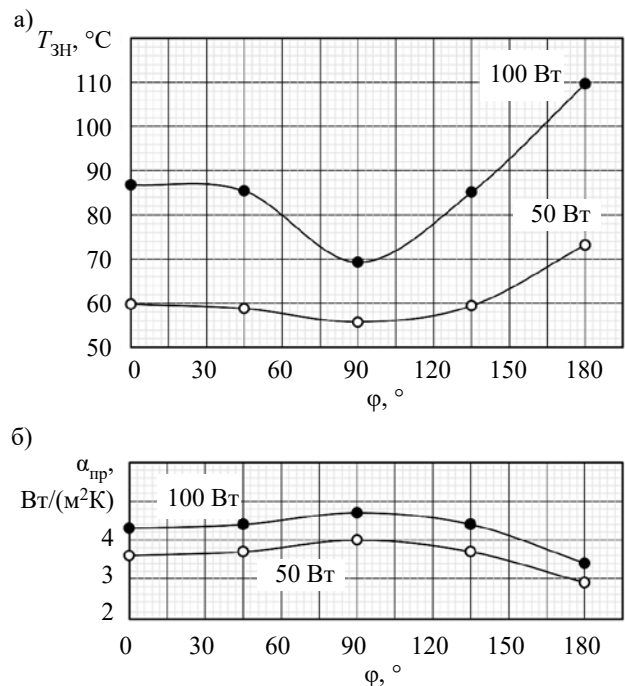


Рис. 7. Залежність температури $T_{\text{ЗН}}$ в зоні нагріву радіатора (*а*) та коефіцієнта теплообміну $\alpha_{\text{пр}}$ (*б*) від кута нахилу радіатора при значеннях потужності 50 та 100 Вт

женні радіатора призводить до збільшення $\alpha_{\text{пр}}$ на 20% (від 4,0 до 4,8 Вт/(м²·°C)), а при $\varphi = 180^\circ$ — на 17,2% (від 2,9 до 3,4 Вт/(м²·°C)).

Вплив розташування нагрівача на радіаторі на температуру в зоні нагріву показано на **рис. 8**. Найнижче значення $T_{\text{ЗН}}$ досягається при вертикальній орієнтації радіатора з розташуванням нагрівача в його центральній зоні: 56°C при 50 Вт та 69°C при 100 Вт. Переміщення нагрівача у нижню зону радіатора призвело до підвищення $T_{\text{ЗН}}$ на 2°C та 4°C, а переміщення у верхню — лише на 0,6°C та 2°C відповідно. З одного боку, розташування нагрівача зверху підвищує ефективність теплообміну завдяки інтенсивнішому нагріву його верхньої частини, а значить і більшій її температурі порівняно з нижньою частиною, що своєю чергою призводить до інтенсифікації природної конвекції. З іншого боку, треба забезпечувати оптимальне розташування нагрівача на радіаторі з урахуванням співвідношення їхніх розмірів. Це обумовлено необхідністю більш рівномірного прогріву всіх ребер радіатора, що характеризується ефективнішим використанням всієї поверхні радіатора.

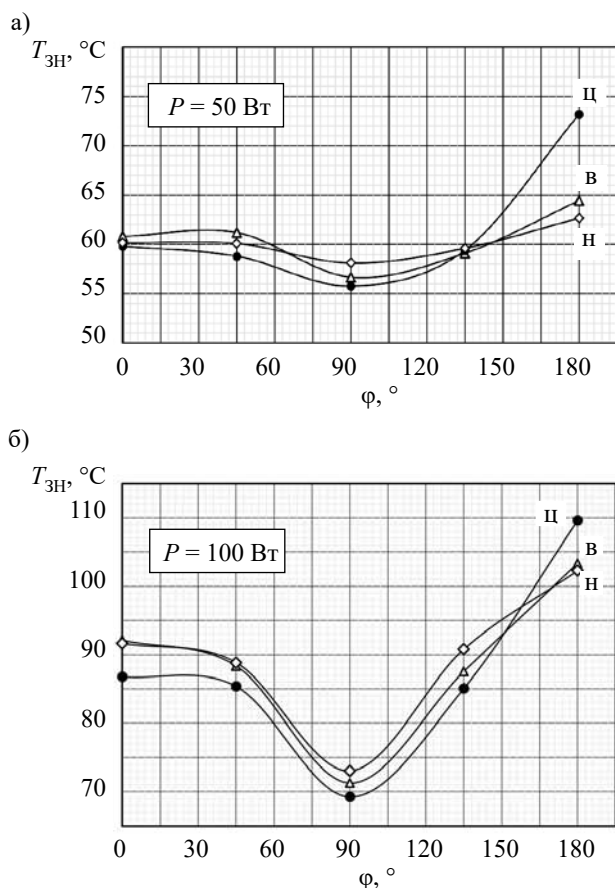


Рис. 8. Залежність температури $T_{\text{ЗН}}$ в зоні нагріву радіатора від кута нахилу радіатора при значеннях потужності 50 Вт (а) та 100 Вт (б) для трьох варіантів розташування нагрівача по висоті радіатора:

ц — у центрі; н — у нижній частині; в — зверху

Крім того, тут привертає увагу відмінність впливу положення нагрівача при розташуванні радіатора під кутом 180° від інших орієнтацій. У цьому випадку при розміщенні нагрівача у центрі радіатора досягається найбільша температура в зоні нагріву, на відміну від решти, де вони мінімальна. Вочевидь, це можна пояснити тим, що в найгірших умовах конвекції при $\varphi = 180^\circ$ (коли ребра радіатора направлені вниз, про що писалося вище) ефективніше розташовувати нагрівач на краю радіатора (зверху чи знизу). Тоді через нерівномірне температурне поле радіатора нагрітий повітряний потік може рухатись у междреберному просторі в напрямку меншої температури. Коли ж нагрівач розташовується у центрі, формуються фактично рівнозначні температурні умови з двох боків, і потік повітря блокується, що погіршує процес теплообміну при природній конвекції.

Звідси очевидно, що інженерні задачі з конструювання систем охолодження мають бути зосереджені не лише на визначенні оптимальної конструкції самого радіатора, а й місць розташування на його основі елементів, що виділяють тепло.

Порівняння результатів експериментальних досліджень і комп'ютерного моделювання

Результати експериментальних досліджень температурних параметрів радіатора були використані для верифікації комп'ютерної моделі, реалізованої в пакеті прикладних програм FloTHERM. Вона дозволяє проводити теплові розрахунки для умов природної конвекції повітря з урахуванням теплообміну випромінюванням у широкому діапазоні температури та при різному розташуванні радіатора.

Порівняння результатів розрахунку з експериментальними даними проводилось за значеннями температури в контрольних точках. Результати верифікації (див., наприклад, **рис. 9**) показали достатній збіг розрахункових та експериментальних даних при зміні температури на радіаторі у діапазоні від 50 до 100 °C: похибка не перевищувала 3% при розташуванні радіатора під кутами $\varphi = 90^\circ$ та $\varphi = 45^\circ$ та до 5% при $\varphi = 0^\circ$.

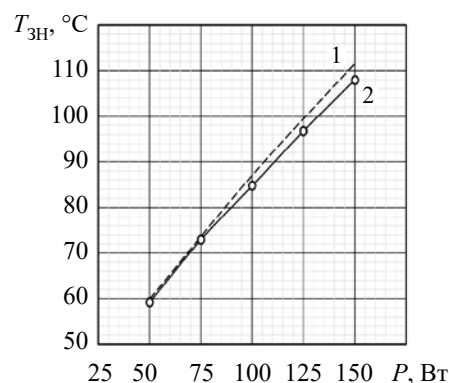


Рис. 9. Залежності температури радіатора в зоні нагріву $T_{\text{ЗН}}$ від потужності нагрівача P , отримані експериментально (1) та шляхом моделювання (2) при куті нахилу $\varphi = 90^\circ$

Висновки

Таким чином, за результатами проведених досліджень можна зробити такі висновки.

1. Кут нахилу радіатора суттєво впливає на процеси теплообміну в умовах природної конвекції та відображає фізичні особливості тепломасообмінних процесів, що відбуваються над теплообмінною поверхнею радіатора та під нею. Нагріте повітря може вільно підійматися вгору при розташуванні радіатора з орієнтацією ребер вгору (кут нахилу $0^\circ \leq \varphi < 90^\circ$, див. рис. 4), на відміну від орієнтації ребер вниз ($90^\circ < \varphi \leq 180^\circ$), коли нагріте повітря, так би мовити, блокується — не в змозі опуститися вниз, воно рухається вздовж теплообмінної поверхні, а вгору підіймається вже за межами радіатора, що викликає збільшення температури зони нагріву.

2. Найбільш вигідним є розташування нагрівача в центральній зоні радіатора.

3. Результати верифікації підтвердили адекватність розробленої комп'ютерної моделі та можливість подальшого її застосування при проєктуванні системи охолодження потужного світлодіодного освітлювального пристрою.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. *Прожектор пошуковий мобільний ДО-175-223-АТ*. Атілос. <https://surl.li/dfszzm>
2. *Прожектор світлодіодний мобільний ПСМП-250W*. <https://svetiled.com.ua/p/1650638636-prozhektor-svetodiodnyy-mobilniy-psmp-250w/>
3. Li Z., Tan J., Li J. et al. A review on thermal management of light-emitting diodes: From package-level to system-level. *Appl. Therm. Eng.*, 2024, vol. 257, art. 124145. <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2024.124145>
4. Письменний Є.М., Ніколаєнко Ю.Є., Хайрмасов С.М. та ін. *Потужний світлодіодний освітлювальний пристрій*. Патент України на корисну модель № 15943. 2025, бюл. № 22.
5. Хайрмасов С.М., Ніколаєнко Ю.Є., Хоперський С.В. та ін. *Потужний світлодіодний освітлювальний пристрій для використання під час виконання аварійно-рятувальних робіт. Збірник наукових праць МНПК «Актуальні проблеми та інноваційні технології у сфері гуманітарного розминування, цивільного захисту, критичної інфраструктури та екологічної безпеки для повноцінного відновлення України»*. Україна, Київ, 2024, с. 37–39.

Дата надходження рукопису
до редакції 30.05 2025 р.

DOI: 10.15222/TKEA2025.1-2.51
UDC 536.248.2

Dmytro KOZAK¹, Yurii NIKOLAENKO¹, Sergii KHAIRNASOV¹,
Roman MELNYK¹, Demyd PEKUR²

Ukraine, Kyiv, ¹Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute,
²V. E. Lashkaryov Institute of Semiconductor Physics NAS of Ukraine
E-mail: dk.kpi.hp@gmail.com; yunikola@ukr.net

RADIATOR TEMPERATURE REGIMES FOR THE COOLING SYSTEM OF A POWERFUL LED LIGHTING DEVICE

High-power lighting devices based on LED sources are the most effective solution for the lighting at emergency rescue operations in emergency zones. At the same time the challenges with thermal management of COB LED elements becomes more significant, since an increasing of electric power leads to increase heat flux and LED die temperature which negatively affects their reliability and light characteristics. One of the ways to solve this problem is to use highly efficient two-phase heat transfer devices for the cooling systems — gravity-assisted heat pipes, built into the base of several aluminum heatsinks. The authors carried-out an experimental study of the temperature regimes of the aluminum heatsink at air natural convection taking into account the following factors: thermal power, environment orientation, different locations of the heat source relative to the height of the heatsink. The results of experimental studies of the heatsink temperature parameters were used to verify the computer model. It allows to use the developed computer model for thermal simulation and heat sink design optimization at air convection conditions taking into account radiation heat transfer in a wide temperature range and with different heatsink locations. The comparison of experimental data with simulation results confirmed the adequacy of the computer model and the possibility of its application for the design of a cooling system based on gravity-assisted heat pipes of the lighting device.

Keywords: LED lighting device, cooling system, natural convection, radiator, heat transfer, temperature regime, experiment, computer modeling.

REFERENCES

1. *LED Spotlight DO-175-223-AT*. <https://surl.li/dfszzm>
2. *Mobile LED spotlight ПСМП-250W*. <https://svetiled.com.ua/p/1650638636-prozhektor-svetodiodnyy-mobilniy-psmp-250w/>
3. Li Z., Tan J., Li J. et al. A review on thermal management of light-emitting diodes: From package-level to system-level. *Appl. Therm. Eng.*, 2024, vol. 257, art. 124145. <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2024.124145>
4. Pysmennyy Ye.M., Nikolaenko Yu. E., Khairnasov S. M. et al. [A powerful LED lighting device]. Pat. of Ukraine for utility model № 15943. 2025, bull. № 22. (Ukr)
5. Khairnasov S. M., Nikolaenko Yu. E., Hopersky S. V. et al. A powerful LED lighting device for use in rescue operations. *Collection of scientific works International scientific and practical conference "Current Issues and Innovative Technologies in Humanitarian Demining, Civil Protection, Critical Infrastructure and Environmental Security for Post-War Reconstruction of Ukraine"*, Ukraine, Kyiv, 2024, pp. 37–39. (Ukr)



Copyright: © 2025 by the authors. Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Володимир КРАВЕЦЬ, Віталій ЧИКАЛО, Євген ШЕВЕЛЬ

Україна, м. Київ, КПІ імені Ігоря Сікорського

E-mail: kravetz_kpi@ukr.net

ПРОЦЕСИ ПАРООУТВОРЕННЯ ПРИ ОХОЛОДЖЕННІ МІНІАТЮРНИХ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Проведено експериментальні дослідження процесу виникнення та зростання парової бульбашки при кипінні у великому об'ємі на поверхні малого розміру діаметром від 0,4 до 5,0 мм. Показано, що основним фактором підвищення інтенсифікації тепловіддачі є випаровування мікрошару рідини під паровою бульбашкою. Отримано залежність пульсації температури поверхні від значень відривного діаметра парових бульбашок.

Ключові слова: тепловіддача, мікрошар рідини, поверхня малого розміру, парова бульбашка, процес пароутворення, кипіння.

Поширення нових технологій сприяє стрімкому розвитку різних галузей техніки як у бік підвищення функціональних можливостей систем і обладнання, так і у бік зниження масогабаритних характеристик окремих вузлів і пристроїв в цілому. Особливо яскраво це проявляється в радіоелектроніці й, зокрема, в комп'ютерній техніці.

Одним з провідних напрямків розвитку радіоелектроніки є мініатюризація та підвищення потужності мікронапівпровідникових приладів. Згідно із законом Гордона Мура кількість напівпровідникових елементів у мікросхемах подвоюється кожні два роки. І хоча таке експоненціальне зростання може зіткнутися з обмеженнями у найближчому майбутньому, наразі цей показник вже сягнув сотен мільярдів транзисторних елементів у мікросхемах. Масове впровадження напівпровідникових приладів у всіх галузях техніки робить актуальною проблему забезпечення надійного функціонування таких пристроїв, що значною мірою залежить від температурного режиму. Це вимагає розроблення нових ефективних систем відведення теплоти від елементів (і від окремих напівпровідникових кристалів, і від мікросхем в цілому), які виділяють значні питомі теплові потоки — на рівні 100 Вт/см² і вище. Наприклад, напівпровідниковий НВЧ-прилад — діод Ганна, кристал діаметром приблизно 0,3 мм, на високих частотах може виділяти всього 2 Вт, але питомі теплові навантаження можуть при цьому сягати 3000 Вт/см². Для відведення таких значних теплових потоків у сучасному обладнанні широко застосовуються як процеси пароутворення на кристалі напівпровідника, так і автономні теплопередавальні пристрої з використанням випарно-конденсаційного циклу.

Організація процесу кипіння безпосередньо на поверхні кристала напівпровідникового приладу, зануреного у рідину, дозволяє істотно знизити тер-

мічний опір між p - n -переходом і середовищем, що забезпечує надійну роботу приладу за підвищеної потужності розсіювання теплоти. При цьому розміри кристалів напівпровідникових приладів, як правило, сумірні з основними лінійними характеристиками локальних фізичних явищ, що визначають інтенсивність процесів тепло- і масопереносу. Наприклад, при кипінні рідини лінійні розміри кристалів близькі до відривних діаметрів парових бульбашок.

Формування теплового пограничного шару в процесі кипіння на поверхні малого розміру суттєво відрізняється від пароутворення на протяжних ізотермічних поверхнях теплообміну: сам шар має істотно меншу товщину, що залежить від лінійних розмірів поверхні нагріву, а бульбашкове кипіння виникає при більших температурних напорах. Також при кипінні поверхня малого розміру піддається температурним коливанням, які пов'язані з періодичною дією на неї центрів пароутворення.

Прагнення до детального вивчення локальних характеристик при кипінні рідин дало поштовх до конструювання таких експериментальних ділянок, які дозволяли б фіксувати температурні коливання поверхні теплообміну в зоні дії поодиноких центрів пароутворення. Одними з перших у цьому напрямку були роботи [1, 2], в яких для вимірювання температури поверхні застосовувалася спеціальна термopара діаметром 0,127 мм (**рис. 1**). Для нагрівання пластини через неї пропускали постійний електричний струм з напругою 12 В. При підведенні теплового потоку на непокриту епоксидною смолою металевій поверхні виникали центри пароутворення. Частина з них активувалася на торці термopари, і коливання температури фіксувалися на екрані осцилографа. Таким чином конструкція експериментальної ділянки дозволяла виявляти пульсації температури під центром пароутворення, що стало переконливим підтвердженням

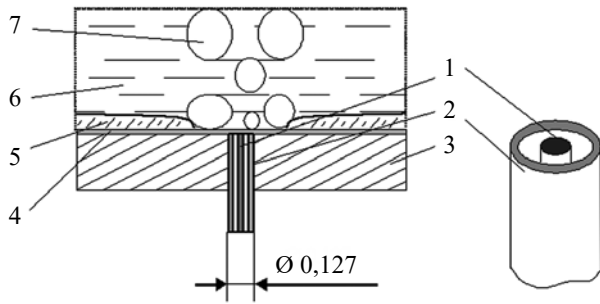


Рис. 1. Схема вимірювання локальних значень температури поверхні при кипінні рідини [1]:

1 — алюмінієвий провід; 2 — хромелева трубка; 3 — ніхромова металева пластина; 4 — осаджений нікелевий шар товщиною $1,27 \cdot 10^{-3}$ мм; 5 — епоксидна смола; 6 — рідина; 7 — парові бульбашки

гіпотези про існування мікрошару рідини в основі парової бульбашки, що зростає (рис. 2).

Подальші дослідження були спрямовані на одночасну фіксацію пульсацій температури та визначення інтенсивності теплообміну в зоні центру пароутворення. Так, у роботі [3] конструкція експериментальної ділянки, що представлена на рис. 3, дозволяла визначити величину теплового потоку, що підводився до локальної ділянки теплообміну. Мініатюрна поверхня теплообміну являла собою торець копелевого стрижня 2 (діаметр від 0,5 до 2,5 мм), привареного точковим зварюванням до тонкої (0,07 мм) пермалоевої мембрани 1. Нижній кінець стрижня приварювався до пермалоевої пластини 3.

За показаннями пермалой-копелевих термопар визначали тепловий потік, що підводився до поверхні теплообміну, та розраховували інтенсивність тепловіддачі при кипінні рідини. Одночасно фіксувалася пульсація температури поверхні під час виникнення, зростання й відриву парової бульбашки. Було показано, що при збільшенні густини теплового потоку частота появи та розміри парових бульбашок теж збільшувалися. Також зростала амплітуда пульсацій температури поверхні теплообміну.

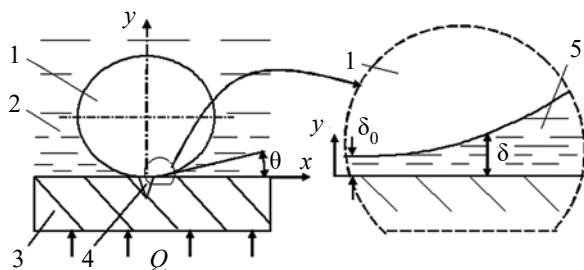


Рис. 2. Зростання парової бульбашки на поверхні теплообміну:

1 — пара; 2 — рідина; 3 — поверхня теплообміну; 4 — запалювальна джерело; 5 — мікрошар рідини під основою парової бульбашки, який розтікається

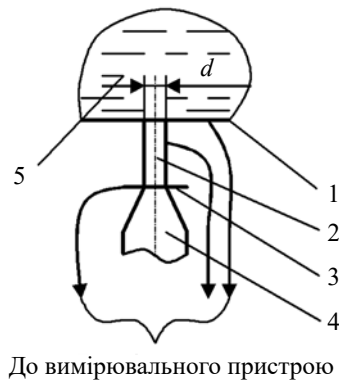


Рис. 3. Схема елемента для дослідження процесу кипіння на окремих центрах пароутворення [3, с. 85]:

1 — пермалоева мембрана; 2 — копелевий стрижень (теплопровід довжиною 2,2 мм); 3 — пермалоева пластина; 4 — мідний циліндр з ніхромовим нагрівачем; 5 — рідина

До вимірювального пристрою

Великі значення коефіцієнтів тепловіддачі при кипінні пов'язують з інтенсивним випаровуванням мікрошару рідини під паровою бульбашкою, що зростає. Причому амплітуда пульсації температури поверхні, а також товщина мікрошару залежать від величини відривного діаметра парових бульбашок. Свій вплив тут також має теплова та гідродинамічна обстановка навколо центра пароутворення.

Товщина мікрошару, яка може визначатися як безпосередніми вимірюваннями [4, 5], так і непрямым шляхом [6, 7], залежить від роду рідини. Так, у роботі [5] при тиску $0,07 \cdot 10^5$ Па товщина мікрошару залежно від радіуса основи парової бульбашки коливалася від 4 до 30 мкм для толуолу, а для ізопропілового спирту — від 15 до 70 мкм.

У [8] показано, що теплопередача через мікрошар робить важливий внесок у процес бульбашкового кипіння. Тому розрахунок початкової товщини мікрошару можна використати для приблизного кількісного аналізу механізму процесу кипіння на поверхнях великого розміру.

Подальші комплексні дослідження [9, 10] із застосуванням математичного моделювання показали, що при зростанні парової бульбашки до її відриву від поверхні нагріву товщина мікрошару збільшується й залежить від багатьох факторів. Серед них — теплофізичні властивості як поверхні теплообміну, так і виду рідини, а також розміри поверхні, на якій відбувається процес бульбашкового кипіння.

Товщину мікрошару вимірювали у роботі [11] для води та етанолу за допомогою спеціально розробленої вимірювальної системи, яка використовує метод лазерної екстинкції. Початкова структура мікрошару для етанолу була подібною до структури води, але його товщина була приблизно вдвічі більшою. Однак температурні пульсації поверхні нагріву, які пов'язані з інтенсивним випаровуванням мікрошару рідини під паровою бульбашкою, в цій роботі не розглядалися.

У теоретичних роботах [12, 13] на підставі чисельного моделювання зародження бульбашок при кипінні проаналізовано утворення та випаровування мікрошару, а також показано основні фізичні механізми цього явища.

Всі ці дослідження вказують на те, що відведення теплових потоків великої густини при зменшенні поверхонь теплообміну пов'язано з великою кількістю чинників, серед яких вагому роль відіграє пульсація температури поверхні під час бульбашкового кипіння. При цьому серед публікацій з цієї тематики присутні в основному теоретичні дослідження, і вкрай мало експериментальних.

Метою цієї роботи було експериментальне дослідження особливостей бульбашкового кипіння на поверхнях малого розміру для подальшого застосування отриманих даних при створенні систем охолодження мініатюрних електронних пристроїв.

Схема робочого елемента та методика проведення досліджень

Дослідження проводилися за методикою, наведеною у [14]. Дослідний елемент (рис. 4) дозволяв визначати тепловий потік Q_{Π} , що підводиться до локальної ділянки теплообміну, а також пульсації температури під центром пароутворення. Концентратором теплового потоку слугував мідний теплопровідний стрижень, а процес бульбашкового кипіння було організовано на його торцевій поверхні.

Експерименти проводилися зі стрижнями різного діаметра d_c : від 0,4 до 5,0 мм. У поверхню теплообміну було впаяно на срібному припої ПСр-40 константановий дріт 1 діаметром 0,16 мм. На деякій відстані від торця стрижня 2 у просвердлений отвір

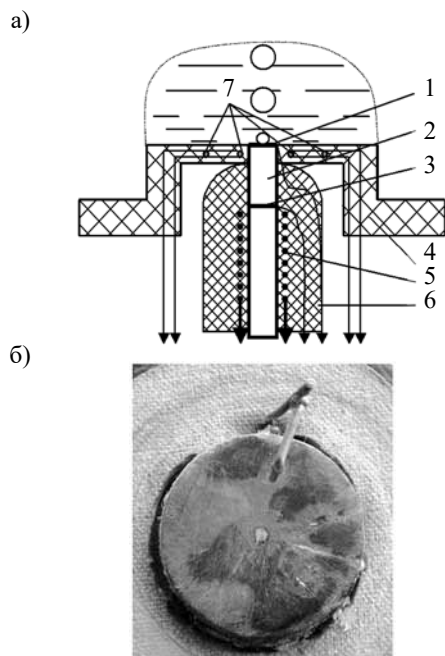


Рис. 4. Схема (а) та фото (б) робочого елемента для дослідження процесу пароутворення під час кипіння на поверхнях малого розміру:

1, 3 — константановий дріт; 2 — мідний стрижень; 4 — скловолокниста опорна стінка; 5 — ніхромовий нагрівач; 6 — теплоізоляція; 7 — термопари для вимірювання кількості теплоти, що розтікається в опорну стінку

впаяювався ще один константановий дріт 3. Отримана таким чином диференціальна мідь-константанова термопара дозволяла вимірювати тепловий потік, що підводиться до мікроповерхні, а також середню температуру поверхні на торці мідного стрижня. Нижче константанового дроту 3 на стрижень 2 намотувався ніхромовий нагрівач, який покривався теплоізоляцією 6. Для визначення кількості теплоти Q_p , що розтікається в опорну стінку 4, у ній на різних відстанях від центру (радіусах) R було закладено чотири мідь-константанові термопари 7 ($T_1 \dots T_4$) (рис. 5). Отримане за їхньою допомогою температурне поле в опорній стінці дозволяло шляхом розв'язування оберненої задачі теплопровідності розрахувати тепловий потік Q_B , що відводиться безпосередньо від поверхні до рідини.

Величина потоку, що розтікався в опорну стінку Q_p , а в результаті й відведеного теплового потоку Q_B , залежала від густини теплового потоку Q_{Π} , що підводився до теплообмінної поверхні. Для опорної стінки товщиною 1,8 мм при $Q_{\Pi} \approx 10$ Вт/см² величина Q_p сягала до 50% Q_{Π} , а при $Q_{\Pi} \approx 400$ Вт/см² вона зменшувалася до 7%.

Оскільки форма поверхонь малих розмірів (діаметр поверхні порівняний з діаметром впаяного в стрижень константанового дроту) відрізнялася від ідеально круглої (рис. 6, а), їхня площа визначалася скануванням за допомогою інструментального мікроскопа, після чого знаходили еквівалентний діаметр поверхні $d_{екв} = d_c$. Форма поверхонь великих розмірів була практично круглою. Так, на рис. 6, б представлено зображення торця поверхні діаметром 5,0 мм.

Шорсткість поверхонь визначалася шляхом порівняння з еталонними зразками. Вимірювання показали, що вона була приблизно однаковою для всіх досліджуваних зразків і становила 4–8 мкм.

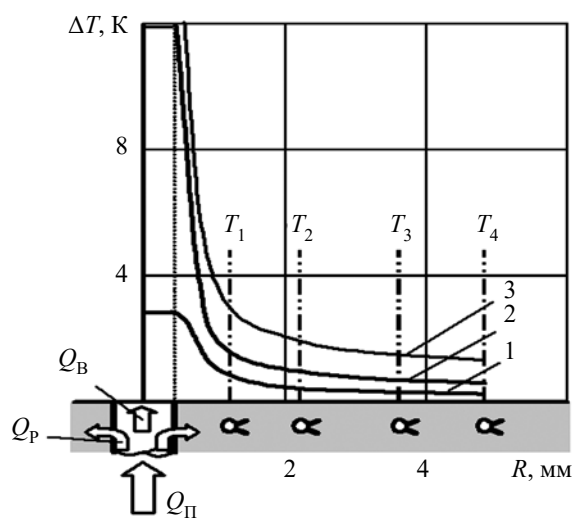


Рис. 5. Температурне поле в опорній стінці при $d_c = 0,87$ мм за різних значень підведеного теплового потоку Q_B (у Вт/см²): 1 — 5; 2 — 17; 3 — 380

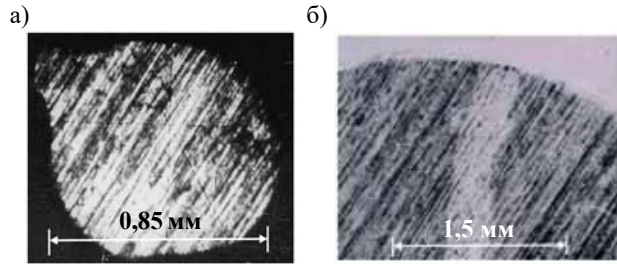


Рис. 6. Зображення поверхонь малого розміру, отримане за допомогою інструментального мікроскопа:

$a — d_{\text{екв}} = 0,87 \text{ мм}; б — d_{\text{екв}} = 5,0 \text{ мм}$

В рамках експерименту проводилося швидкісне фільмування процесу кипіння дистильованої води за атмосферного тиску з одночасною фіксацією пульсацій температури поверхні малого розміру на екрані двопроменевого осцилографа під час зростання парової бульбашки. Сигнал термопар з поверхні теплообміну синхронізували з візуальною картиною бульбашкового кипіння, поєднуючи на кіноплівці зображення з робочої камери та з екрана осцилографа (рис. 7): на кадрі кіноплівки одночасно фіксувалися розмір парової бульбашки (отримувався за допомогою оптичних променів та системою дзеркал) і викликане їй дією відхилення температури поверхні від середнього значення. Змінний сигнал термопар I (рис. 4) через підсилювач подавався на один із каналів двопроменевого осцилографа. На іншому каналі встановлювалося середнє значення температури поверхні.

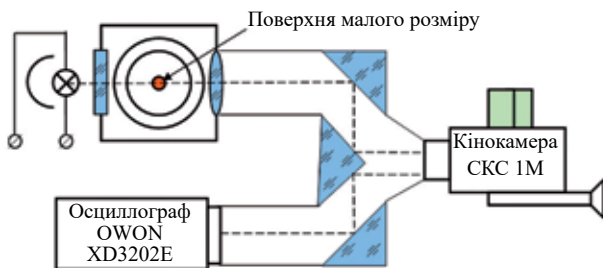


Рис. 7. Схема поєднання двох променів за допомогою швидкісної кінокамери

Швидкість фільмування змінювалася від 800 до 4000 кадрів за секунду. Оскільки амплітуда сигналу пульсацій температури і частота були порівнянними з частотою і рівнем промислових завад, всю установку з вимірювальною апаратурою поміщали в заводозахищений бокс і заземлювали. Тарували термопар зразковою платино-платинородієвою термопарою в діапазоні температури від 20 до 400 °С.

Результати дослідження

В результаті швидкісного фільмування процесу еволюції парової бульбашки (рис. 8) з одночасною фіксацією локальної температури $T_{\text{лок}}$ поверхні у зоні центру пароутворення були отримані дані, які свідчать, що поява бульбашки призводить до різкого зменшення температури поверхні.

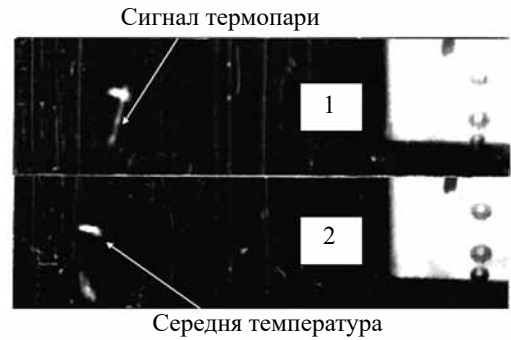


Рис. 8. Кадри зростання парової бульбашки води та пульсацій температури на екрані осцилографа (поверхня діаметром 0,87 мм, тиск $P = 1 \cdot 10^5 \text{ Па}$, швидкість фільмування 950 кадр/с)

За короткий проміжок часу, приблизно 0,7 мс (кадр 1 на рис. 8), температура поверхні понизилася на 4°С, що спостерігалось на екрані осцилографа. При цьому видиме зображення парової бульбашки значно перевищувало критичний зародок. Таке зниження температури обумовлене, вочевидь, інтенсивним випаровуванням мікрошару рідини в основі бульбашки. Подальше зростання парової бульбашки не вносило якихось істотних змін у процес зміни температури, і температура під активним центром пароутворення монотонно зростала до деякого середнього значення (рис. 8, кадр 2).

Результати фільмування показали, що на поверхні малого розміру виникають великі парові бульбашки, що мають форму еліпсоїда з вертикальною віссю симетрії (рис. 9). Еквівалентний радіус $r_{\text{екв}}$ сфери однакового з еліпсоїдом об'єму визначався за залежністю [3]

$$r_{\text{екв}} = (A^2 B)^{1/3}, \quad (1)$$

де A, B — лінійні розміри бульбашки по горизонтальній та вертикальній осях.

Для напівсферичної парової бульбашки відстань h від поверхні до її центру симетрії не перевищує еквівалентного радіусу $r_{\text{екв}}$ бульбашки протягом всього часу її зростання, й лише перед самим відривом, коли форма парової бульбашки наближається до сферичної, вони стають однаковими (рис. 10).

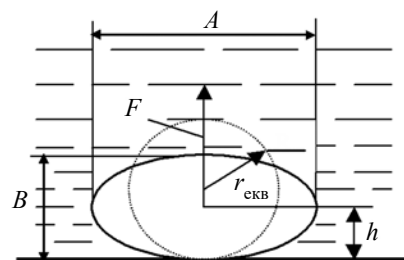


Рис. 9. Схема бульбашки, що зростає на поверхні нагріву: h — відстань до центру симетрії бульбашки; $r_{\text{екв}}$ — радіус еквівалентної сфери; F — рівнодійна сила, прикладена до центру інерції бульбашки

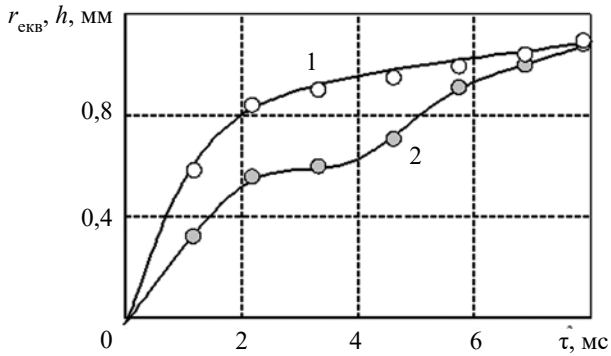


Рис. 10. Зміна еквівалентного радіуса бульбашки (1) і відстані h до її центру симетрії (2) при кипінні води на поверхні діаметром 0,87 мм

В процесі зростання парова бульбашка змінює свою форму. Приблизно до 4 мс вона має вигляд еліпсоїда, а потім горизонтальний розмір починає зменшуватися, а вертикальний збільшуватися. Це пов'язано із розподілом сил у цьому процесі: через зростання об'єму бульбашки сили Архімеда збільшуються й у певний момент починають перевищувати сили спротиву рідини. Таким чином форма бульбашки починає наближатися до сферичної. Це спостерігається у період від 4 до 8 мс, а потім вона відривається від поверхні нагріву.

Під час кипіння поява першої бульбашки викликає зміну температури поверхні під нею на величину $\Delta T_{\text{лок}}$. На рис. 11 наведено часові залежності $\Delta T_{\text{лок}}$, еквівалентного радіуса бульбашки $r_{\text{екв}}$ та відстані до її центру симетрії h для двох значень теплового потоку. Різка падіння температури в початковий момент зростання бульбашки можна пояснити лише випаровуванням мікрошару рідини під нею. Парова бульбашка в момент свого виникнення відтісняє тепловий прикордонний шар рідини від поверхні нагріву.

Після випаровування мікрошару рідини (повністю або частково) температура поверхні в зоні активного центру пароутворення починає підвищуватися, а одночасно з цим зростання бульбашки відбувається як завдяки підведенню теплової енергії безпосередньо від поверхні до пари, так і через випаровування витісненого перегрітого пристінного шару по твірній парової бульбашки. Як видно з рис. 11, відрив бульбашки від поверхні (момент позначено кружечком на кривій $\Delta T_{\text{лок}} = f(\tau)$) практично не вносить змін у монотонний характер зростання температури під центром пароутворення. Це може бути наслідком того, що протягом всього часу зростання парової бульбашки під нею знаходиться мікрошар рідини, який поступово потовщується, що призводить до підвищення термічного опору та температури поверхні.

Після відриву парової бульбашки холодніша рідина не дістається поверхні нагріву, і температура під центром пароутворення продовжує зростати, асимптотично наближаючись до деякої постійної величини. Відбувається формування перегрітого шару для створення умов активації наступної парової бульбашки.

Як видно з аналізу геометричних характеристик на рис. 11, чим більшою стає бульбашка, тим більше її форма відрізняється від сферичної. При цьому спостереження процесу бульбашкового кипіння показало, що немає залежності відривного діаметра d_v парових бульбашок від густини теплового потоку, тобто за будь-якого значення Q утворюються бульбашки рандомної величини. А ось падіння температури поверхні залежить від d_v , оскільки на появу бульбашок витрачається певна кількість енергії — очевидно, що тим більша, чим більшою є бульбашка. Тому очевидно, що існує залежність величини $\Delta T_{\text{лок}}$ від діаметра d_v , про що було сказано у [8]. Це припущення було підтверджено нами експериментально завдяки спо-

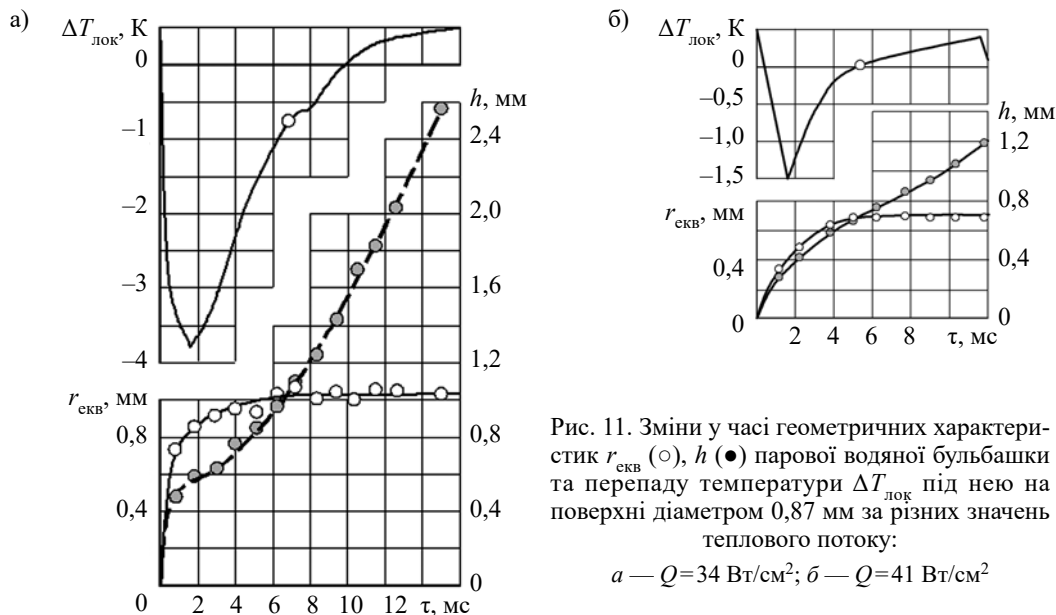


Рис. 11. Зміни у часі геометричних характеристик $r_{\text{екв}}$ (○), h (●) парової водяної бульбашки та перепаду температури $\Delta T_{\text{лок}}$ під нею на поверхні діаметром 0,87 мм за різних значень теплового потоку:

$a — Q=34 \text{ Вт/см}^2$; $b — Q=41 \text{ Вт/см}^2$

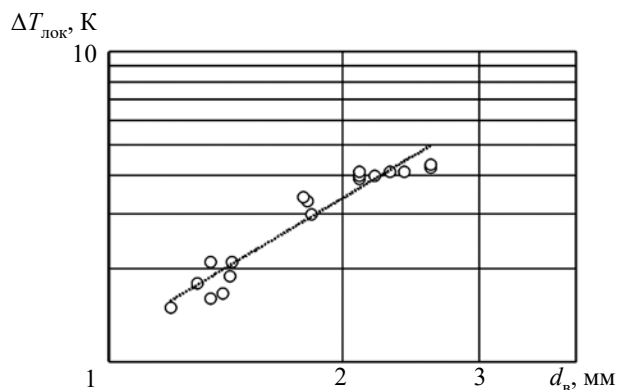


Рис. 12. Залежність величини пульсації температури при кипінні води на мідній поверхні діаметром 0,87 мм у великому об'ємі за атмосферного тиску

стереженню за процесом бульбашкового кипіння з одночасною фіксацією падіння температури поверхні. На рис. 12 показано отримані експериментальні дані, які з точністю до 10% апроксимуються функцією

$$\Delta T_{\text{лок}} = 3,6 \cdot 10^4 \cdot d_{\text{в}}^{1,5}. \quad (2)$$

Висновки

Таким чином, проведене дослідження експериментально показало, що у процесі бульбашкового кипіння поверхня теплообміну зазнає температурних пульсацій. Це потрібно враховувати при використанні систем охолодження на основі бульбашкового кипіння для підтримання температурного режиму електронних приладів, оскільки такі пульсації можуть впливати на їхні робочі характеристики. Подальші дослідження потрібно спрямувати на визначення пульсацій температури при кипінні діелектричних рідин на поверхнях малого розміру за теплових потоків великої густини (до 400 Вт/см²), а також при субатмосферних величинах тиску.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Moore F. D., Mesler R. B. The measurement of rapid surface fluctuations during nucleate boiling of water, *AIChE Journal*, 1961, no. 7, iss. 5, pp. 620–624. <https://doi.org/10.1002/aic.690070418>

2. Rogers T.F., Mesler R.B. An experimental study of surface cooling by bubbles during nucleate boiling of water. *AIChE Journal*, 1964, vol. 10, iss. 5, pp. 656–660. <https://doi.org/10.1002/aic.690100516>.

3. Толубинский В.И. Теплообмен при кипении. Киев: Наук. думка, 1980. 316 с.

4. Katto Y., Takahashi S., Yokoya S. Law of micro-liquid-layer formation between a growing bubble and a solid surface with a special reference to nucleate boiling. *Bulletin of the JSME*, 1973, vol. 16, iss. 97, pp. 1066–1074. <https://doi.org/10.1299/jsme1958.16.1066>

5. Jawurek H.H. Simultaneous determination of microlayer geometry and bubble growth in nucleate boiling. *Int. Journal Heat and Mass Transfer*, 1969, vol. 12, no. 8, pp. 843–848. [https://doi.org/10.1016/0017-9310\(69\)90151-3](https://doi.org/10.1016/0017-9310(69)90151-3)

6. Cooper M.G. The microlayer and bubble growth in nucleate pool boiling. *Int. Journal Heat and Mass Transfer*, 1969, vol. 12, iss. 8, pp. 914–917. [https://doi.org/10.1016/0017-9310\(69\)90155-0](https://doi.org/10.1016/0017-9310(69)90155-0)

7. Cooper M.G., Lloyd A.J.P. The microlayer in nucleate pool boiling. *Int. Journal Heat and Mass Transfer*, 1969, vol. 12, iss. 8, pp. 895–913. [https://doi.org/10.1016/0017-9310\(69\)90154-9](https://doi.org/10.1016/0017-9310(69)90154-9)

8. Smirnov G.F. Calculation of the ‘initial’ thickness of the ‘microlayer’ during bubble boiling. *J. Engng Phys.*, 1975, vol. 28, no. 3, pp. 369–374. <https://doi.org/10.1007/BF00862021>

9. Zhang Xi., El Mellas Is., Andreini N., Magnini M. The microlayer and force balance of bubbles growing on solid in nucleate boiling. *International Journal of Multiphase Flow*, 2025, vol. 183, 105049. <https://doi.org/10.1016/j.ijmultiphaseflow.2024.105049>

10. Zhang Xi., El Mellas Is., Magnini M. Predicting initial microlayer thickness in nucleate boiling using Landau–Levich theory. *Journal of Fluid Mechanics*, 2024, vol. 997, A44. <http://dx.doi.org/10.1017/jfm.2024.559>

11. Utaka Y., Kashiwabara Y., Ozaki M. Microlayer structure in nucleate boiling of water and ethanol at atmospheric pressure. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 2013, vol. 57, pp. 222–230. <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2012.10.031>

12. Zhang X., Nikolayev V. S. Dewetting acceleration by evaporation. *Journal of Fluid Mechanics*, 2022, vol. 948, A49. <https://doi.org/10.1017/jfm.2022.725>

13. Urbano A., Tanguy S., Huber G., Colin C. Direct numerical simulation of nucleate boiling in micro-layer regime. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 2018, vol. 123, pp. 1128–1137. <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2018.02.104>

14. Kravets V.Yu. *Heat transfer processes in miniature evaporation-condensation cooling systems*. Kyiv: Interservice, 2023. 204 p. Available: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/6711>

Дата надходження рукопису
до редакції 10.05 2025 р.

VAPORIZATION PROCESSES DURING COOLING
OF MINIATURE ELECTRONIC DEVICES

The widespread introduction of new technologies contributes to the rapid development of various fields of technology, both in terms of increasing the functionality of systems and equipment and reducing the weight and size characteristics of individual components and devices in general. This is especially evident in radio electronics, particularly in computer technology, where the heat flux densities emitted by individual electronic components can be very high. In such a case, the temperature of the chips increases and may exceed the maximum permissible values. To ensure the specified operating temperatures of electronic equipment, the bubble boiling process is used. The highest intensity of heat transfer is observed during boiling. This is due to the evaporation of a thin micro-layer of liquid under the growing steam bubble.

This paper describes an experimental study of the peculiarities of the bubble boiling process on small surfaces. The experiment's unique feature was the visual observation of the combined appearance and growth of a steam bubble, as well as the temperature pulsation of the surface beneath it. The process of bubble boiling occurred in a large volume at atmospheric pressure on small copper surfaces with a diameter of 0.4 to 5.0 mm. The surface temperature was recorded using a specially designed thermocouple. The signal from the thermocouple was fed through an amplifier to a two-beam oscilloscope. Using a system of mirrors, the process of evolution of the vapor bubble and surface temperature fluctuations were recorded on the film of a high-speed movie camera. The film speed varied from 800 to 4000 frames per second.

Experimental results have shown that both spherical and hemispherical vapor bubbles grow on the surface during boiling. Moreover, the surface temperature fluctuation depends on the size of such bubbles at the moment of their detachment. The larger the bubble bursting diameter, the greater the amplitude of the surface temperature fluctuations. It is shown that the main factor in increasing the intensification of heat transfer is the evaporation of a microlayer of liquid under the vapor bubble. The dependence of the surface temperature fluctuation on the values of the detachable diameters of the steam bubbles is obtained.

Thus, if bubble-boiling cooling systems are used to maintain the temperature regime of electronic devices, it is necessary to take into account the temperature fluctuations of the heat transfer surface, as they can affect the operating characteristics of the devices.

Keywords: heat transfer; boiling; liquid microlayer; temperature fluctuation; small surface; steam bubble.

REFERENCES

1. Moore F. D., Mesler R. B. The measurement of rapid surface fluctuations during nucleate boiling of water, *AIChE Journal*, 1961, no. 7, iss. 5, pp. 620–624. <https://doi.org/10.1002/aic.690070418>
2. Rogers T.F., Mesler R.B. An experimental study of surface cooling by bubbles during nucleate boiling of water. *AIChE Journal*, 1964, vol. 10, iss. 5, pp. 656–660. <https://doi.org/10.1002/aic.690100516>.
3. Tolubinskiy V.I. *Теплообмен при кипении* [Heat exchange during boiling]. Kyiv: Nauk. Dumka, 1980. 316 p. (Rus)
4. Katto Y., Takahashi S., Yokoya S. Law of micro-liquid-layer formation between a growing bubble and a solid surface with a special reference to nucleate boiling. *Bulletin of the JSME*, 1973, vol. 16, iss. 97, pp. 1066–1074. <https://doi.org/10.1299/jsme1958.16.1066>
5. Jawurek H.H. Simultaneous determination of microlayer geometry and bubble growth in nucleate boiling. *Int. Journal Heat and Mass Transfer*, 1969, vol. 12, no. 8, pp. 843–848. [https://doi.org/10.1016/0017-9310\(69\)90151-3](https://doi.org/10.1016/0017-9310(69)90151-3)
6. Cooper M.G. The microlayer and bubble growth in nucleate pool boiling. *Int. Journal Heat and Mass Transfer*, 1969, vol. 12, iss. 8, pp. 914–917. [https://doi.org/10.1016/0017-9310\(69\)90155-0](https://doi.org/10.1016/0017-9310(69)90155-0)
7. Cooper M.G., Lloyd A.J.P. The microlayer in nucleate pool boiling. *Int. Journal Heat and Mass Transfer*, 1969, vol. 12, iss. 8, pp. 895–913. [https://doi.org/10.1016/0017-9310\(69\)90154-9](https://doi.org/10.1016/0017-9310(69)90154-9)
8. Smirnov G.F. Calculation of the ‘initial’ thickness of the ‘microlayer’ during bubble boiling. *J. Engng Phys.*, 1975, vol. 28, no. 3, pp. 369–374. <https://doi.org/10.1007/BF00862021>
9. Zhang Xi., El Mellas Is., Andreini N., Magnini M. The microlayer and force balance of bubbles growing on solid in nucleate boiling. *International Journal of Multiphase Flow*, 2025, vol. 183, 105049. <https://doi.org/10.1016/j.ijmultiphaseflow.2024.105049>
10. Zhang Xi., El Mellas Is., Magnini M. Predicting initial microlayer thickness in nucleate boiling using Landau–Levich theory. *Journal of Fluid Mechanics*, 2024, vol. 997, A44. <http://dx.doi.org/10.1017/jfm.2024.559>
11. Utaka Y., Kashiwabara Y., Ozaki M. Microlayer structure in nucleate boiling of water and ethanol at atmospheric pressure. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 2013, vol. 57, pp. 222–230. <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2012.10.031>
12. Zhang X., Nikolayev V. S. Dewetting acceleration by evaporation. *Journal of Fluid Mechanics*, 2022, vol. 948, A49. <https://doi.org/10.1017/jfm.2022.725>
13. Urbano A., Tanguy S., Huber G., Colin C. Direct numerical simulation of nucleate boiling in micro-layer regime. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 2018, vol. 123, pp. 1128–1137. <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2018.02.104>
14. Kravets V.Yu. *Heat transfer processes in miniature evaporation-condensation cooling systems*. Kyiv: Interservice, 2023. 204 p. Available: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/6711>



Copyright: © 2025 by the authors. Licensee: Politekhperiodika, Odesa, Ukraine. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Сергій ХАЙРНАСОВ, Дмитро КОЗАК

Україна, м. Київ, КП імені Ігоря Сікорського

E-mail: sergey.khairnasov@gmail.com, dk.kpi.hp@gmail.com

ТЕПЛОВИЙ АНАЛІЗ СИСТЕМ ОХОЛОДЖЕННЯ НА ОСНОВІ ДВОФАЗНИХ ТЕПЛОПЕРЕДАВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Проведено тепловий аналіз трьох варіантів системи охолодження (СО) на основі двофазних теплопередавальних пристроїв, за результатами якого було запропоновано конструкцію СО світлодіодного освітлювального пристрою з електричною потужністю не менш ніж 500 Вт. Наведено результати розрахунку теплотехнічних характеристик СО (температурного поля, максимального теплового потоку). Показано, що використання термосифонів, вбудованих у радіатор системи охолодження, підвищує її ефективність та забезпечує розсіювання теплового потоку не менше ніж 360 Вт природною конвекцією повітря у навколишнє середовище при максимальній температурі корпусу світлодіодної матриці 100°C.

Ключові слова: світлодіодний освітлювальний пристрій, система охолодження, природна конвекція, радіатор, теплова труба, термосифон, тепловий аналіз, теплообмін, температурне поле.

Освітлювальні пристрої є критичними засобами для проведення аварійно-рятувальних робіт в темний час доби та інших невідкладних дій безпосередньо в зоні виникнення надзвичайних ситуацій, коли потрібно забезпечити високий рівень освітленості постійної інтенсивності впродовж всього часу виконання робіт. Стрімкий розвиток напівпровідникових технологій та необхідність створення високоефективних потужних джерел світла призвели до розроблення низки систем освітлення на основі світлодіодних джерел (СОВ — chip-on-board — модуль). Важливою особливістю сучасних світлодіодних освітлювальних пристроїв є зменшення розмірів окремих світловипромінювальних компонентів при збереженні або навіть збільшенні їхньої електричної потужності [1, 2]. При цьому суттєва доля електричної енергії, яку вони споживають, перетворюється у теплоту [3–5], тому такі пристрої потребують спеціальних систем забезпечення теплових режимів чи систем охолодження, що визначається перш за все оптичною ефективністю СОВ-модулів та, відповідно, загальною кількістю електричної енергії, що перетворюється в теплову.

Одним з основних підходів до підвищення ефективності систем охолодження світлодіодних освітлювальних пристроїв (СОП) є використання спеціальних радіаторів з вбудованими двофазними

теплопередавальними пристроями [6], наприклад тепловими трубами, термосифонами тощо [7, 8]. Термін «двофазні теплопередавальні пристрої» використовується для елементів теплотехнічних систем, в яких процес відбору та віддачі теплоти проходить завдяки двофазним процесам (зміна фази теплоносія «рідина — пара» та зворотній «пара — рідина»): випаровування, кипіння та конденсації. Це інтенсифікує локальний процес теплообміну внаслідок високих значень коефіцієнта теплообміну та покращує можливості відведення чи підведення великих теплових потоків, а також забезпечення функціонування СОП при великих значеннях густини теплового потоку. Так, в сучасних системах охолодження використовуються радіатори для природної та вимушеної конвекції на основі теплових труб та парових камер різних за складністю конструкцій залежно від вимог до величини теплового потоку, який необхідно відвести до навколишнього середовища [9].

У цій роботі був проведений тепловий аналіз трьох варіантів системи охолодження потужного світлодіодного освітлювального пристрою, побудованої на основі радіатора, призначеного для природної конвекції повітря, з використанням двофазних теплопередавальних пристроїв різних типів: теплових труб, термосифонів, пульсаційних теплових труб, парової камери. За результатами теплового аналізу була запропонована теплова конструкція системи охолодження.

Роботу виконано за підтримки Національного фонду досліджень України (проект № 2023.04/0055)

Вимоги до конструкції та теплового аналізу системи охолодження потужного світлодіодного освітлювального пристрою

Враховуючи вимоги до надійності та технологічності освітлювальної техніки спеціального призначення, а також економічні обмеження були визначені такі пріоритетні показники системи охолодження:

- можливість розсіювати теплову потужність понад 300 Вт при максимальній температурі корпусу СОВ-модуля 100°C в умовах природної конвекції;
- простота та технологічність виготовлення в умовах досвідного виробництва;

- дешевизна;
- конструкція має будуватися на доступних на ринку України компонентах і матеріалах;
- надійність.

З огляду на вимоги до надійності, обмежене представлення на ринку України систем охолодження (радіаторів) з двофазними теплопередавальними пристроями (тепловими трубами та паровими камерами) та необхідність у спеціальному обладнанні для їх виготовлення, основою радіатора було обрано алюмінієвий радіаторний профіль (рис. 1), що виробляється в достатній кількості в Україні та широко використовується в системах охолодження електронної апаратури.

Двофазними теплопередавальними пристроями (рис. 2), взятими для аналізу та вибору підходів до побудови конструкції системи охолодження, були [7, 8]:

- мідні теплові труби (ТТ) з капілярною структурою (КС) або термосифони (без КС) зовнішнім діаметром 8 мм, сплюснені до розмірів 3×11 мм;
- алюмінієві профільні теплові труби з канавчатою КС зовнішнім діаметром 7,5 мм;
- пульсаційна тепла труба з зовнішнім діаметром каналів 1,8 мм;
- парова камера товщиною 3,0 мм.

Тепловий аналіз проводився на основі комп'ютерної моделі, створеної у спеціалізованому пакеті прикладних програм, що дозволяє проводити з високою точністю теплові розрахунки різних конструкцій та елементів систем охолодження електронної апаратури, зокрема двофазні теплопередавальні пристрої (ТПП) в умовах природної та вимушеної конвекції повітря. Перед початком теплового аналізу була проведена верифікація комп'ютерної моделі радіатора, результати якої наведені у [10]. Верифікація проводи-

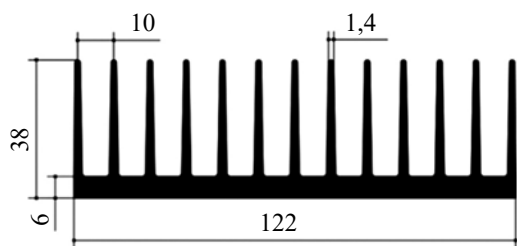


Рис. 1. Алюмінієвий радіаторний профіль

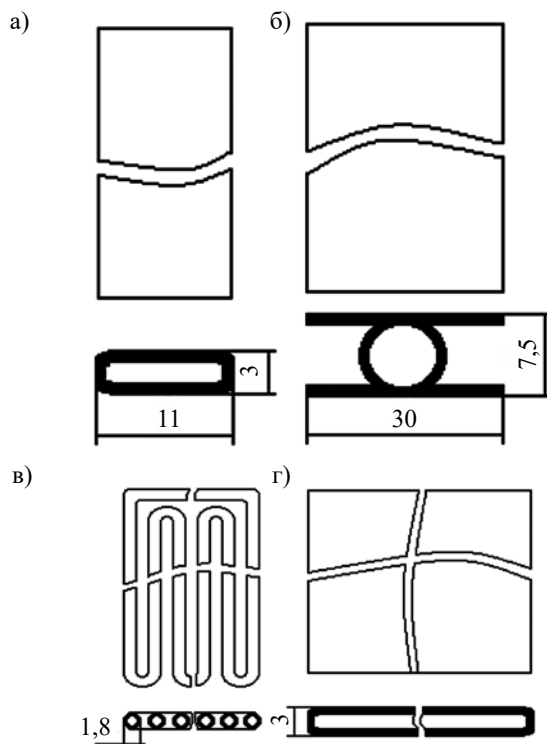


Рис. 2. Форма корпусу двофазних теплопередавальних пристроїв:

а — мідні ТТ або термосифони; б — алюмінієві профільні ТТ; в — пульсаційна ТТ; г — парова камера

лася для природної конвекції повітря з урахуванням теплообміну випромінюванням у широкому діапазоні температури та при різних кутах нахилу радіатора. Результати показали достатній збіг розрахункових та експериментальних даних при температурі на поверхні радіатора від 50 до 100 °С: похибка становила до 3% при вертикальному розташуванні й нахилі 45° та до 5% при горизонтальному розташуванні.

Концепції конструкції системи охолодження

Розглядалися три основні підходи до формування конструкції системи охолодження на основі вибраного алюмінієвого радіаторного профілю, продемонстровані на рис. 3. У цих конструкціях теплота від СОВ-модуля передається ТПП, такими як теплові труби, термосифони, парова камера або пульсаційні ТТ.

Концепція #1 — виносна пасивна: СОВ-модуль 1 кріпиться до вільних від радіатора зон випаровування ТПП 3 механічно або пайкою через термоінтерфейсний матеріал (ТІМ). Кожна сторона радіатора 2 складається з двох окремих частин, між якими розташовуються зони конденсації ТПП (див. рис. 3, а).

Концепція #2 — комбінована пасивна: СОВ-модуль 1 механічно або пайкою кріпиться через ТІМ поверх зон випаровування ТПП 3 до центральної ділянки “задньої” частини радіатора. Зони конденсації ТПП розташовуються між “передньою” (вона

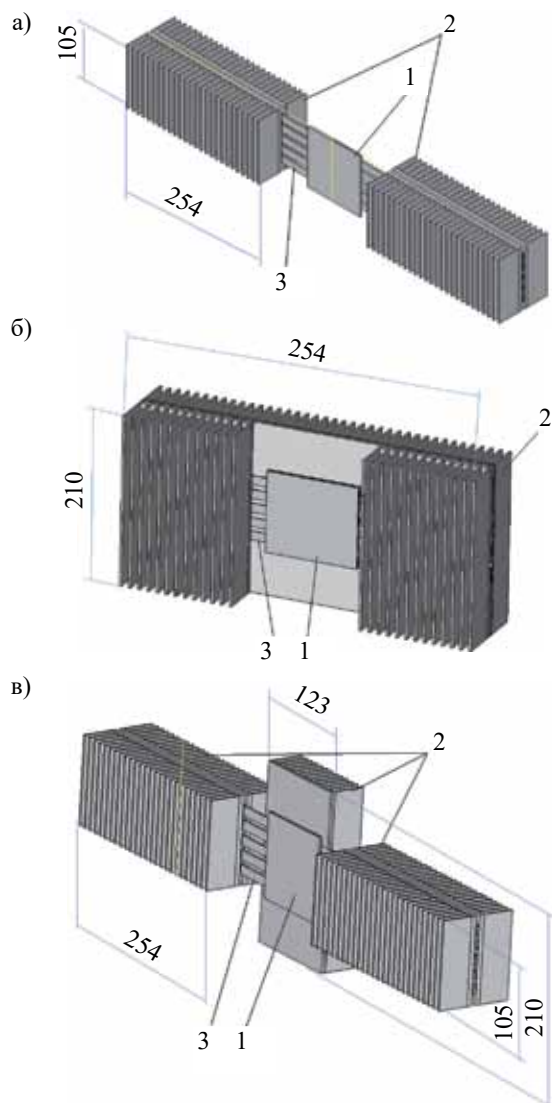


Рис. 3. Концепції конструкції системи охолодження:
 а — виносна пасивна; б — комбінована пасивна; в — виносна пасивна з центральним радіатором
 1 — COB-модуль (100×100 мм); 2 — радіатор; 3 — теплова труба чи термосифон

така сама, як у попередньому випадку) та “задньою” частинами (див. рис. 3, б).

Концепція #3 — виносна пасивна з центральним радіатором: до конструкції за концепцією #1 додається центральний радіатор, який має виконувати роль теплоємнісного конструктивного елементу для зменшення амплітуди коливання температури у динамічних режимах функціонування ТПП при низьких температурах (див. рис. 3, в).

Вплив типу та кількості двофазних теплопередавальних пристроїв на теплові режими

Аналіз такого впливу проводився з огляду на температуру корпусу COB-модуля T_{COB} у місці контакту з системою охолодження для трьох представлених вище концепцій.

Концепція #1

Теплове моделювання проводили для конструктивних модифікацій, описаних у табл. 1.

Результати комп’ютерного моделювання максимальної температури корпусу COB-модуля у місці контакту з системою охолодження різних модифікацій за концепцією #1 наведено у табл. 2. Аналіз цих даних свідчить про те, що ефективніше використовувати більшу кількість теплових труб / термосифонів або пульсаційну ТТ з більшою кількістю каналів (петель). Так, T_{COB} є меншою до 6,3°C при використанні п’яти ТТ / термосифонів порівняно з трьома, а при використанні пульсаційної ТТ з 24 каналами порівняно з 12 ця температура може знижуватися на величину до 11,8°C.

У найкращих модифікаціях, а саме #1.4 (п’ять теплових труб / термосифонів) та #1.6 (пульсаційна ТТ з 24 каналами), при температурі навколишнього середовища 40°C для теплової потужності 200 Вт існує запас у 8–10°C до максимальної допустимої температури корпусу COB-модуля 100°C.

Таблиця 1

Опис конструкцій на основі концепції #1 з різними типами двофазних ТПП

Модифікація	Кількість та вид ТПП	Конструкція ТПП	Розміри, мм	Матеріал	Теплоносій	Додатково
#1.1	3 ТТ	з КС	Ø7,5	алюміній	пентан	Дві полки по 30 мм
#1.2	3 ТТ / термосифони	з КС / без КС	3×11	мідь	вода	—
#1.3	5 ТТ / термосифонів					—
#1.4	5 ТТ / термосифонів					Центральний радіатор (концепція #3)
#1.5	1 пульсаційна ТТ	12 каналів (6 петель)	Ø1,8	мідь	фреон	—
#1.6	1 пульсаційна ТТ	24 канали (12 петель)				

Результати моделювання максимальної температури корпусу СОВ-модуля та теплотехнічних характеристик різних модифікацій системи охолодження, побудованих за **концепцією #1**, при тепловій потужності 200 Вт

Модифікація	Температура навколишнього середовища, °C	Температура СОВ-модуля, °C (max/min)	Температура ТПП, °C (max/min)	Термічний опір ТПП, К/Вт	Температура радіатора, °C (max/min)
#1.1	25	80 / 76,4	70,2 / 62,2	0,12	65,5 / 60,2
	40	96,9 / 93,2	87,1 / 79,0		82,3 / 76,9
#1.2	25	82,4 / 77,6	67,6 / 63,8	0,06	64,6 / 61,3
	40	99,2 / 94,4	84,5 / 80,6		81,5 / 78,0
#1.3	25	76,1 / 71,0	65,3 / 63,2	0,06	63,8 / 61,1
	40	92,8 / 87,8	82,1 / 80,0		80,6 / 77,8
#1.5	25	85,9 / 84,5	69,8 / 64,9	0,3	66,1 / 62,3
	40	101 / 99,4	84,8 / 79,9		81,7 / 77,4
#1.6	25	74,1 / 72,8	65,6 / 63,0	0,3	63,9 / 61,1
	40	90,9 / 89,6	82,4 / 79,8		80,7 / 77,9

Додатково досліджувалася конструкція модифікації #1.4 (з використанням центрального радіатора) щодо впливу розташування ТТ / термосифонів — на поверхні центрального радіатора розміром 100×100 мм чи всередині (у профрезерованих посадочних місцях). Аналіз показав, що додаткове зниження температури СОВ-модуля від використання центрального радіатора складає до 2°C при розташуванні ТПП на його поверхні та до 6–7°C при вбудовуванні всередину. Тобто очевидно, що при побудові конструкції за концепцією #3 не слід йти шляхом спрощення і монтувати ТПП на поверхні радіатора. Також немає сенсу використовувати теплові труби з алюмінієвого профілю з полками з точки зору складності їх монтування всередині основи радіатора.

Концепція #2

Теплове моделювання проводили для конструктивних модифікацій, описаних у **табл. 3**. Результати,

отримані для теплової потужності 200 Вт, представлено у **табл. 4**. Аналіз наведених даних дозволяє зробити такі висновки.

1) Модифікації #2.1 та #1.3, побудовані з п'ятьма ТТ, дають приблизно однаковий результат.

2) При використанні парової камери температура корпусу СОВ-модуля може знизитися на 3°C порівняно з варіантом з трьома ТТ. При цьому, враховуючи складність самої конструкції парової камери та її вищу вартість, доцільність її використання залишається під питанням.

3) Встановлення додаткових пульсаційних ТТ з двох боків радіатора (#2.4) не є доцільним.

4) У найкращих модифікаціях, а саме #2.2 (парова камера) та #2.3 (пульсаційна ТТ з 24 каналами), при температурі навколишнього середовища 40°C для теплової потужності 200 Вт існує запас у 8–10°C до максимальної допустимої температури корпусу СОВ-модуля 100°C.

Таблиця 3

Опис конструкцій на основі **концепції #2** з різними типами двофазних ТПП

Модифікація	Кількість та вид ТПП	Конструкція ТПП	Розміри, мм	Матеріал	Теплоносій
#2.1	5 ТТ / термосифонів	з КС / без КС	3×11	мідь	вода
#2.2	1 парова камера	з КС	товщина 3,0	мідь	вода
#2.3	1 пульсаційна ТТ	24 канали (12 петель)	Ø1,8	мідь	фреон
#2.4	3 пульсаційних ТТ (по одній зліва та справа додатково до #2.3)	24 канали (12 петель)	Ø1,8	мідь	фреон

Таблиця 4

Результати моделювання максимальної температури корпусу СОВ-модуля та теплотехнічних характеристик різних модифікацій системи охолодження, побудованих за **концепцією #2**, при тепловій потужності 200 Вт

Модифікація	Температура навколишнього середовища, °C	Температура СОВ-модуля, °C (max/min)	Температура ТПП, °C (max/min)	Термічний опір ТПП, К/Вт	Температура радіатора, °C (max/min)
#2.1	25	76,0 / 74,9	71,8 / 70,3	0,05	72,3 / 66,8
	40	93,4 / 92,3	89,3 / 87,7		89,8 / 84,0
#2.2	25	73,3 / 73,1	69,6 / 69,0		69,4 / 67,4
	40	90,8 / 90,6	87,7 / 86,5		86,9 / 84,8
#2.3	25	74,8 / 73,5	71,0 / 69,5	0,3	71,1 / 65,7
	40	92,5 / 91,2	82,4 / 79,8		88,8 / 83,3
#2.4	25	76,5 / 75,7	70,8 / 70,3		71,0 / 68,8
	40	94,2 / 93,4	88,7 / 88,2		88,8 / 86,4

Таблиця 5

Результати моделювання максимальної температури корпусу СОВ-модуля та теплотехнічних характеристик системи охолодження, побудованої за **концепцією #3**

Теплова потужність, Вт	Температура навколишнього середовища, °C	Температура СОВ-модуля, °C (max/min)	Температура ТПП, °C (max/min)	Термічний опір ТПП, К/Вт	Температура радіатора, °C (max/min)
300	25	79,8 / 78,5	73,4 / 70,5	0,05	74,5 / 79,8
	40	96,9 / 95,7	90,5 / 87,7		91,6 / 86,9
350	25	86,5 / 85,1	79,1 / 75,7	0,06	71,0 / 68,8
	40	104,0 / 102,0	96,4 / 93,1		97,7 / 92,2

Концепція #3

Теплове моделювання проводили для такої конструктивної модифікації:

- 5 ТТ / термосифонів зовнішнім діаметром 8 мм, сплюснені до розмірів 3×11 мм;
- корпус з порошковою КС / без КС;
- матеріал — мідь;
- теплоносій — вода.

Результати, отримані для теплової потужності 300 Вт і 350 Вт, представлено у **табл. 5**. Аналіз показує, що при 350 Вт та температурі навколишнього середовища 40°C температура корпусу СОВ-модуля перевищує максимально допустиму на 4°C. Додаткові розрахунки показали, що при довільному розташуванні системи охолодження у просторі, наприклад горизонтальному, це перевищення може бути ще більшим (додатково ще до 15°C).

Система охолодження на основі двофазних теплопередавальних пристроїв та її тепловий аналіз

На основі проведеного аналізу як базовий був обраний варіант системи охолодження, що відповідає концепції #3. У конструкції використовувались п'ять термосифонів діаметром 12 мм. Такий вибір був зроблений з огляду на спрощення технології

виготовлення: технологічний процес виготовлення термосифонів, на відміну від теплових труб, не має етапу спікання капілярної структури; сплюснення корпусу не застосовувалося.

Як теплоносій запропоновано використовувати пентан, а не воду, для запобігання замерзанню з можливим руйнуванням корпусу ТПП. Відповідно, діаметр термосифонів було збільшено до 12 мм для забезпечення достатніх теплотransпортних характеристик при переході з води на пентан.

Значення термічного опору, яке було отримано у додатково проведених експериментальних дослідженнях зразків термосифонів, не перевищувало 0,3 К/Вт. Конструкцію базового варіанту системи охолодження представлено на **рис. 4**, характеристики наведено у **табл. 6**.

Для визначення впливу висоти радіаторів h_1 і h_2 на максимальну температуру $T_{\text{СОВ}}$ були проведені розрахунки для даних, наведених у табл. 6, при загальній тепловій потужності $P_{\text{heat}} = 360$ Вт (чотири модулі СОВ по 90 Вт кожний) для різних її значень (при $h_1 = h_2$): 100 мм, 125 мм, 200 мм. Відповідні значення температури склали 123°C, 118°C, 115°C. Тобто очевидно, що після 200 мм збільшувати висоту радіаторів не є раціональним, до того ж кожні 100 мм збільшують масу радіатора, наведеного на рис. 1, приблизно на 0,5 кг.

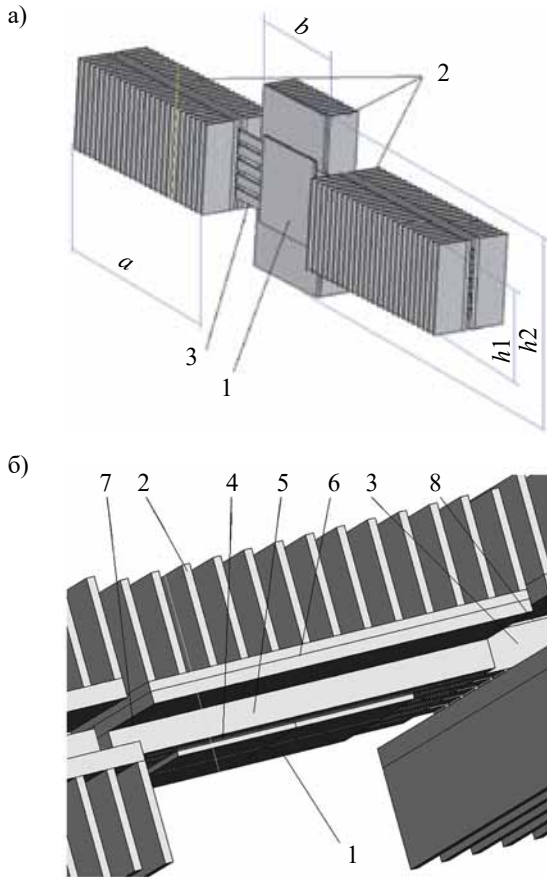


Рис. 4. Конструкція системи охолодження:

1 — COB-модулі (38×38 мм, 4 шт.); 2 — радіатор; 3 — термосифони; 4, 7, 8 — термоінтерфейсний матеріал між COB-модулем та притисною плитою термосифонів (TIM₁), між центральним радіатором та притисною плитою COB (TIM₂), між радіатором та термосифонами (TIM₃); 5 — притискна плита термосифонів; 6 — основа центрального радіатора

Таблиця 6

Основні конструктивні характеристики базового варіанту системи охолодження

Параметр	Значення
Довжина / висота радіатора, a / h_1 , мм	254* / 100
Довжина/висота центрального радіатора, b / h_2 , мм	122 / 100
Теплопровідність TIM ₁₋₃ , λ_{1-3} , Вт/мК	4,6
Товщина TIM ₁₋₃ , δ_{1-3} , мм	0,8
Термічний опір термосифонів, R_{ts} , К/Вт	0,3

* Два радіатори по 122 мм та зазор 10 мм між ними

Вплив теплопровідності термоінтерфейсного матеріалу між модулями COB та притисною плитою термосифонів (TIM₁) і між центральним радіатором та притисною плитою COB (TIM₂) на максимальну температуру T_{COB} досліджувався у діапазоні теплопровідності від 4,6 Вт/(м·К) (теплопровідна паста) до 86 Вт/(м·К) (рідкий метал, припій) при товщині

TIM 0,8 мм і висоті радіатора 200 мм. При цьому слід зауважити, що оскільки між радіатором та термосифонами густина теплового потоку є незначною, вибір TIM₃ має базуватися лише на конструктивних, надійнісних та економічних аспектах. Результати розрахунку наведено у табл. 7, звідки видно, що в розглянутій конструкції системи охолодження немає сенсу використовувати матеріали з теплопровідністю понад 15 Вт/(м·К).

Вплив товщини TIM на максимальну температуру поверхні корпусу модулів COB досліджувався у діапазоні від 0,8 до 0,1 мм. Результати розрахунку, наведені у табл. 8, показують, що в розглянутій конструкції системи охолодження не слід прагнути досягти при стисненні якнайменших значень товщини TIM₁ та TIM₂, наприклад нижче 0,3–0,4 мм.

У табл. 9 наведено дані, які демонструють вплив термічного опору R_{ts} термосифонів на температурний рівень поверхні COB-модулів. Вочевидь, надалі важливою задачею є зменшення величини R_{ts} завдяки інтенсифікації процесів теплообміну в зоні випаровування.

Після теплового аналізу базового варіанту було проведено уточнення параметрів системи охолодження (табл. 10) і запропоновано два основні варіанти її теплової моделі (рис. 5) та сама конструкція (рис. 6). На відміну від теплової моделі, в конструкції застосовуються не 5 термосифонів, що проходять вздовж всієї системи охолодження від краю до краю, а 10, з яких 5 забезпечують передачу теплоти до лівої

Таблиця 7

Максимальна температура корпусу модулів COB при $P_{heat} = 360$ Вт, $h_1 = h_2 = 200$ мм, $\delta_1 = \delta_2 = 0,8$ мм, $R_{ts} = 0,3$ К/Вт для різних значень теплопровідності TIM₁ та TIM₂

Теплопровідність, $\lambda_{1,2}$, Вт/(м·К)	Максимальна температура T_{COB} , °С
4,6	115
15	106
30	105
60	105
86	104

Таблиця 8

Максимальна температура корпусу модулів COB при $P_{heat} = 360$ Вт, $h_1 = h_2 = 200$ мм, $\lambda_1 = \lambda_2 = 4,6$ Вт/(м·К), $R_{ts} = 0,3$ К/Вт для різних значень товщини шару TIM₁ та TIM₂

Товщина TIM _{1,2} , $\delta_{1,2}$, мм	Максимальна температура T_{COB} , °С
0,8	115
0,5	110
0,3	106
0,1	106

Таблиця 9 а)

Максимальна температура корпусу модулів COB при $P_{heat} = 360 \text{ Вт}$, $h_1 = h_2 = 200 \text{ мм}$, $\delta_1 = \delta_2 = 0,5 \text{ мм}$, $\lambda_1 = \lambda_2 = 15 \text{ Вт/(м·К)}$ для різних значень термічного опору термосифонів

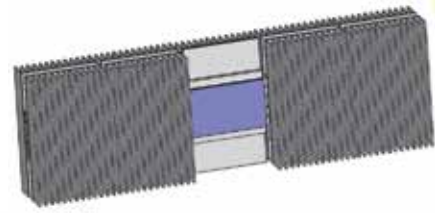
Термічний опір ТТ, R_{ts} , К/Вт	Максимальна температура T_{COB} , °С
0,3	107
0,23	104
0,14	100

Таблиця 10

Основні конструктивні характеристики системи охолодження

Матеріал радіатора	алюміній
Ширина профілю радіатора (для однієї групи), мм	122
Висота радіатора, мм	200
Висота ребер радіатора, мм	31,5
Крок між ребрами, мм	8
ТІМ між COB-модулями та притискною плитою: – теплопровідність, Вт/(м·°С) – товщина шару, мм	15,0 0,5
ТІМ між термосифонами та притискною плитою або радіатором: – теплопровідність, Вт/(м·°С) – товщина шару, мм	4,6 0,8
Кількість термосифонів	10
Матеріал термосифонів	мідь
Діаметр термосифонів, мм	12
Тепловий опір термосифонів, °С/Вт	0,3

а)



б)

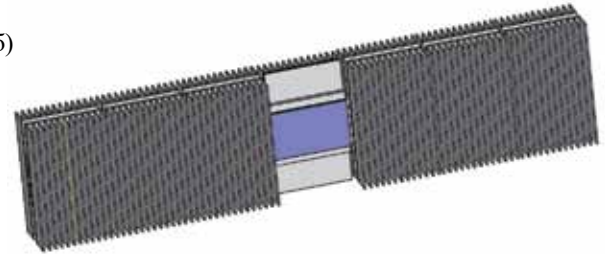


Рис. 5. Теплові моделі конструкцій системи охолодження з чотирма (а) та з шістьма (б) групами радіаторних профілів

сторони радіатора й 5 до правої. Такий підхід дозволяє реалізувати конструкцію радіатора з нахилом (рис. 6), що забезпечує нормальне функціонування термосифонів, в яких повернення рідини від зони тепловідводу (радіатор) до зони теплопідводу (COB-модуль) здійснюється силами гравітації.

В роботі було продемонстровано, як проведення теплового аналізу дозволяє розробити теплову конструкцію системи охолодження потужного світлодіодного освітлювального пристрою, що підтримує температуру COB-матриць не вище 100°С при температурі навколишнього повітря 40°С. При цьому забезпечується відвід теплового потоку величиною 360 Вт при використанні шести груп радіаторних профілів та 300 Вт при використанні чотирьох таких груп.

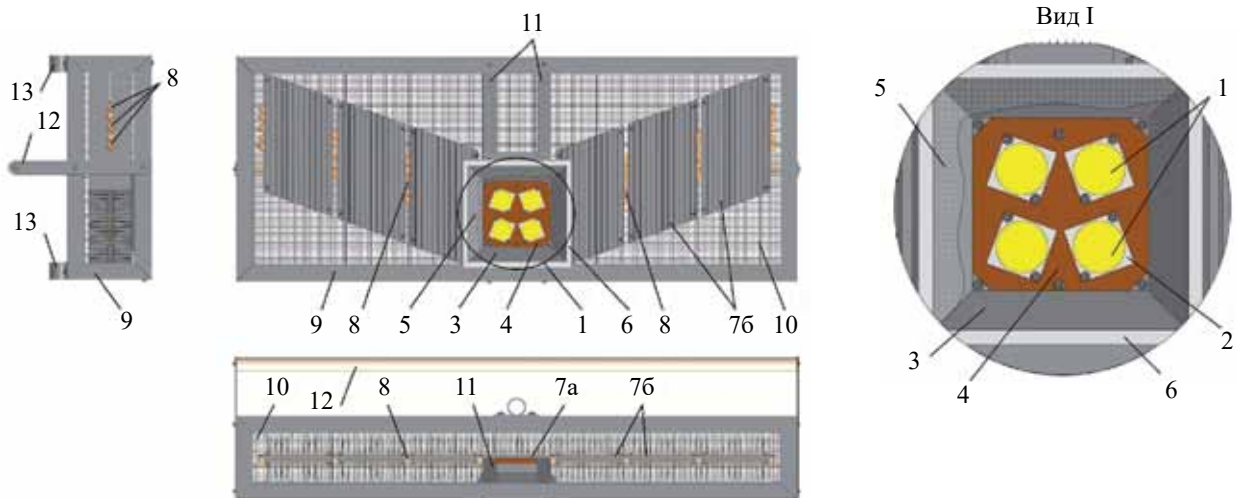


Рис. 6. Загальний вигляд системи охолодження світлодіодних модулів потужного СОП [11]:

1 — світлодіодні COB-модулі; 2 — алюмінієва основа; 3 — рефлектор; 4 — притискна плита; 5 — захисне скло; 6 — алюмінієва рама; 7a, 7б — центральний та основний радіатори; 8 — термосифони; 9 — захисний корпус; 10 — захисні пластини; 11 — опорні пластини; 12 — ручка для транспортування; 13 — кріплення до опорної стійки

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Yurtseven M.B., Mete S., Onaygil S. The effects of temperature and driving current on the key parameters of commercially available, high-power, white LEDs. *Lighting Res. Technol.*, 2016, vol. 48, iss. 8, pp. 943–965. <https://doi.org/10.1177/1477153515576785>
2. Chang M.-H., Das D., Varde P.V., Pecht M. Light emitting diodes reliability review. *Microelectron. Reliab.*, 2012, vol. 52, iss. 5, pp. 762–782. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2011.07.063>
3. Hamidnia M., Luo Y., Wang X.D. Application of micro/nano technology for thermal management of high power LED packaging — A review. *Appl. Therm. Eng.*, 2018, vol. 145, pp. 637–651. <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2018.09.078>
4. Pryde J.R. *Development of effective thermal management strategies for LED luminaries. Thesis.* Loughborough University, UK, 2017. URL: <https://dspace.lboro.ac.uk/2134/26687>
5. Kayumov D., Bulatbaev F., Kayumova I. et al. An engineering approach for the qualitative assessment of the luminous flux of led lamps. *Int. J. Energy Clean Environ.*, vol. 24, no. 1, pp. 31–43, 2023. <https://doi.org/10.1615/InterJEnerCleanEnv.2022043776>
6. Xiao C., Liao H., Wang Y. et al. A novel automated heat-pipe cooling device for high-power LEDs. *Appl. Therm.*

Eng., vol. 111, pp. 1320–1329, 2017. <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2016.10.041>

7. Jouhara H., Chauhan A., Nannou T. et al. Heat pipe based systems — Advances and applications. *Energy*, 2017, vol. 128, pp. 729–754. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2017.04.028>

8. Jouhara H., Reay D., McGlen R. et al. *Heat Pipes: Theory, Design and Applications*, Elsevier Ltd., 2024. <https://doi.org/10.1016/C2019-0-04865-0>

9. Heat pipe heat sink design. *Celsia*. URL: <https://celsiainc.com/heat-sink-blog/heat-pipe-heat-sink-design/>

10. Козак Д.В., Хайрнатов С.М., Ніколаєнко Ю.С. Експериментальна верифікація чисельної моделі радіатора системи охолодження потужного світлодіодного освітлювального пристрою. *Труди 26-ї МНПК «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, Україна, Одеса, 2025, с. 58-59. URL: https://www.old.tkea.com.ua/siet/archive/2025/MIET_2025_58.pdf

11. Письменний С.М. та ін. *Потужний світлодіодний освітлювальний пристрій*. Патент України на корисну модель №159438. Опубл. 28.05.2025, бюл. № 22.

Дата надходження рукопису
до редакції 10.06 2025 р.

DOI: 10.15222/TKEA2025.1-2.64
UDC 536.248.2

Sergii KHAIRNASOV, Dmytro KOZAK

Ukraine, Kyiv, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute
E-mail: sergey.khairnasov@gmail.com, dk.kpi.hp@gmail.com

THERMAL ANALYSIS OF COOLING SYSTEMS BASED ON TWO-PHASE HEAT TRANSFER DEVICES

Lighting devices are critical tools for emergency rescue operations in the dark and other urgent actions in emergency situations, since it is necessary to ensure a high level of illumination with constant intensity throughout the entire work period. The current status of semiconductor technologies allows to create highly efficient high-power light sources, suitable for a number of lighting systems based on LED sources (COB — chip-on-board — modules). However, one of the shortcomings of LED technology is that a significant proportion of electrical power is converted into heat. Thus, such devices require special thermal management systems to meet their thermal requirements, which are primarily determined by the optical efficiency of COB modules, and consequently the total amount of electrical energy converted into heat. Today, the heatsinks based on passive two-phase heat transfer devices, such as heat pipes or vapor chambers, are widely used in the electronics and high-power LED lighting devices. In such a case, the thermal analysis of high-power LED lighting devices with such cooling systems at the early development stage is very important. Thus in this study, we performed a thermal analysis of the three variants of a thermal management system for a high-power LED lighting device with electrical power of at least 500 W. The cooling systems' designs were based on aluminium heat sinks with different two-phase heat transfer devices: heat pipes (copper powder heat pipes and aluminium grooved heat pipes), thermosyphons, pulsating heat pipes and vapor chambers. The paper presents the results of thermal simulation and their analysis. Based on the thermal analysis of the cooling system, the authors propose a design and demonstrate that using copper thermosyphons with a diameter of 12 mm filled with pentane in the aluminium heatsink increases its efficiency and ensures the heat dissipation by natural air convection into the environment of at least 360 W at a maximum temperature of the LED COB module case of 100°C.

Keywords: LED lighting device, cooling system, natural convection, heat sink, heat pipe, thermosyphon, thermal analysis, heat transfer, temperature filed.

REFERENCES

1. Yurtseven M.B., Mete S., Onaygil S. The effects of temperature and driving current on the key parameters of commercially available, high-power, white LEDs. *Lighting Res. Technol.*, 2016, vol. 48, iss. 8, pp. 943–965. <https://doi.org/10.1177/1477153515576785>
2. Chang M.-H., Das D., Varde P.V., Pecht M. Light emitting diodes reliability review. *Microelectron. Reliab.*, 2012, vol. 52, iss. 5, pp. 762–782. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2011.07.063>
3. Hamidnia M., Luo Y., Wang X.D. Application of micro/nano technology for thermal management of high power LED packaging —

A review. *Appl. Therm. Eng.*, 2018, vol. 145, pp. 637–651. <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2018.09.078>

4. Pryde J.R. *Development of effective thermal management strategies for LED luminaries. Thesis.* Loughborough University, UK, 2017. Available: <https://dspace.lboro.ac.uk/2134/26687>

5. Kayumov D., Bulatbaev F., Kayumova I. et al. An engineering approach for the qualitative assessment of the luminous flux of led lamps. *Int. J. Energy Clean Environ.*, vol. 24, no. 1, pp. 31–43, 2023. <https://doi.org/10.1615/InterJEnerCleanEnv.2022043776>

6. Xiao C., Liao H., Wang Y. et al. A novel automated heat-pipe cooling device for high-power LEDs. *Appl. Therm.*

Eng., vol. 111, pp. 1320–1329, 2017. <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2016.10.041>

7. Jouhara H., Chauhan A., Nannou T. et al. Heat pipe based systems — Advances and applications. *Energy*, 2017, vol. 128, pp. 729–754. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2017.04.028>

8. Jouhara H., Reay D., McGlen R. et al. *Heat Pipes: Theory, Design and Applications*, Elsevier Ltd., 2024. <https://doi.org/10.1016/C2019-0-04865-0>

9. Heat pipe heat sink design. *Celsia*. Available: <https://celsiainc.com/heat-sink-blog/heat-pipe-heat-sink-design/>

10. Kozak D. V., Khairnasov S. M., Nikolaenko Yu. E. Experimental verification of a numerical model of the heatsink used in the cooling system for powerful LED lighting devices. *Proc. of the XXVI ISPC "Modern information and electronic technologies"*, Ukraine, Odesa, 2025, pp. 58–59. Available: https://www.old.tkea.com.ua/siet/archive/2025/MIET_2025_58.pdf

11. Pys'mennyi Ye. M. et al. *Potuzhnyy svitlodiodnyy osvituval'nyy prystriy* [Powerful LED lighting device]. Patent of Ukraine for a utility model No. 159438, 2025.



Copyright: © 2025 by the authors. 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/>).

РЕЦЕНЗЕНТИ НОМЕРА

Бараннік Володимир Вікторович, докт. техн. наук, професор, Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, м. Харків

Бондарев Андрій Петрович, докт. техн. наук, професор, Національний університет «Львівська політехніка», м. Львів

Бондаренко Олександр Федорович, канд. техн. наук, доцент, КПІ імені Ігоря Сікорського, м. Київ

Глушеченко Едуард Миколайович, канд. техн. наук, начальник відділу, НВП «Сатурн», м. Київ

Дружинін Анатолій Олександрович, докт. техн. наук, завідувач кафедри, Національний університет «Львівська політехніка», м. Львів

Єфіменко Анатолій Афанасійович, докт. техн. наук, доцент, Національний університет «Одеська політехніка», м. Одеса

Костильов Віталій Петрович, докт. фіз.-мат. наук, старший науковий співробітник, Інститут фізики напівпровідників ім. В. Є. Лашкарьова, м. Київ

Романюк Ігор Степанович, канд. техн. наук, заступник генерального директора, ТДВ «Завод Кварц», м. Чернівці

Садченко Андрій Валерійович, канд. техн. наук, доцент, Національний університет «Одеська політехніка», м. Одеса

Трофімов Володимир Євгенович, канд. техн. наук, доцент, Національний університет «Одеська політехніка», м. Одеса

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 30.06 2025 р. Формат 60×84 1/8. Друк. арк. 7,0. Тираж 100 прим. Зам. № 169/170
Оригінал-макет виготовлено у видавництві «Політехперіодика»
(65015, Одеса, пр-т Шевченка, б. 21в, к. 52)
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3232 від 09.07.2008 р.

Надруковано ТОВ «Сімекс-прінт» з готового оригінал-макету
(65005, Одеса, вул. Дальницька, 53, тел. (048) 709 20 50)
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3807 від 22.06.2010

