

ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

ДВАДЦАТЬ ДРУГА МІЖНАРОДНА
НАУКОВО-ПРАКТИЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ



СУЧАСНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТА ЕЛЕКТРОННІ ТЕХНОЛОГІЇ

24—28 травня 2021 року
Україна, м. Одеса

Реквізити для зв'язку
e-mail <tkea.journal@gmail.com>
тел. +38 099 444 63 52

- Інформаційні технології та захист інформації в електроніці та телекомунікаціях
- Радіотехнічні, телекомунікаційні та телевізійні системи
- Проектування, конструювання, виробництво та контроль електронних засобів
- Функціональна електроніка. Мікро- та нано-технології

www.tkea.com.ua/siet/inf.html



1—2 2021

СІЧЕНЬ — КВІТЕНЬ

НАУКОВО-ТЕХНІЧНИЙ ЖУРНАЛ «ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ»

ISSN 2309-9992 (Online)

Виходить один раз в 2 місяці

ГОЛОВНИЙ РЕДАКТОР

К. т. н. О. Ф. Бондаренко
(КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна)

РЕДАКЦІЙНА РАДА

Акад. НАНУ, д. ф.-м. н. О. Є. Бєляєв (м. Київ, Україна)
Д. т. н. М. М. Ваків (м. Львів, Україна)
Д. т. н. Г. О. Оборський (м. Одеса, Україна)
К. т. н. В. М. Чміль (м. Київ, Україна)
О. А. Тихонова (м. Одеса, Україна)

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

<i>Д. т. н. С. Г. Антощук</i> (м. Одеса, Україна)	<i>Prof. J. Martins</i> (Caparica, Portugal)
<i>Д. т. н. А. П. Бондарев</i> (м. Львів, Україна)	<i>Д. т. н. І. ІІІ. Неєлюдов</i> (м. Харків, Україна)
<i>Prof. I. Vajda</i> (Budapest, Hungary)	<i>Dr. Sc. D. Nika</i> (Chisinau, Moldova)
<i>Prof. D. Vinnikov</i> (Tallinn, Estonia)	<i>Д. т. н. Ю. Є. Ніколаєнко</i> (м. Київ, Україна)
<i>Prof. I. Galkin</i> (Riga, Latvia)	<i>Prof. V. Pires</i> (Setúbal, Portugal)
<i>К. т. н. Е. М. Глушеченко</i> (м. Київ, Україна), заст. головного редактора	<i>Д. ф.-м. н. С. В. Плаксін</i> (м. Дніпро, Україна)
<i>К. т. н. Г. Г. Горох</i> (м. Мінськ, Республіка Білорусь)	<i>К. т. н. Проконєць В. М.</i> (м. Київ, Україна)
<i>Prof. K. Dhoska</i> (Tirana, Albania)	<i>Prof. E. Romero-Cadaval</i> (Badajoz, Spain)
<i>Д. ф.-м. н. В. В. Должиков</i> (м. Харків, Україна)	<i>К. ф.-м. н. О. В. Рибка</i> (м. Харків, Україна)
<i>Д. т. н. А. О. Дружинін</i> (м. Львів, Україна)	<i>К. т. н. П. С. Сафронов</i> (м. Київ, Україна)
<i>Д. т. н. А. А. Єфіменко</i> (м. Одеса, Україна), заст. головного редактора	<i>Д. т. н. В. С. Ситніков</i> (м. Одеса, Україна)
<i>Д. ф.-м. н. Д. В. Корбутяк</i> (м. Київ, Україна)	<i>К. т. н. С. А. Степенко</i> (м. Чернігів, Україна)
<i>Д. т. н. С. І. Круковський</i> (м. Львів, Україна)	<i>Dr. Sc. Z. Stević</i> (Belgrade, Serbia)
<i>Чл.-кор. НАНУ, д. ф.-м. н. В. С. Лисенко</i> (м. Київ, Україна)	<i>Д. х. н. В. М. Томашик</i> (м. Київ, Україна)
	<i>К. т. н. В. Є. Трофімов</i> (м. Одеса, Україна)

В редакції можна оформити передплату на журнал або придбати будь-який номер

Контактна інформація

Україна, 65044, м. Одеса, а/с 17;
tkea.journal@gmail.com, www.tkea.com.ua,
+ 38 099 444 63 52.

Редакція

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

**ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ**

НАУКОВО-ТЕХНІЧНИЙ ЖУРНАЛ

2021 № 1–2

Рік видання 45-й

Журнал включено
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

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 випущений за підтримки
ОНПУ (м. Одеса),
НВП «Сатурн» (м. Київ),
НВП «Карат» (м. Львів)

Схвалено до друку
Вченою радою
Одеського національного
політехнічного університету
(Протокол № 8 від 23.03 2021 р.)
Відп. за випуск: О. А. Тихонова

ЗАСНОВНИКИ

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

Одеський національний
політехнічний університет;
Видавництво «Політехперіодика»

Свідоцтво про реєстрацію
№ KB 21788-11688ПР
від 21.12.2015 р.

ЗМІСТ

Нові компоненти для електронної апаратури

Суперконденсаторні енергонакопичувачі для освітлювальних систем з комбінованим електроживленням. *Пекур Д. В., Коломзаров Ю. В., Костильов В. П., Сорокін В. М., Корнага В. І., Коркішко Р. М., Ніколаєнко Ю. С.* (українською)..... 3

НВЧ-техніка

Синхронізація генераторів на ЛПД імпульсної та безперервної дії у мм-діапазоні довжини хвиль. Частина 1. Конструкції генераторів і узагальнена модель їх синхронізації зовнішнім сигналом. *Карушкін Н. Ф.* (російською) 10

Системи передавання та обробки сигналів

Адаптивний алгоритм зниження рівня імпульсного шуму на зображеннях з камер відеоспостереження. *Садченко А. В., Кушніренко О. А., Троянський А. В., Савчук Ю. А.* (російською) 21

Сенсоелектроніка

Датчики тиску на основі ниткоподібних кристалів кремнію для зниження шумових параметрів автоглушників. *Дружинін А. О., Кутраков О. П., Зінько Р. О.* (українською) 28

Матеріали електроніки

Електричні та фотоелектричні властивості гетеропереходів MoN/p-CdTe та MoN/n-CdTe. *Ковалюк Т. Т., Солован М. М., Мар'янчук П. Д.* (українською) 33

Метрологія. Стандартизація

Методи контролю електрохімічних накопичувачів енергії: класифікація та особливості застосування. *Плакін С. В., Житник М. Я., Левченко Р. Ю., Остаповська С. Я.* (російською) 39

Технологічні процеси та обладнання

Стабілізація зварювального зусилля в процесі ультразвукового монтажу дрітятих і стрічкових виводів. *Петухов І. Б.* (російською)..... 49

Оцінка складності складання вузлів електронної апаратури. *Тининіка А. Н.* (російською)..... 54

Кремнієвий p-i-n-фотодіод із підвищеною імпульсною чутливістю. *Кукурудзяк М. С., Добровольський Ю. Г.* (українською) 61

Рецензенти номера..... 67

Бібліографія

Показчик статей, опублікованих в журналі у 2020 р. 68

CONTENTS

New components for electronic equipment

Supercapacitor energy storage systems for lighting systems with combined power supply. *Pekur D. V., Kolomzarov Yu. V., Kostilov V. P., Sorokin V. M., Kornaga V. I., Korkishko R. M., Nikolaenko Yu. E.* 3

Microwave engineering

Synchronization of pulsed and continuous-wave IMPATT oscillators in the millimeter wavelength range. Part 1. Generator designs and a generalized model of their external signal synchronization. *Karushkin N. F.* 10

Signals transfer and processing systems

Adaptive algorithm for reducing pulse noise level in images from CCTV cameras. *Sadchenko A. V., Kushnirenko O. A., Troyanskiy A. V., Savchuk Yu. A.* 21

Sensors

Silicon whisker pressure sensors for noise reduction in silencers. *Druzhinin A. A., Kutrakov A. P., Zinko R. V.* 28

Materials of electronics

Electrical and photoelectric properties of MoN/p-CdTe and MoN/n-CdTe heterojunctions. *Kovaliuk T. T., Solovan M. N., Maryanchuk P. D.* 33

Metrology. Standardization

Methods of electrochemical energy storage control: classification and aspects of implementing. *Plaksin S. V., Zhytnyk M. Ya., Levchenko R. Yu., Ostapovska S. Ya.* 39

Production technology and equipment

Stabilization of bonding force during ultrasonic wire and ribbon bonding. *Petuhov I. B.* 49

Assessment of assembly complexity of electronic units. *Tynynyka A. N.* 54

Silicon *p-i-n* photodiode with increased pulse sensitivity. *Kukurudziak M. S., Dobrovolsky Yu. G.* 61

Reviewers 67

Bibliography

Index of articles published in the journal in 2020 68

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

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 ONPU (Odesa), SPE «Saturn» (Kyiv), SRC «Carat» (Lviv)

Approved for publication by ONPU Academic Council (Summary Records No. 8, 23.03 2021)

Editor in charge of the issue: Olena Tykhonova

FOUNDERS:

V. E. Lashkaryov Institute of Semiconductor Physics NAS of Ukraine (Kyiv);

Scientific production enterprise «Saturn» (Kyiv);

Odesa National Polytechnic University;

Publishing house «Politehperiodika» (Odesa)

Registration certificate № KB 21788-11688ПП of 21.12.2015

Ph.D. Д. В. ПЕКУР¹, к. т. н. Ю. В. КОЛОМЗАРОВ¹, д. ф.-м. н. В. П. КОСТИЛЬОВ¹, д. т. н. В. М. СОРОКІН¹, к. т. н. В. І. КОРНАГА¹, к. т. н. Р. М. КОРКІШКО¹, д. т. н. Ю. Є. НІКОЛАЄНКО²

Україна, м. Київ,

¹Інститут фізики напівпровідників ім. В. Є. Лашкарьова НАН України; ²КПІ ім. Ігоря Сікорського

E-mail: demid.pekur@gmail.com

СУПЕРКОНДЕНСАТОРНІ ЕНЕРГОНАКОПИЧУВАЧІ ДЛЯ ОСВІТЛЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ З КОМБІНОВАНИМ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯМ

Запропоновано принципи побудови систем живлення потужних світлодіодних джерел світла з суперконденсаторними накопичувачами енергії для підвищення ефективності використання енергії від джерел зі змінною генерацією у вигляді сонячних батарей. Системи з накопичувачами на основі суперконденсаторів, що дозволяють забезпечити стабільну роботу освітлювальної системи в періоди відсутності енергії чи зниження її надходження від альтернативного джерела, забезпечують високу безпечність і надійність роботи, а також мають значно вищий термін експлуатації у порівнянні з системами зберігання енергії на основі акумуляторів.

Ключові слова: системи освітлення, суперконденсатори, накопичувачі енергії, фотоперетворювачі сонячної енергії.

В останні роки з метою зменшення енергоспоживання на освітлення все частіше використовуються світлодіодні освітлювальні прилади [1]. Електроживлення енергоефективних світлодіодних джерел світла від комбінованих систем з використанням сонячних батарей дозволяє досягти подальшого заощадження споживаної електричної енергії від централізованої електромережі [2—4]. Особливістю роботи освітлювальних систем неперервного освітлення з комбінованим електроживленням [5], де сонячні батареї використовуються як додаткове джерело живлення, є значний вплив рівня освітленості фотоелектричних перетворювачів на сонячну генерацію, яка суттєво залежить від пори року та часу доби. Це викликає необхідність розробки електронних схем керування, здатних забезпечити максимальне використання генерованої енергії для живлення таких освітлювальних систем. Зазвичай такі системи мають у своєму складі акумуляторні батареї, які дозволяють накопичувати енергію під час сприятливих для фотогенерації умов та використовувати її у потрібний час. Сьогодні широко застосовуються свинцево-кислотні, натрій-сірчані, літій-іонні та нікель-кадмієві акумуляторні батареї [6, 7]. При цьому їхня вартість може становити майже половину вартості всього устаткування, а терміни їхньої безвідмовної експлуатації залежать від кількості та характеру циклів заряду-розряду в процесі роботи. Низька надійність акумуляторів знижує термін експлуатації такої системи, а їхнє виробництво та утилізація є шкідливими процесами з точки зору екології.

Автори висловлюють подяку Національному фонду досліджень України за підтримку роботи (проект № 2020.01/0216)

Серед пристроїв накопичення енергії, що пропонуються сьогодні для використання в системах з потребою у періодичному накопиченні, особливий інтерес представляють електрохімічні конденсатори або суперконденсатори (іоністори) [2, 8]. Завдяки своїй високій надійності та можливості забезпечувати високі значення струму розряду та заряду суперконденсатори широко використовуються в системах рекуперації енергії сучасних транспортних засобів, де вони відіграють роль накопичувачів енергії [9], та в джерелах живлення технологічного обладнання [10]. Суперконденсатори невеликої ємності широко використовуються у пристроях зберігання інформації [11] як резервні джерела живлення, а також у великій кількості іншої електроніки, для якої раптове зникнення живлення може спричинити суттєві складнощі [12]. На відміну від акумуляторів вони дозволяють накопичувати та вивільняти високі імпульсні значення енергії без суттєвого зниження своїх характеристик, що дозволяє використовувати їх, наприклад, в автономних пристроях зварювання [13]. У системах з відновлюваними джерелами енергії акумуляторні батареї додатково оснащують суперконденсаторами для підвищення їхнього ресурсу [14, 15]. Це дозволяє підвищити надійність роботи таких систем завдяки згладжуванню значних коливань генерованої потужності.

Суперконденсатори за своєю надійністю та екологічністю демонструють значну перевагу над системами енергонакопичення на основі акумуляторів будь-якого типу, а за можливостями швидкого накопичення та віддачі енергії набагато перевершують їх. До недоліків суперконденсаторів слід віднести відносно низьку густину енергії, яку вони здатні нако-

пичити, та високі, у порівнянні з акумуляторами, значення струму саморозряду [16].

Сучасні промислові суперконденсатори допускають від 100 до 500 тис. циклів заряду-розряду без зниження характеристик при розряджанні до рівня 30—50% від максимальної напруги [17, 18].

Метою цієї статті є обґрунтування можливості використання суперконденсаторів у світлодіодних освітлювальних системах з комбінованим електроживленням, в яких поєднується генерація від сонячної батареї з мережевим живленням і передбачено використання сонячної енергії з мінімально можливими втратами, та вибір оптимальних значень ємності суперконденсаторних енергонакопичувачів залежно від інших параметрів таких систем.

Особливості функціонування суперконденсаторів

За своєю структурою суперконденсатор поєднує принцип роботи конденсатора та хімічного акумулятора, у якому заряджені електроди занурені в розчин електролітів. Ця ідея була запропонована німецьким фізиком Германом фон Гельмгольцем ще у 1853 р. [19], але складність промислової реалізації приладів на основі цієї концепції дозволила почати її використання лише сто років потому, у 1957 р., Х. Е. Беккером під час його роботи в компанії General Electric [20]. При цьому широкое використання суперконденсаторів стримувалося їхньою високою вартістю та відносно невеликою густиною накопичуваної енергії. Обидва ці недоліки були частково усунені зовсім нещодавно [21—23]. Враховуючи значну потребу промисловості в системах енергонакопичення на основі суперконденсаторів, впродовж останніх десятиліть було докладено величезних зусиль для покращення їхніх експлуатаційних характеристик. Суттєве вдосконалення технологій виготовлення, застосування нових матеріалів та структур для побудови електродів дозволило скоротити довжину шляху дифузії іонів та збільшити міжфазні площі, що підвищило надійність суперконденсаторів та їхню ємність.

Структура суперконденсатора є подібною до структури конденсатора і передбачає використання обкладинок, розділених між собою шаром електроліту. Проте, на відміну від конденсатора, для виготовлення суперконденсаторів зазвичай використовуються не фольга, а струмопровідні полімери, оксиди металів і навіть активоване вугілля. Під час проходження струму через суперконденсатор на поверхні електродів накопичується заряд, а процес заряду-розряду відбувається безпосередньо в шарі іонів на поверхнях електродів. Через те що іони, які виникли в електроліті, мають певний розмір, який заважає їм наблизитися до поверхні електроду, утворюється плоский конденсатор, відстань між обкладинками якого дорівнює розміру іону. Це зумовлює виникнення електричного поля напруженістю у мільйони вольтів на

метр за різниці потенціалів між обкладинками лише в одиниці вольтів. На відміну від звичайних акумуляторних батарей, в суперконденсаторі не відбуваються оборотні та необоротні хімічні реакції, тому він є більш безпечним та надійнішим у користуванні [16].

Сучасні суперконденсатори дозволяють забезпечити густину потужності до 30 Вт·год/л, що значно нижче у порівнянні з хімічними акумуляторними батареями, наприклад для літєвих акумуляторів ці значення становлять приблизно 500 Вт·год/л [24]. Окрім цього суттєвим недоліком суперконденсаторів є чутливість до напруги, яка значно перевищує експлуатаційну. До переваг сучасних суперконденсаторів можна віднести низький внутрішній опір, що дозволяє створювати на їхній основі прилади з високим імпульсним струмом, високий ККД (співвідношення втрат у циклі заряду-розряду можуть складати до 5%), а також невеликі масогабаритні розміри.

Робота суперконденсаторів в освітлювальних системах з сонячними батареями

Енергію E , накопичену в суперконденсаторі, можна розрахувати як

$$E = 0,5CU^2, \quad (1)$$

де C — ємність;

U — напруга на електродах.

Враховуючи, що розряджати суперконденсатори бажано до значень не нижче 30% максимальної енергетичної ємності, а значення напруги лінійно зменшується із зменшенням заряду, необхідно визначити час, за якого напруга на суперконденсаторі при підключенні до нього деякого навантаження потужністю P зменшиться від максимальної $U_{\max}$ до обраного мінімального значення $U_{\min}$:

$$t = 0,5(U_{\max}^2 - U_{\min}^2) \cdot C/P. \quad (2)$$

Максимальна робоча напруга сучасних суперконденсаторів зазвичай складає 2,7—5,5 В, але отримати вищі значення можна, використовуючи послідовне включення суперконденсаторів. У такому випадку отримана робоча напруга дорівнюватиме сумі напруг на кожному з суперконденсаторів.

Враховуючи особливості функціонування освітлювальних систем, в яких використовуються сонячні батареї, для часткового заміщення їхнього живлення від загальної мережі ємність суперконденсаторів має бути достатньою для надійної роботи системи під час живлення від них. При цьому система енергонакопичення має бути розрахована на функціонування впродовж не менше 10 років. Напругу на накопичувачах енергії необхідно обирати з урахуванням електронних схем живлення світлодіодів, щоб забезпечити мінімальні втрати на її перетворення.

Для прикладу розрахунку потрібної ємності суперконденсаторів розглянемо освітлювальну систе-

му з номінальною потужністю світлодіодних джерел світла 250 Вт та напругою живлення світлодіодів 36 В [25]. Для уникнення значних коливань рівня напруги в такій системі доцільно використовувати накопичувач енергії, електронна схема якого складається з 24 суперконденсаторів з максимальним значенням напруги 2,7 В кожного. При послідовному з'єднанні вони створюють максимальну робочу напругу 64,8 В, а кінцеве значення мінімально допустимої напруги на клеммах суперконденсаторного енергонакопичувача складатиме 19,4 В (30% від 64,8 В, що відповідає напрузі на кожному з суперконденсаторів 0,81 В).

У таблиці наведено значення енергії, яка накопичена у пристрої, побудованому з промислових суперконденсаторів стандартної ємності, та час роботи освітлювальної системи потужністю 250 Вт за умови живлення лише від цього енергонакопичувача.

Ємність суперконденсаторів, з яких складається енергонакопичувач, Ф	Накопичена енергія, Дж	Час роботи освітлювальної системи потужністю 250 Вт від накопичувача енергії, с
25	1991,0	8,0
50	3982,0	15,9
100	7963,9	31,9
150	11945,9	47,8
300	23891,8	95,6
500	39819,6	159,3

Для сонячної генерації різниця генерованої енергії у найбільш та найменш сприятливі дні може відрізнятись навіть протягом місяця у 8 разів (рис. 1), а протягом року ця різниця може сягати майже 30 разів. Враховуючи це, критерієм вибору оптимальної ємності суперконденсаторів може бути середньомісячна генерація для місяців з найнижчими її значеннями.

Для розглянутого освітлювального приладу потужністю 250 Вт з альтернативним джерелом живлення у вигляді сонячних батарей їхня номінальна (паспортна) вихідна потужність має складати щонайменше 300 Вт, оскільки залежно від погодних умов при експлуатації фотоелектричних сонячних батарей (температура повітря, рівень освітленості, нагрівання при великих рівнях освітленості, хмарність, вітер) їхня вихідна потужність зменшується на величину до 15% від номінального значення (вимірюється у стандартизованих умовах: спектр АМ1,5; температура 25°C; енергетична освітленість 1000 Вт/м²), тобто до близько 250 Вт у випадку сприятливих умов для генерації (ясне небо). Це відповідатиме зниженню потужності генерації у випадку несприятливих умов (листопад — квітень) до 50 Вт

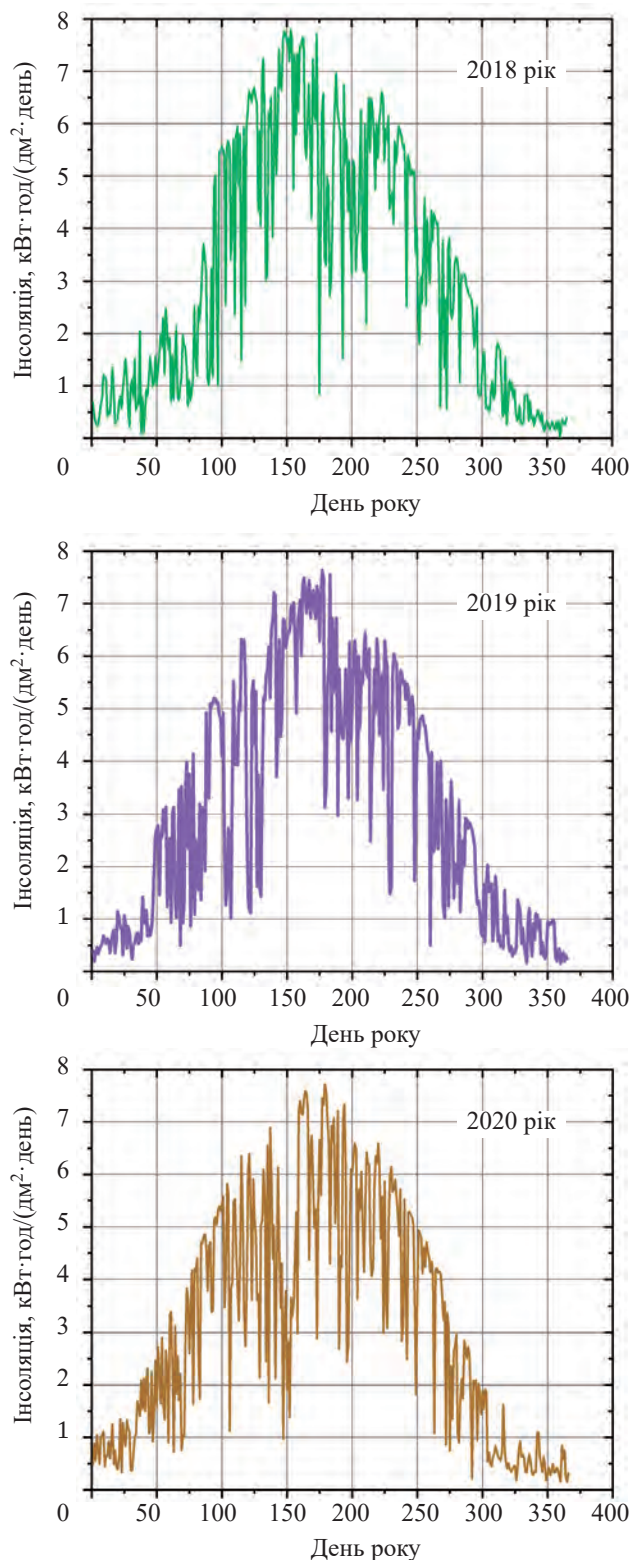


Рис. 1. Річна залежність інсоляції по місяцях для Києва у 2018—2020 роках [26]

і менше. В ці місяці суперконденсаторний накопичувач буде працювати впродовж усього світлового дня в режимі заряду-розряду, що відповідає 8—10 годинам за добу. Таку ж кількість часу він працюватиме у найсприятливіші місяці (травень — листопад) при

низьких рівнях генерації (вранці та увечері). Таким чином, робота системи у режимі, в якому відбувається заряд-розряд суперконденсаторів, може становити принаймні 3000 годин роботи на рік при їх зарядженні від сонячних батарей, що генерують потужності від 1 до 250 Вт.

Функціонування системи енергонакопичення при потужностях генерації менш ніж 1 Вт є нераціональним з точки зору необхідності живлення електронних компонентів перетворювачів. За такої генерації система енергонакопичення перебуватиме у стані очікування, а у випадку генерації з потужностями понад 250 Вт генерована енергія буде безпосередньо використовуватися для роботи світлодіодів. Тривалість одного циклу, за якої суперконденсаторний енергонакопичувач буде повністю заряджено та розряджено до обраного рівня напруги, складатиметься безпосередньо з часу зарядження та розрядження суперконденсаторів. При цьому під час розрядки буде продовжуватися зарядка енергонакопичувача від енергії, генерованої сонячною батареєю. Таким чином, час одного циклу заряду-розряду може виражатися залежністю

$$t = E/P_g + E/(P_{led} - P_g), \quad (3)$$

де E — енергія, що накопичена у суперконденсаторах;

P_{led} — потужність світлодіодного джерела світла;

P_g — миттєве значення потужності, що генерується сонячними батареями.

Враховуючи ресурс у 500 тис. циклів заряду-розряду, а також дані щодо енергетичної ємності батареї суперконденсаторів, наведені у таблиці, та взявши до уваги, що функціонування освітлювальної системи в такому режимі буде відбуватися впродовж принаймні 3000 годин на рік, можна визначити час, за якого буде вичерпано ресурс промислових суперконденсаторів при постійному значенні потужності, генерованої сонячними батареями.

Результати розрахунку терміну, коли буде вичерпано ресурс роботи енергонакопичувача, залежно від потужності генерації для випадків використання в ньому суперконденсаторів різної ємності наведено на **рис. 2**. Враховуючи електрохімічні процеси, що відбуваються в сучасних промислових суперконденсаторах, виробники зазвичай вказують прогнозовані терміни їхньої служби приблизно 10 років, і це є ще одним критерієм для вибору ємності суперконденсаторів.

Залежності, наведені на рис. 2, вказують на те, що найменший термін експлуатації суперконденсаторів спостерігається, коли потужність генерації вибраної сонячної батареї складає близько 50% (125 Вт) від споживаної (250 Вт), а великі терміни — за низьких та високих рівнях генерації. Такий характер залежності викликаний тим, що за низьких значень потужності генерації час накопичення енергії суттєво перевищує

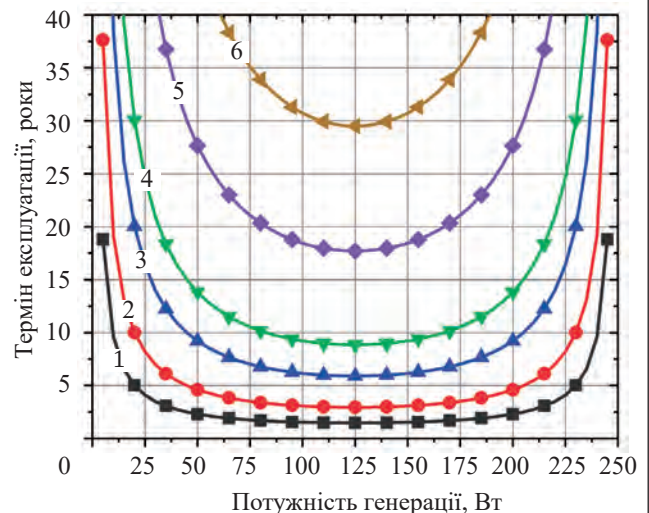


Рис. 2. Залежність терміну, за який буде вичерпано ресурс енергонакопичувача, від рівня сонячної генерації для випадків використання в ньому суперконденсаторів різної ємності (у Ф):

1 — 25; 2 — 50; 3 — 100; 4 — 150; 5 — 300; 6 — 500

час віддавання накопиченої енергії, і він є визначальним для розрахунку кількості циклів заряду-розряду. При потужності генерації, що дорівнює енергії споживання джерела світла, час накопичення енергії дорівнює часу віддачі енергії. Коли потужність генерації перевищує потужність споживання, розрядження взагалі не відбувається, а світлодіодне джерело світла живиться безпосередньо від сонячної батареї. В обох випадках кількість циклів заряду-розряду суттєво знижується.

З рис. 2 видно, що при обранні строку експлуатації понад 10 років найменше значення електричної ємності для створення енергонакопичувача складає 150 Ф. У такому випадку за потужності генерації 10—75 Вт та вище 175 Вт термін експлуатації значно перевищує 10 років, а за потужності генерації у діапазоні 75—175 Вт строк служби складає не менше 9 років.

Очевидно, що подальший розвиток технології виготовлення суперконденсаторів та підвищення надійності їхньої роботи дозволить зменшити ємність суперконденсаторів без зниження надійності системи в цілому.

Висновки

Проведений аналіз показав, що при виборі ємності суперконденсаторів для освітлювальних систем з комбінованим електроживленням, в яких поєднується генерація від сонячної батареї з мережевим живленням, потрібно враховувати потужності як споживання, так і генерації енергії. У випадку використання сонячних батарей з номінальною потужністю генерації 300 Вт та світлодіодного джерела світла потужністю 250 Вт для забезпечення високої надійності та встановленого терміну експлуатації системи доцільно

но використовувати 24 послідовно з'єднаних суперконденсатора ємністю 150 Ф кожний.

Запропоновану методику визначення оптимальної ємності суперконденсаторів можна використовувати для визначення термінів їхньої експлуатації за будь-яких значень потужностей генерування та споживання енергії.

Напрямом подальших досліджень є розроблення, виготовлення та дослідження експериментального зразка освітлювальної системи з комбінованим електроживленням, в якій буде використано накопичувач енергії на основі суперконденсаторів. Це дозволить експериментально визначити параметри такої системи освітлення та її коефіцієнт корисної дії.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Пекур Д.В., Сорокін В.М., Ніколаєнко Ю.Є. Експериментальне дослідження компактної системи охолодження з тепловими трубами для потужної світлодіодної матриці. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2020, № 3–4, с. 35–41. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2020.3-4.35>
2. Borkowski, P., Pawłowski M. Zasilanie energooszczędnych źródeł światła poprzez systemy zasobnikowe. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2013, vol. 89, № 1A, pp. 21–24.
3. Mamen A., Supatti U. A survey of hybrid energy storage systems applied for intermittent renewable energy systems. In Proc. of 2017 14th International Conference on electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2017, pp. 729–732. <https://doi.org/10.1109/ECTICon.2017.809634>
4. Nikolaenko Yu.E. Kravets V.Yu., Naumova A.N., Baranyuk A.V. Development of the ways to increase the lighting energy efficiency of living space. *International Journal of Energy for a Clean Environment*, 2017, vol. 18, iss. 3, pp. 275–285. <https://doi.org/10.1615/InterJEnerCleanEnv.2018021641>
5. Коломзаров Ю.В., Костильов В.П., Сорокін В.М та ін. Екологічні проблеми освітлення та перспективи застосування енергоощадних світлодіодних освітлювальних систем з комбінованим електроживленням. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2020, № 5–6, с. 3–9. <https://doi.org/10.15222/TKEA2020.5-6.03>
6. Кулова Т.Л., Николаев И.И., Фатеев В.Н., Алиев А.Ш. Современные электрохимические системы аккумуляции энергии. *Kimya Problemleri*, 2018, № 1, с. 9–34.
7. Barton J.P., Infield D.G. Energy storage and its use with intermittent renewable energy. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2004, vol. 19, № 2, pp. 441–448. <https://doi.org/10.1109/TEC.2003.822305>
8. Marlinda A.R., Zaman Zaira Chowdhury, Yasmin Binti Abdul Wahab et al. Chapter two — Fundamental electrochemical energy storage systems Suresh Sagadevan. *Advances in Supercapacitor and Supercapattery*, 2021, pp. 27–43. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-819897-1.00001-X>
9. Krishnamoorthy K., Pazhamalai P., Mariappan V.K et al. Two-Dimensional Siloxene-Graphene Heterostructure-Based High-Performance Supercapacitor for Capturing Regenerative Braking Energy in Electric Vehicles. *Adv. Funct. Mater.*, 2020, Art. no. 2008422. <https://doi.org/10.1002/adfm.202008422>
10. Kozhushko Yu., Pavković D., Karbivska T., Safronov P., Bondarenko O. Robust Control of Battery-Supercapacitor Energy Storage System Using Kharitonov Theorem. In Proc. of 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, CPE-POWERENG 2020, 2020, pp. 550–555. <https://doi.org/10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161569>
11. Mars P. Supercapacitors for SSD backup power. *Electron. Products*, 2009, vol. 51, № 10, pp. 40–41.
12. Miller J. R. Engineering electrochemical capacitor applications. *Journal of Power Sources*, 2016, vol. 326, pp. 726–735. <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2016.04.020>
13. Kozhushko Y., Pavkovic D., Zinchenko D. et al. Hybrid Energy Storage System of Power Supply for Micro Resistance Welding. 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Ukraine, Kyiv, 2019, pp. 584–589. <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783890>
14. Arkhangelski J., Roncero-Sánchez P., Abdou-Tankari M. et al. Control and Restrictions of a Hybrid Renewable Energy System Connected to the Grid: A Battery and Supercapacitor Storage Case. *Energies*, 2019, vol. 12, iss. 14, art. no. 2776. <https://doi.org/10.3390/en12142776>
15. Tao Ma, Hongxing Yang, Lin Lu. Development of hybrid battery-supercapacitor energy storage for remote area renewable energy systems. *Applied Energy*, 2015, vol. 153, pp. 56–62. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2014.12.008>
16. Кашкаров А. Ионистор в автономной электрической цепи. *Современная электроника*, 2014, № 1, с. 38–40.
17. Mouser Electronics. 2.7V 1F, 100F, 150F ULTRACAPACITOR CELL. https://www.mouser.mx/datasheet/2/257/2_7_1_100_150F_ds_3001957_datasheet-1518704.pdf (28 December 2020).
18. Mouser Electronics. 3.0V 50F ULTRACAPACITOR CELL. https://www.mouser.com/datasheet/2/257/3V_50F_datasheet-1535527.pdf (28 December 2020).
19. Helmholtz H.V. Ueber einige Gesetze der Vertheilung elektrischer Ströme in körperlichen Leitern mit Anwendung auf die thierisch-elektrischen Versuche. *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1853, vol. 165, iss. 6, pp. 211–233. <https://doi.org/10.1002/andp.18531650603>
20. Becker H.I. General electric. *Low voltage electrolytic capacitor*. Pat. USA, no. 2800616, 1957.
21. Xing T., Ouyang Y., Zheng L. et al. Free-standing ternary metallic sulphides/Ni/C-nanofiber anodes for high-performance lithium-ion capacitors. *Energy Chem*, 2020, vol. 42, pp. 108–115. <https://doi.org/10.1016/j.jechem.2019.06.002>
22. An Y., Chen S., Zou M. et al. Improving anode performances of lithium-ion capacitors employing carbon–Si composites. *Rare Met.*, 2019, vol. 38, pp. 1113–1123. <https://doi.org/10.1007/s12598-019-01328-w>
23. Chen Y., Qiu X., Fan L. Z. Nitrogen-rich hierarchically porous carbon foams as high-performance electrodes for lithium-based dual-ion capacitor. *J. Energy Chem.*, 2020, vol. 48, pp. 187–194. <https://doi.org/10.1016/j.jechem.2020.01.024>
24. Zhao J., Burke A. Review on supercapacitors: Technologies and performance evaluation. *Journal of Energy Chemistry*, 2021, vol. 59, pp. 276–291. <https://doi.org/10.1016/j.jechem.2020.11.013>
25. Cree Inc. XLamp CMU Family LEDs. <https://www.cree.com/led-components/products/xlamp-cob-integrated-arrays/cmu-leds> (28 December 2020).
26. NASA. NASA POWER Data Access Viewer. <https://power.larc.nasa.gov/data-access-viewer/> (28 December 2020).

Дата надходження рукопису
до редакції 12.02 2021 р.

DOI: 10.15222/TKEA2021.1-2.03
UDC 628.931

D. V. PEKUR¹, Yu. V. KOLOMZAROV¹, V. P. KOSTILOV¹,
V. M. SOROKIN¹, V. I. KORNAGA¹,
R. M. KORKISHKO¹, Yu. E. NIKOLAENKO²

Ukraine, Kyiv,

¹V. E. Lashkaryov Institute of Semiconductor Physics NAS of Ukraine,

²National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”

E-mail: demid.pekur@gmail.com

SUPERCAPACITOR ENERGY STORAGE SYSTEMS FOR LIGHTING SYSTEMS WITH COMBINED POWER SUPPLY

Modern continuous lighting systems use powerful high-performance LEDs as light sources and an important task is to begin using alternative renewable energy sources for their power supply (including during the day). The simplest of the renewable energy sources is photovoltaic solar energy converter. However, solar photovoltaic generation depends significantly on many factors - geographical location, time of day, state of the atmosphere, time of year and the like. In addition, photovoltaic generation depends on the weather conditions and cloudiness, which makes it unstable and prone to change drastically (by an order of magnitude) during daylight hours. Therefore, an important element of the power system based on renewable energy sources is the system of accumulation of generated energy. The method of power stabilization using supercapacitors for systems with a significant change in power generation in the electrical power system is analyzed. The paper offers design principles of the power supply systems for powerful LEDs with supercapacitor energy storage devices intended to make the use of energy from sources with variable generation more efficient. The systems with supercapacitor-based drives, which allow to ensure stable operation of the lighting system when the power supply from an alternative source is absent or reduced, provide high safety and reliability, and have a significantly longer service life than battery-based energy storage systems.

Keywords: lighting systems, supercapacitors, energy storage devices, photoconverters of solar energy.

REFERENCES

1. Pekur D.V., Sorokin V.M., Nikolaenko Yu.E. Experimental study of a compact cooling system with heat pipes for powerful LED matrix. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2020, no. 3–4, pp. 35–41. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2020.3-4.35> (Ukr)
2. Borkowski, P., Pawłowski M. Zasilanie energooszczędnych źródeł światła poprzez systemy zasobnikowe. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2013, vol. 89, № 1A, pp. 21–24.
3. Mamen A., Supatti U. A survey of hybrid energy storage systems applied for intermittent renewable energy systems. In Proc. of 2017 14th International Conference on electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2017, pp. 729–732. <https://doi.org/10.1109/ECTICon.2017.809634>
4. Nikolaenko Yu.E. Kravets V.Yu., Naumova A.N., Baranyuk A.V. Development of the ways to increase the lighting energy efficiency of living space. *International Journal of Energy for a Clean Environment*, 2017, vol. 18, iss. 3, pp. 275–285. <https://doi.org/10.1615/InterJEnerCleanEnv.2018021641>
5. Kolomzarov Yu.V., Kostilov V.P., Sorokin V.M et al. Environmental issues of lighting and prospects of energy-saving LED lighting systems with combined power supply. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2020, no. 5–6, pp. 3–9. <https://doi.org/10.15222/TKEA2020.5-6.03> (Ukr)
6. Kulova T.L., Nikolaev I.I., Fateev V.N., Aliev A.Sh. [Modern electrochemical energy storage systems]. *Kimya Problemleri*, 2018, № 1, c. 9–34. (Rus)
7. Barton J.P., Infield D.G. Energy storage and its use with intermittent renewable energy. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2004, vol. 19, № 2, pp. 441–448. <https://doi.org/10.1109/TEC.2003.822305>
8. Marlinda A.R., Zaman Zaira Chowdhury, Yasmin Binti Abdul Wahab et al. Chapter two — Fundamental electrochemical energy storage systems Suresh Sagadevan. *Advances in Supercapacitor and Supercapattery*, 2021, pp. 27–43. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-819897-1.00001-X>
9. Krishnamoorthy K., Pazhamalai P., Mariappan V.K et al. Two-Dimensional Siloxene-Graphene Heterostructure-Based High-Performance Supercapacitor for Capturing Regenerative Braking Energy in Electric Vehicles. *Adv. Funct. Mater*, 2020, Art. no. 2008422. <https://doi.org/10.1002/adfm.202008422>
10. Kozhushko Yu., Pavković D., Karbivska T., Safronov P., Bondarenko O. Robust Control of Battery-Supercapacitor Energy Storage System Using Kharitonov Theorem. In Proc. of 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, CPE-POWERENG 2020, 2020, pp. 550–555. <https://doi.org/10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161569>
11. Mars P. Supercapacitors for SSD backup power. *Electron. Products*, 2009, vol. 51, no. 10, pp. 40–41.
12. Miller J. R. Engineering electrochemical capacitor applications. *Journal of Power Sources*, 2016, vol. 326, pp. 726–735. <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2016.04.020>
13. Kozhushko Y., Pavkovic D., Zinchenko D. et al. Hybrid Energy Storage System of Power Supply for Micro Resistance Welding. 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 584–589. <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783890>
14. Arkhangelski J., Roncero-Sánchez P., Abdou-Tankari M. et al. Control and Restrictions of a Hybrid Renewable Energy System Connected to the Grid: A Battery and Supercapacitor Storage Case. *Energies*, 2019, vol. 12, iss. 14, art. no. 2776. <https://doi.org/10.3390/en12142776>

15. Tao Ma, Hongxing Yang, Lin Lu. Development of hybrid battery-supercapacitor energy storage for remote area renewable energy systems. *Applied Energy*, 2015, vol. 153, pp. 56–62. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2014.12.008>
16. Kashkarov A. [Supercapacitor in an autonomous electrical circuit]. *Sovremennaya elektronika*, 2014, no. 1, c. 38–40. (Rus)
17. Mouser Electronics. 2.7V 1F, 100F, 150F ULTRACAPACITOR CELL,. https://www.mouser.mx/datasheet/2/257/2_7_1_100_150F_ds_3001957_datasheet-1518704.pdf (28 December 2020).
18. Mouser Electronics. 3.0V 50F ULTRACAPACITOR CELL,. https://www.mouser.com/datasheet/2/257/3V_50F_datasheet-1535527.pdf (28 December 2020).
19. Helmholtz H.V. Ueber einige Gesetze der Vertheilung elektrischer Ströme in körperlichen Leitern mit Anwendung auf die thierisch-elektrischen Versuche. *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1853, vol. 165, iss. 6, pp. 211–233. <https://doi.org/10.1002/andp.18531650603>
20. Becker H.I. General electric. *Low voltage electrolytic capacitor*. Pat. USA, no. 2800616, 1957.
21. Xing T., Ouyang Y., Zheng L. et al. Free-standing ternary metallic sulphides/Ni/C-nanofiber anodes for high-performance lithium-ion capacitors. *Energy Chem*, 2020, vol. 42, pp. 108–115. <https://doi.org/10.1016/j.jechem.2019.06.002>
22. An Y., Chen S., Zou M. et al. Improving anode performances of lithium-ion capacitors employing carbon–Si composites. *Rare Met.*, 2019, vol. 38, pp. 1113–1123. <https://doi.org/10.1007/s12598-019-01328-w>
23. Chen Y., Qiu X., Fan L. Z. Nitrogen-rich hierarchically porous carbon foams as high-performance electrodes for lithium-based dual-ion capacitor. *J. Energy Chem.*, 2020, vol. 48, pp. 187–194. <https://doi.org/10.1016/j.jechem.2020.01.024>
24. Zhao J., Burke A. Review on supercapacitors: Technologies and performance evaluation. *Journal of Energy Chemistry*, 2021, vol. 59, pp. 276–291. <https://doi.org/10.1016/j.jechem.2020.11.013>
25. Cree Inc. XLamp CMU Family LEDs,. <https://www.cree.com/led-components/products/xlamp-cob-integrated-arrays/cmu-leds> (28 December 2020).
26. NASA. NASA POWER Data Access Viewer,. <https://power.larc.nasa.gov/data-access-viewer/> (28 December 2020).

Опис статті для цитування:

Пекур Д. В., Коломзаров Ю. В., Костильов В. П., Сорокін В. М., Корнага В. І., Коркішко Р. М., Ніколаєнко Ю. Є. Суперконденсаторні енергонакопичувачі для освітлювальних систем з комбінованим електроживленням. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2021, № 1–2, с. 3–9. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2021.1-2.03>

Cite the article as:

Pekur D.V., Kolomzarov Yu.V., Kostilov V. P., Sorokin V. M., Kornaga V. I., Korkishko R. M., Nikolaenko Yu .E. Supercapacitor energy storage systems for lighting systems with combined power supply. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 3–9. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2021.1-2.03>

НОВІ КНИГИ

НОВІ КНИГИ

Дробахін О. О., Плаксін С. В., Рябчий В. Д., Салтиков Д. Ю. Техніка та напівпровідникова електроніка НВЧ: Навчальний посібник.— Дніпро : ДНУ, 2018.

Наведено відомості стосовно основних ліній передачі НВЧ діапазону, теорії мікрохвильових кіл. Розглянуті методи теорії довгих ліній та багатополісників НВЧ для аналізу і синтезу пристроїв на основі мікрохвильових ліній передачі. Наведено відомості про конструкції основних елементів НВЧ-техніки та їхні параметри, при цьому використано формалізм матриць розсіювання. Розглянуто переважно хвильові елементи, які застосовують для розв'язання задач прикладної фізики. Проаналізовано фізичні принципи роботи основних типів напівпровідникових і феритових пристроїв електроніки надвисоких частот. Надано основні теоретичні співвідношення та типові схеми для напівпровідникових генераторів, підсилювачів і перетворювачів частоти. Сформульовано критерії вибору оптимальних режимів їхньої роботи, визначено гранично можливі параметри і методи їх досягнення. До кожної теми запропоновано питання для перевірки рівня її засвоєння. Посібник містить тести для самостійної роботи. Нове видання доповнено відомостями про квазіоптичні лінії передачі та пристрої на їхній основі.

Для студентів, які навчаються за спеціальністю «Прикладна фізика та наноматеріали». Посібник також може бути корисним аспірантам і студентам старших курсів радіотехнічних і радіофізичних спеціальностей, а також всім, хто цікавиться технікою НВЧ-діапазону.



К. т. н. Н. Ф. КАРУШКИН

Украина, г. Киев, НИИ «Орион»

E-mail: orion@ri-orion.kiev.ua

СИНХРОНИЗАЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ НА ЛПД ИМПУЛЬСНОГО И НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ В ММ-ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

Часть 1. Конструкции генераторов и обобщенная модель их синхронизации внешним сигналом

Приведена первая часть работы, которая состоит из двух статей, где обобщены результаты, достигнутые на данный момент при разработке синхронизированных генераторов на лавинно-пролетных диодах. В данной статье представлены электродинамические конструкции генераторов, синхронизируемых внешним источником СВЧ-колебаний, содержащие резонансную колебательную систему с кремниевым лавинно-пролетным диодом. Для уменьшения потерь колебательную систему необходимо выполнять в виде радиального резонатора с использованием диодного корпуса, имеющего распределенные параметры.

Ключевые слова: миллиметровый диапазон, лавинно-пролетный диод, генератор, синхронизация.

Успехи развития полупроводниковой электроники сверхвысоких частот открывают широкие возможности для разработки оптимальных схем и конструкций источников СВЧ-мощности миллиметрового диапазона длин волн, обеспечивающих высокую стабильность частоты и фазы электромагнитных колебаний [1]. Большие перспективы связаны с использованием синхронизированных диодных генераторов, которые находят применение в приемо-передающих модулях активных фазированных антенных решеток, когерентных радиолокационных станциях малой мощности и т. п.

Задача создания выходных каскадов передатчиков с высоким коэффициентом усиления, низким уровнем частотного шума и уровнем выходной мощности, соответствующим максимальному энергетическому режиму, эффективно реализуется с применением режима внешней синхронизации полупроводниковых генераторов. Уровень частотного шума и стабильность частоты выходного сигнала таких генераторов соответствуют параметрам синхронизирующего сигнала, что позволяет создавать высокостабильные источники мощности с минимальными фазовыми шумами в миллиметровом диапазоне длин волн, в том числе и в коротковолновой его части, где построение высокодобротных резонаторов весьма затруднено. Режим синхронизации во многих случаях более предпочтителен, чем режим пассивного усиления, при котором максимальная выходная мощность достигается при малом усилении (обычно не более 5—6 дБ).

В настоящей работе, состоящей из двух частей, обобщены результаты, достигнутые на данный момент при разработке синхронизированных генераторов на лавинно-пролетных диодах.

Часть 1 посвящена рассмотрению электродинамических конструкций генераторов, синхронизируемых внешним источником СВЧ-колебаний. С помощью эквивалентных схем проведен анализ параметров генераторов, содержащих резонансную колебательную систему, выполненную на кремниевой полупроводниковой структуре с отрицательным сопротивлением. Определены требования к конструкции генератора, при которых возможно реализовать стабилизацию СВЧ-параметров и требуемую добротность, необходимые для устойчивого процесса синхронизации.

В части 2 будут рассмотрены синхронизированные генераторы импульсного действия с выходной мощностью 20—150 Вт.

Постановка проблемы

Основой синхронизированного генератора является колебательная система с полупроводниковым элементом, взаимодействие которых является нелинейным. Генератор представляет собой объемный резонатор, в который помещен активный элемент. В миллиметровом диапазоне размеры резонатора становятся трудно выполнимыми, а решить задачу обеспечения малых контурных потерь практически невозможно. Это приводит к тому, что в диапазоне настройки колебательной системы колебания могут не возбудиться. Проблема потерь в колебательной системе особенно

важна для лавинно-пролетных диодов (ЛПД), имеющих низкий импеданс. Для того чтобы решить проблему, связанную с потерями, резонансную систему выполняют на радиальных резонаторах, используя конструкции диодных корпусов. В этом случае диэлектрическая втулка корпуса представляется радиальной линией без потерь, которая трансформирует свой входной импеданс к клеммам включения диодной структуры. Величина и характер трансформируемого импеданса определяется условиями распространения волн в радиальных линиях с учетом ее размеров и диэлектрической проницаемости. В этом случае основным частотно-избирательным узлом синхронизированного генератора является диод. Запасенная энергия такой СВЧ-системы сосредоточена в области диода, а обобщенная добротность системы оказывается минимальной. В синхронизированных генераторах с широкой рабочей полосой добротность такого диода следует уменьшать, но необходимо соблюдать следующее условие: величина модуля отрицательного сопротивления ЛПД должна превосходить суммарную величину сопротивления потерь в СВЧ-цепи.

Конструкции генераторов

Для увеличения надежности радиоэлектронной аппаратуры в СВЧ-диапазоне проводится корпусирование полупроводниковых структур. На рис. 1 показана конструкция корпусированного ЛПД: диодная $p^+-p-n-n^+$ -структура 1, смонтированная внутри рубиновой втулки 2 на позолоченном медном штифте 3, соединенная с крышкой 4 при помощи золотой плющены 5.

Использование широко применяемых в сантиметровом диапазоне волн металлокерамических диодных корпусов в коротковолновой части СВЧ-диапазона становится проблематичным из-за больших значений емкости (C_K) и индуктивности (L_K) корпуса, трудностями получения однородных тонких стенок керамической втулки и необходимости соединения ее торцов с металлическими частями корпуса методом пайки [2]. Все это не позволяет реализовать требуемые значения сосредоточенных параметров корпуса и минимизировать величину омических потерь корпуса r_m (рис. 2). Кроме того, в коротковолновой части СВЧ-диапазона геометрические размеры

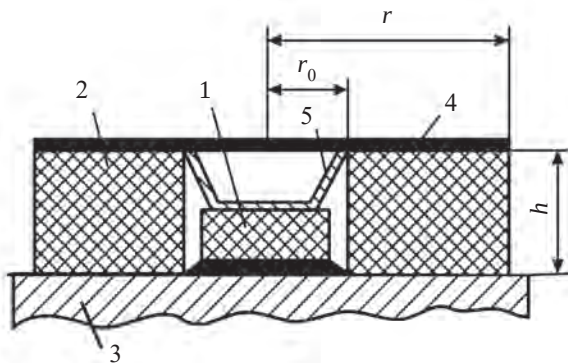


Рис. 1. Конструкция корпусированного ЛПД



Рис. 2. Эквивалентная схема замещения корпусированного ЛПД, в которой диэлектрическая втулка представляется радиальной линией ($l_{пл}$)

диэлектрической втулки соизмеримы с длиной волны. В этом случае предлагается рассматривать втулку как радиальную линию, трансформирующую свой входной импеданс $Z_{пл}$ к клеммам включения полупроводниковой структуры. Величина и характер импеданса определяются условиями распространения волн в радиальных линиях с учетом геометрии и диэлектрической проницаемости втулки корпуса [3]. Полное сопротивление трансформатора с импедансом $R_{п}$ должно быть минимальным и удовлетворять условию $R_{п} \ll r_d^n$, где $r_d^n = -r_d + r_s + r_m$ — вещественная часть импеданса полупроводниковой структуры с учетом сопротивления потерь растекания структуры r_s , омического сопротивления элементов включения полупроводниковой структуры в СВЧ-цепи и сопротивления элементов корпуса диода r_m (рис. 2). Величина отрицательного сопротивления ЛПД миллиметрового диапазона r_d составляет 2—3 Ом.

Входной импеданс радиальной линии определяется выражением [4]

$$Z_{пл}(r) = jx - \frac{h \cdot 120\pi}{\sqrt{\epsilon} \cdot 2\pi r} \text{Cotg}(x, y), \quad (1)$$

где r, r_0, h — внешний и внутренний диаметры и высота втулки соответственно;

$\text{Cotg}(x, y)$ — большой радиальный котангенс;

$$x = \frac{2\pi}{\Lambda} \sqrt{\epsilon} \cdot r;$$

$$y = \frac{2\pi}{\Lambda} \sqrt{\epsilon} \cdot r_0;$$

ϵ — диэлектрическая проницаемость;

Λ — длина волны.

В [5] приводятся расчетные зависимости величины входной проводимости радиальной линии в сечении $r = r_0$ от ее внешнего диаметра. Изменяя диаметр диэлектрической втулки при заданной высоте h , на клеммах полупроводниковой структуры можно получить необходимую величину реактивной проводимости для реализации параллельного резонанса.

Основным частотно-избирательным узлом СВЧ-цепи генератора на ЛПД является корпусированный диод с резонансной трансформацией импеданса к полупроводниковой структуре. Запасенная энергия в такой СВЧ-системе сосредоточена в основном в области корпусированного диода, а обобщенная добротность системы оказывается минимальной.

В широкодиапазонных СВЧ-устройствах (генераторах с перестройкой, синхронизированных генераторах, сумматорах мощностей) добротность корпусированного резонансного диода следует уменьшать, но при этом необходимо соблюдать условие: модуль отрицательного сопротивления должен превосходить суммарную величину сопротивления потерь в СВЧ-цепи.

Корпусированные ЛПД в диапазоне частот 30—180 ГГц могут быть созданы при применении в корпусах диэлектрических втулок на основе промышленных часовых рубиновых камней, металлизированных по торцам (см. таблицу) [6].

Габариты диэлектрических втулок в зависимости от частотного диапазона

Частотный диапазон, ГГц	Внешний диаметр, мм	Внутренний диаметр, мм	Высота, мм
30—40	1,2	0,75	0,35
50—60	0,9; 0,8	0,5	0,3
70—120	0,5	0,2	0,15
120—180	0,4	0,2	0,15

В области частот более 180 ГГц применяются также принципы резонансной трансформации импеданса ЛПД, однако конструктивное выполнение корпусов требует специального решения, обеспечивающего достижение резонансных частот в указанном диапазоне [7].

Торцы рубиновых втулок металлизировываются вакуумным напылением слоев хрома (0,1 мкм) и золота (1,0 мкм). Втулки монтируются на основание теплоотвода методом термокомпрессионной сварки.

На рис. 3 показаны принципы включения корпусированных резонансных ЛПД в СВЧ-конструкции, выполненные на разных типах линий передачи. Исследования показали, что корпусированный лавинно-пролетный диод может рассматриваться как самостоятельный полупроводниковый прибор с соответствующими амплитудно-частотными зависимостями импеданса и энергетических характеристик. Изменение его параметров в широких пределах возможно путем изменения диаметра диэлектрической втулки и крышки корпуса. Перемещение корпусированного диода совместно с его теплоотводящим основанием вдоль оси диода и перпендикулярно к направлению распространения волны в линии передачи по-

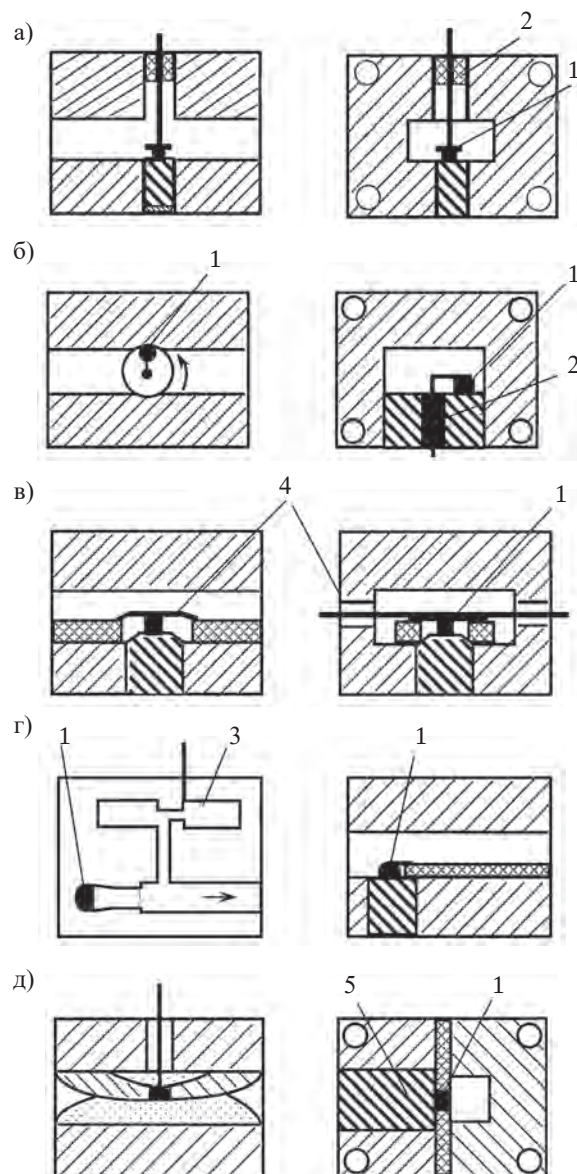


Рис. 3. Схема включения ЛПД в различные линии передачи: а — волноводно-коаксиальная; б — волноводная; в — диэлектрический волновод; г — микрополосковая линия; д — несимметричная щелевая линия с перекрытием в волноводе

1 — ЛПД; 2 — поглощающая нагрузка; 3 — микроволновый фильтр питания; 4 — экран с выводами питания; 5 — теплоотвод

зволяет изменять основные параметры диода в процессе настройки устройства, т.е. производить одновременно настройку диода и всего устройства в целом. Такая комплексная настройка выполнима в электродинамических конструкциях с различными линиями передачи.

Высокочастотные источники мощности (рис. 3), работающие в моногармоническом режиме на основной частоте, обычно характеризуются низкой добротностью, поскольку не содержат специальных стабилизирующих устройств, в частности стабилизи-

рующих резонаторов. В связи с этим стабилизирующие и спектральные характеристики этих источников низкие, и они, как правило, не находят применения в качестве задающих генераторов, генераторов приемных устройств и т. д. В то же время низкая добротность является важным фактором при создании широкодиапазонных генераторов в режиме внешней синхронизации. Рассмотренные принципы корпусирования полупроводниковых диодов позволяют создавать и оптимизировать высокочастотную цепь генератора для достижения наилучших энергетических, диапазонных и спектральных характеристик. При этом необходимо создать соответствующую электродинамическую конструкцию и способы установки в ней корпусированного диода, обеспечивающих максимальный диапазон перестройки частоты при изменении мощности задающего генератора синхронизации.

Рассмотрим наиболее распространенную конструкцию генератора, основанную на применении волноводно-коаксиального сочленения (рис. 4). Коаксиальная линия с волновым сопротивлением W_K может быть смещена относительно центра волновода с волновым сопротивлением W_D на величину Δ . В коаксиальной линии установлен корпусированный диод 1, смонтированный на теплоотводящем основании, и антипаразитная нагрузка 2. Выход генератора соединен при помощи циркулятора с нагрузкой и с источником синхронизирующего сигнала.

Полная эквивалентная схема рассматриваемой конструкции генератора приведена на рис. 5. Ее параметры определены в результате экспериментальных и теоретических исследований крестообразных волноводно-коаксиальных конструкций [8].

Двухполосники X_1 , X_4 включены в сечение коаксиальной линии S_K , которая совпадает со средней плоскостью волноводной секции, параллельной широкой стенке волновода и проходящей через его центр. Реактивные двухполосники X_2 , X_3 , а также вторичная обмотка трансформатора подключены к точкам, которые расположены на оси, перпендикулярной широкой стенке волновода и проходящей через ее центр. Особенностью рассматриваемой конструкции является возможность изменения коэффициента трансформации n при изменении смещения Δ

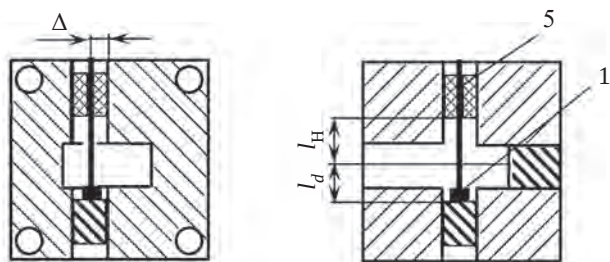


Рис. 4. Конструкция генератора, выполненного на применении волноводно-коаксиального сочленения

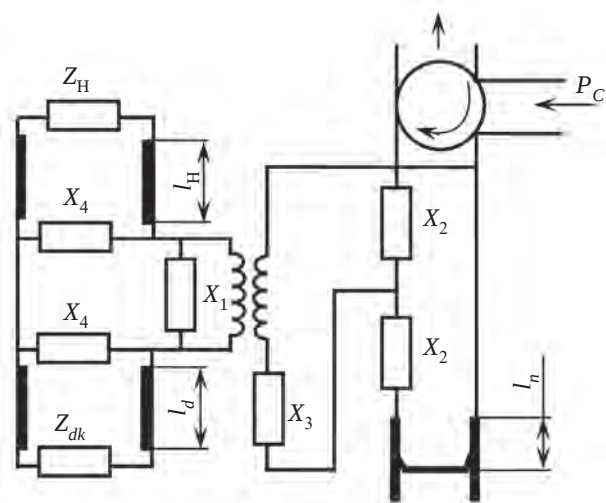


Рис. 5. Эквивалентная схема замещения высокочастотной цепи синхронизированного генератора на основе волноводно-коаксиального сочленения

оси коаксиальной линии и положения диода в коаксиальной линии. Зависимость коэффициента трансформации $n = f(\Delta)$ в 8-мм диапазоне длин волн приведена на рис. 6.

Изменение коэффициента трансформации n в широких пределах позволяет обеспечить требуемое согласование импеданса диода и нагрузки без применения дополнительных реактивных неоднородностей в выходном сечении волноводной секции генератора. Частотным избирательным узлом СВЧ-цепи генератора является корпусированный диод с резонансной трансформацией импеданса к полупроводниковой структуре. В связи с низкой добротностью резонансного контура диода обобщенная добротность СВЧ-цепи генератора принимает значение, уменьшающееся при увеличении эквивалентной проводимости нагрузки: $G_H = G_0/n^2$.

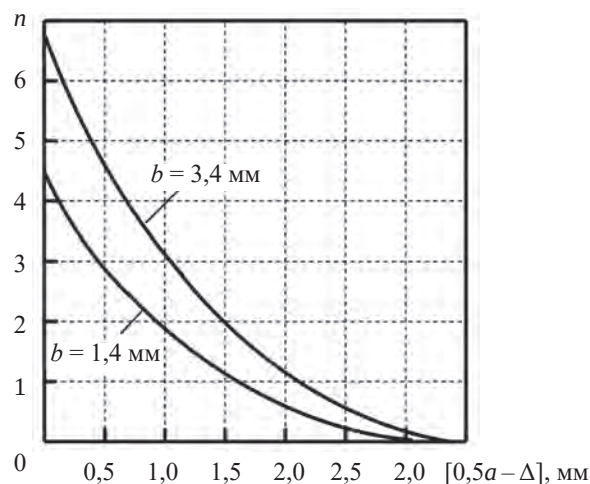


Рис. 6. Зависимость коэффициента трансформации n от смещения Δ относительно центра волновода при высоте волновода b и ширине $a = 7,2$ мм

Полупроводниковые диодные генераторы в режиме внешней синхронизации могут рассматриваться как синхронные усилители отражательного типа. Их отличие от стабильных усилителей отражательного типа состоит в том, что при выключении входного сигнала ($P_C = 0$) мощность выходного сигнала равна автоколебательной мощности P_0 . В стабильном усилителе $P_{\text{вых}} = 0$ при $P_C = 0$. Область применения стабильных усилителей — каскады передающих и приемных устройств, в которых время прихода усиливаемых сигналов не определено. Достижимый минимальный уровень шума диодных усилителей больше, чем у транзисторных усилителей, поэтому в чувствительных приемных устройствах применяются малошумящие усилители на транзисторах. При использовании в качестве высокочастотной цепи волноводно-коаксиальной системы (рис. 4) переход из режима синхронного усиления в режим стабильного усиления достигается увеличением коэффициента трансформации n за счет смещения оси коаксиальной линии от оси волновода при неизменных параметрах диода.

Представляет интерес сопоставление характеристик стабильного и синхронного усилителей. Как видно из рис. 7, их диапазонные характеристики практически одинаковы, но синхронные усилители обеспечивают значительный выигрыш в уровне выходной мощности при прочих равных параметрах, что особенно существенно в режиме усиления малого сигнала. В связи с этим синхронные усилители выгодно применять при создании передающих устройств с высоким уровнем выходной мощности и значительным усилением.

В известных конструкциях генераторов и усилителей СВЧ-мощности на ЛПД используются полупроводниковые структуры сосредоточенного типа. Для таких структур имеются ограничения по уров-

ню выходной СВЧ-мощности, поскольку из-за необходимости соблюдения определенного теплового режима приходится работать при плотности тока ниже оптимальной величины. В этом случае повышение подводимой мощности может быть достигнуто при уменьшении теплового сопротивления диода R_T [9]. Одним из известных способов его уменьшения является переход к полупроводниковой структуре с развитой периферией, поскольку при этом увеличивается теплопередача в боковых направлениях. Полупроводниковые структуры распределенного типа могут быть выполнены протяженными в виде прямоугольника или тонкого кольца с достаточным большим диаметром.

В [10] экспериментально показана эффективность использования кольцевых структур ЛПД большого диаметра для создания синхронизированных усилителей импульсного действия с целью повышения уровня средней СВЧ-мощности. Анализ указывает на целесообразность использования активных полупроводниковых структур с распределенными параметрами для создания усилителей бегущей волны в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн. Одним из путей их создания является использование протяженного лавинного p - n -перехода в полупроводниковой структуре. Усилитель представляет собой протяженный p - n -переход, обладающий отрицательным сопротивлением на основе лавинно-пролетного механизма, смещенного источником тока в область отрицательного сопротивления (рис. 3, д). В силу особенностей лавинного перехода можно предположить, что по мощности и рабочей полосе такой усилитель будет превосходить усилители на диодах с сосредоточенными параметрами.

При осуществлении внешней синхронизации генераторы, как правило, соединяются с источником синхросигнала и нагрузкой через невзаимный элемент (циркулятор). На основе обобщенной модели синхронизированного генератора с использованием известного в литературе метода медленно меняющихся амплитуд, который основывается на знании импедансных характеристик ЛПД, проведен качественный анализ основных особенностей режимов синхронизированных генераторов на ЛПД.

Обобщенная модель синхронизированного генератора на ЛПД

Из теории колебаний известно, что при воздействии на автоколебательную систему внешней периодической силы с частотой, близкой к частоте системы при определенных энергетических соотношениях, происходит захватывание или синхронизация автоколебаний вынужденными колебаниями [11]. При этом представляет интерес возможность синхронизации системы не только сигналом, близким по частоте к свободным автоколебаниям генератора, но и

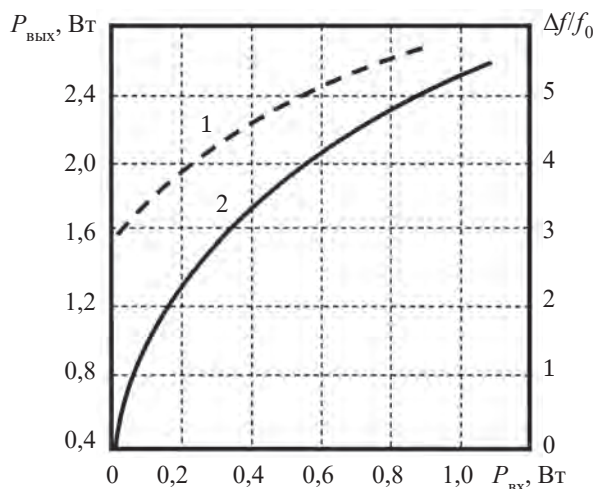


Рис. 7. Зависимость выходной мощности $P_{\text{вых}}$ от уровня входной мощности $P_{\text{вх}}$ синхронного (1) и стабильного (2) усилителей

сигналом с существенно более низкой или более высокой частотой.

Полосой синхронизации называют разность между частотами захваченных колебаний, на которых происходит срыв режима синхронизации:

$$\Delta f_C = \frac{m}{n}(f_{CB} - f_{CH}), \quad (2)$$

где m, n — натуральные числа, не имеющие общего множителя;

f_{CB}, f_{CH} — соответственно, верхняя и нижняя частоты внешнего воздействия, на которых наблюдается срыв синхронизации.

Режим, когда $m = n = 1$, называется гармоническим захватыванием; при $m = 2, 3, \dots, n = 1$ — ультрагармоническим, или умножением частоты; при $n = 2, 3, \dots, m = 1$ — субгармоническим захватыванием, или делением частоты.

Количественной мерой эффективного захватывания частоты генератора f_G в одночастотном приближении ($m = n = 1$) служит коэффициент синхронизации

$$K_C = \frac{\Delta f_C}{f_G} \sqrt{\frac{P_G}{P_C}} = \frac{\Delta f_C}{f_G} \sqrt{K_{УР}}, \quad (3)$$

где P_G — мощность, генерируемая активным элементом в автономном режиме;

P_C — мощность синхронизирующих колебаний;

$K_{УР}$ — коэффициент усиления синхронизированного генератора при малой величине P_C .

Относительная полоса синхронизации генераторов СВЧ записывается в виде:

$$\frac{\Delta f_C}{f_G} = \frac{K}{Q_H} \sqrt{\frac{P_C}{P_G}}, \quad (4)$$

где Q_H — нагруженная добротность генератора;

K — коэффициент, зависящий от параметров работы активного элемента и резонансной системы генератора.

Очевидно, что простейшим способом повышения эффективности процесса захватывания частоты генератора является снижение Q_H . Хотя реализация этого способа сама по себе не вызывает трудностей, его исполнение может принципиально ограничиваться как требованиями к добротности резонатора, связанными с необходимостью обеспечения того или иного режима работы активного элемента, так и требованиями к его нагрузке, оптимальной с энергетической точки зрения.

Генератор, синхронизированный сигналом с угловой частотой или манипуляцией, можно рассматривать как синхронизированный усилитель. Такие усилители на полупроводниковых диодах используются в многоканальных системах связи с частотным раз-

лением каналов, в системах управления ракет и системах опознавания воздушных и наземных объектов. Серьезным достоинством усилителей такого класса является и возможность более полного использования энергетического потенциала активных элементов, и ряд других преимуществ, таких как слабая зависимость мощности выходного сигнала от уровня входного сигнала, простота схемы и конструкции вследствие отсутствия необходимости обеспечения устойчивости к самовозбуждению, меньшая чувствительность к изменению температуры и питающих напряжений. Усилители позволяют использовать активные диодные структуры с распределенными параметрами.

Если сравнивать синхронизированные генераторы на различных активных элементах, то устройства на лавинно-пролетных диодах обладают большим уровнем выходной СВЧ-мощности и высоким уровнем шума. Известно, что синхронизация генератора высокостабильным сигналом позволяет снизить уровень его частотных шумов. Степень подавления частотных шумов генератора синхронизирующим высокостабильным сигналом можно приблизительно оценить соотношением [12]

$$\frac{\bar{\epsilon}^2(F)}{\bar{\epsilon}_0^2(F)} = \frac{4F^2}{\Delta f_C + 4\Delta f^2 + 4F^2}, \quad (5)$$

где $\bar{\epsilon}^2(F), \bar{\epsilon}_0^2(F)$ — соответственно, среднеквадратичное значение девиации частоты автономного генератора и сигнала на выходе синхронизированного генератора;

F — величина отстройки частоты от несущей;

Δf_C — полоса синхронизации;

Δf — расстройка частоты сигнала синхронизации генератора.

Синхронизированные диодные генераторы характеризуются рядом особенностей:

— нагруженная добротность СВЧ-системы невелика, а число степеней свободы более одной;

— как автоколебания, так и внешнее воздействие могут существенно отличаться от гармонических;

— система может содержать пассивные и активные элементы с сосредоточенными и распределенными параметрами;

— активные элементы с учетом параметров корпуса имеют сложную схему замещения, а их характеристики не поддаются более простой аппроксимации;

— уровень внешнего воздействия не является малым по сравнению с автоколебаниями генератора.

Для анализа и проектирования синхронизированных генераторов, как и других пассивных и активных устройств СВЧ, широко применяется метод эквивалентных схем, в рамках которого реальная колебательная система с распределенными параметрами может быть представлена в виде соединения

простых элементов (отрезков линий передачи, диафрагм, штырей и т.д.) с хорошо известными частотными характеристиками. Такое представление допустимо и при рассмотрении синхронизированных генераторов на дискретных элементах с сосредоточенными параметрами, которые являются сравнительно узкополосными по частоте.

Для упрощения расчета характеристик генератора на ЛПД (ГЛПД) его можно представить в виде одноконтурной одночастотной модели. Эквивалентная схема ГЛПД (рис. 8) состоит из последовательно соединенных комплексного сопротивления области пространственного заряда Z_A , суммарного сопротивления потерь в базе диода и контура r_s , индуктивности L_K и емкости C_K колебательного контура. В схему также входит источник шума с ЭДС $e_{ш}(t)$ и сопротивление нагрузки R_H , равное волновому сопротивлению волновода, приведенному к зажимам включения структуры диода.

Величина сопротивления нагрузки определяется выражением

$$R_H = R_{A0}(I_H) - r_s, \quad (6)$$

где R_{A0} — малосигнальное сопротивление диода при рабочем токе, равном пусковому току I_H для выбранной связи ГЛПД с нагрузкой.

Эквивалентные индуктивность L_K и емкость C_K контура генератора определяются по измеренной внешней добротности ГЛПД Q_{BH} :

$$L_K = \frac{Q_{BH} R_H}{\omega}; C_K = \frac{1}{\omega(\omega_K L_K - X_A)}, \quad (7)$$

где X_A — реактивная составляющая комплексного сопротивления диода на частоте ω .

Для расчета характеристик синхронизированного ГЛПД (СГЛПД) необходимо знать комплексное сопротивление диода Z_d , параметры колебательного контура L_K , C_K и характер источника шумовой ЭДС. Эти величины, как показано в [13, 14], могут быть найдены из результатов измерений параметров ЛПД и ГЛПД, емкости p - n -перехода C при пробивном напряжении $U_{пр}$, дифференциального сопротивления $R_{диф}$, рабочего тока I_0 , внешней добротности, соответствующей пусковому току I_H .

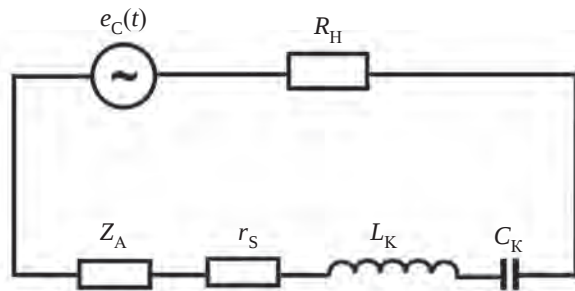


Рис. 8. Эквивалентная схема генератора на ЛПД

Эквивалентная схема СГЛПД [14, 15] изображена на рис. 9. На ней ГЛПД представлен в виде последовательного контура, состоящего из комплексного сопротивления диода $Z_d = R_d + jx_d$, сопротивления потерь диода и колебательного контура r_s , эквивалентной индуктивности L_K и емкости C_K колебательного контура, эквивалентного источника шума с ЭДС $e_{ш}(t)$ и трансформатора с коэффициентом трансформации $n:1$. Синхросигнал от источника с ЭДС $e_c(t) = E_C \cdot \cos \omega t$ и внутренним сопротивлением R_C , равным волновому сопротивлению волновода R_0 , поступает через ферритовый циркулятор на ЛПД.

Полезная нагрузка R_H подключена к третьему плечу циркулятора. Токи, текущие через диод, нагрузку и источник синхросигнала, записываются, соответственно, в виде

$$i_d(t) = I_d \cdot \cos(\omega t + \varphi_d);$$

$$i_H(t) = I_H \cdot \cos(\omega t + \varphi_H);$$

$$i_c(t) = I_C \cdot \cos \omega t.$$

Основные характеристики СГЛПД, такие как отдаваемая в нагрузку мощность $P_{вых}$, разность фаз между синхронизированным и синхронизирующим сигналами, т. е. фаза коэффициента отражения от синхронизированного генератора φ , спектральная плотность мощности амплитудных S_A и частотных S_f шумов могут быть выражены через амплитуду и фазу тока в нагрузке $I_H(t)$ [16]:

$$P_{вых} = 0,5 I_H^2 R_H; \quad (8)$$

$$S_A(f) = \delta I_H^2 / I_H^2 \Delta f; \quad (9)$$

$$S_f(f) = F^2 \delta \varphi_H^2 / \Delta f; \quad (10)$$

$$\varphi = \varphi_H;$$

где δI_H^2 , $\delta \varphi_H^2$ — средние квадраты флуктуаций амплитуды I_H и фазы φ_H тока $I_H(t)$ в полосе пропускания

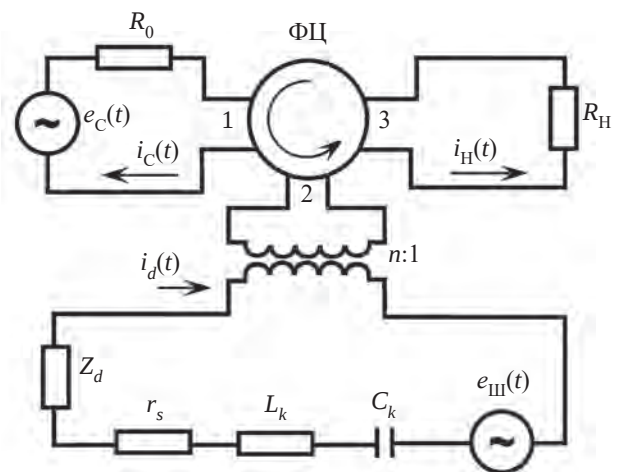


Рис. 9. Эквивалентная схема синхронизированного генератора на ЛПД (ФЦ — ферритовый циркулятор)

ния измерительного прибора Δf при отстройке от несущей F .

Для нахождения зависимости мощности $P_{\text{вых}}$, фазы φ , шумов S_A и S_f от частоты и амплитуды тока внешнего источника $e_C(t)$ необходимо установить связь между токами $I_C(t)$, $I_d(t)$, $I_H(t)$ и их флуктуациями.

При малых потерях циркулятора выполняется равенство $I_H(t) = I_d(t) + I_C(t)$.

В случае гармонического внешнего сигнала амплитуда и фаза тока в нагрузке и их флуктуации имеют следующий вид:

$$I_H = \sqrt{\frac{1}{n^2} I_d^2 + I_C^2 + \frac{2}{n} I_d I_C \cdot \cos \varphi_d}, \quad (11)$$

$$\varphi_H = \arctg \frac{I_d \cdot \sin \varphi_d}{I_d \cdot \cos \varphi_d + n I_C}; \quad (12)$$

$$dI_H = \frac{\delta I_d \cdot \cos \Phi + \delta \varphi_d I_d \cdot \sin \Phi}{n}; \quad (13)$$

$$d\varphi_H = \frac{-\delta I_d \cdot \sin \Phi + \delta \varphi_d I_d \cdot \cos \Phi}{n I_H}, \quad (14)$$

где $I_C = E_C / (2R_0)$;

$$\Phi = \varphi_H - \varphi_d.$$

Расчет амплитуды I_A и фазы φ_A тока $I_A(t)$ и их флуктуации dI_A и $d\varphi_A$ удобней проводить на основе эквивалентной схемы, показанной на **рис. 10**, в которой $e'_C = E'_C \cdot \cos \omega t = (E_C/n) \cdot \cos \omega t$ и $R'_H = R_0/n^2$.

Уравнение, описывающее колебания в контуре генератора (рис. 10), можно представить, как и в [17]:

$$\begin{aligned} d^{\sim}(I_A) + [1 + j \operatorname{tg} \theta(I_A)] + \frac{\partial d(1 + j \operatorname{tg} \theta(I_A))}{\partial I_A} + \\ + d_H + d_S + j(2\xi + d \operatorname{tg} \theta_0) + \frac{\partial(2\xi + d \operatorname{tg} \theta)}{\partial f} j\varphi_A = \\ = \frac{1}{U} (E'_C \exp[1 - (\varphi_A + \delta\varphi_A)] + e_{\text{ш}} + j e_{\text{ш}S}), \end{aligned} \quad (15)$$

где $d^{\sim} = f(I_A)$;

$$\operatorname{tg} \theta(I_A) = \frac{X_A(I_A)}{R_A(I_A)};$$

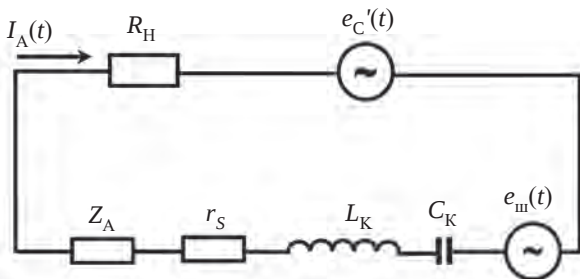


Рис. 10. Преобразованная эквивалентная схема СГЛПД

$$d = d_H + d_S;$$

$$d_H = \frac{R_H}{\omega L_K};$$

$$d_S = \frac{r_S}{\omega L_K};$$

$$\xi = \frac{\omega - \omega_{\Gamma}}{\omega_{\Gamma}};$$

$$\omega_{\Gamma} = \omega_0 (1 - 0,5 \operatorname{tg} \theta_0);$$

$$U = \omega L_K I_A;$$

θ_0 — угол запаздывания в автономном генераторе;

ω_0 — резонансная частота контура;

$e_{\text{ш}S}$, $e_{\text{ш}}$ — синфазная и квадратурная составляющие ЭДС шума соответственно.

При получении выражения (15) были использованы следующие допущения:

— амплитуда I_A и фаза φ_A , а также флуктуации амплитуды δI_A и фазы $\delta \varphi_A$ являются медленно меняющимися функциями;

— активная составляющая сопротивления области пространственного заряда диода Z не зависит от частоты;

— шумы в генераторе создаются только шумами лавины в ЛПД и описываются эквивалентным источником ЭДС $e_{\text{ш}}(t)$;

— вклад низкочастотного шума в высокочастотный контур не учитывается.

Из анализа приведенных в [16, 17] соотношений следует ряд особенностей, характерных для СГЛПД:

1) наличие неизохронности ($\theta \neq 0$) приведет к асимметрии полосы синхронизации, а следовательно, и всех характеристик СГЛПД, в том числе и шумовых, относительно нулевой расстройки $\varepsilon = \frac{\omega - \omega_{\Gamma}}{\omega_{\Gamma}} = 0$;

2) экстремальный характер зависимости $P_{\text{вых}}(I_A)$ объясняет неоднозначность изменения амплитуды и мощности в полосе синхронизации. Мощность в нагрузке увеличивается с ростом амплитуды колебаний в контуре СГЛПД, если $I_A < I_{A \text{ опт}}$, и падает, если $I_A > I_{A \text{ опт}}$ ($I_{A \text{ опт}}$ — амплитуда тока автономного, оптимизированного по нагрузке ГЛПД);

3) если $I_A = I_{A \text{ опт}}$, $d^{\sim} = d$, $\varphi_A = \pi/2$, $\operatorname{tg} \theta = \operatorname{tg} \theta_0$, то значение расстройки ε , сдвига фаз φ и мощности $P_{\text{вых}}$ записываются как

$$\varepsilon = \pm 0,5 d_H \sqrt{\frac{P_C}{P_{\Gamma 0}}}; \quad (16)$$

$$\varphi = d_H / \varepsilon, \quad (17)$$

$$P_{\text{вых}} = P_{\Gamma 0} + P_C, \quad (18)$$

где $P_{\Gamma 0}$ — мощность автономного генератора.

Соотношения для ε , φ не зависят от вида нелинейных характеристик генератора $d^*(I_A)$ и угла запаздывания СГЛПД $\theta(I_A)$, благодаря чему для экспериментального определения величины d_H генератора с запаздыванием при любых значениях n и $P_C/P_{Г0}$ удобно использовать именно эти условия (16, 17);

4) максимальная амплитуда синхронизированных колебаний, нулевой сдвиг фазы φ и максимум по мощности достигаются при следующем условии:

$$\varepsilon_{\max} = 0,5(d \operatorname{tg} \theta_0 + d^* \operatorname{tg} \theta), \quad (19)$$

где θ_0 , θ — угол запаздывания в автономном генераторе и в СГЛПД соответственно.

Сопоставление результатов расчета и эксперимента для СГЛПД показало, что описанная методика дает в основном правильное количественное описание их характеристик при синхронизации. Такая методика расчета характеристик СГЛПД может применяться лишь при реализации в заданном генераторе одночастотного режима. Нарушение этого условия приводит к значительному расхождению в результатах расчета и эксперимента.

Выводы

Представленный анализ электродинамических конструкций и основных особенностей режимов синхронизированных генераторов на кремниевых лавинно-пролетных диодах позволяет определить взаимное соответствие схемы и параметры конструкций устройств в составе задающего источника СВЧ-мощности, синхронизированного генератора и нагрузки. Основным частотно избирательным узлом волноводно-коаксиальной конструкции синхронизированного генератора является специальный корпусированный диод, образующий колебательную систему с минимальным запасом энергии. При этом исключается применение дополнительных реактивных неоднородностей в выходном сечении волноводной секции генератора. В связи с низкой добротностью резонансного корпуса диода обобщенная добротность СВЧ-цепи принимает минимальное значение, необходимое для реализации устойчивого процесса синхронизации генераторов в диапазоне миллиметровых волн.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В., Коростылев В.С. и др. Влияние когерентных свойств излучения твердотельных генераторов СВЧ на характеристики технологических доплеровских РЛС. Твердотельные генераторы и преобразователи миллиметро-

вого и субмиллиметрового диапазона. *Сб. Научных трудов ИРЭ АН УССР*, 1989, с. 108–119.

2. Давыдова Н.С., Данюшевский Ю.З. *Диодные генераторы и усилители СВЧ*. Москва, Радио и связь, 1986, 184 с.

3. *Теория линий передачи сверхвысоких частот*. Перевод с англ. под ред. А.И. Шпунтова. Часть II. Москва, Сов. Радио, 1951, 280 с.

4. *Справочник по волноводам*. Перевод с англ. под редакцией Я.Н. Фельда. Москва, Сов. Радио 1952.

5. Дворниченко В.П., Карушкин Н.Ф., Малышко В.В., Ореховский В.А. Полупроводниковый генератор импульсного действия с электронным переключением частоты Ка-диапазона. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2015, № 4, с. 3–7.

6. Карушкин Н.Ф., Обухов И.А., Смирнова Е.А. *Применение промышленного часового камня в качестве корпуса полупроводникового устройства миллиметрового диапазона длин волн*. Патент России № 2657324С2, 2016.

7. Карушкин Н.Ф. Твердотельные компоненты и устройства электронной техники терагерцового диапазона в Украине. *Радиофизика и электроника*, 2018, т. 23, № 3, с. 40–64.

8. Gorbachev O., Kasatkin L. Complex coaxial-waveguide transitions at millimeter-waves. *Microwave Journal*, 2001, vol. 44, p. 90–100.

9. Басанец В.В., Болтовцев Н.С., Зоренко А.В. Мощные кремниевые импульсные лавинно-пролетные диоды 8-миллиметрового диапазона. *Техника и приборы СВЧ*, 2009, № 1, с. 27–30.

10. Карушкин Н.Ф. Использование кольцевых структур ЛПД для увеличения средней импульсной мощности генераторов миллиметрового диапазона. *Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ*, 2010, вып. 4 (507), с. 46–54.

11. Минакова И.И. *Неавтономные режимы автоколебательных систем*. Москва, Изд-во МГУ, 1987, 168 с.

12. Endersz G. Stability and linearity of frequency modulated and injection locked oscillators for communication system. *Ericsson Techniques*, 1976, vol. 32, no. 4, p. 249–311.

13. Goedbloed I.I., Vluardingbrock M.T. Theory of noise and transfer properties of IMPATT diode amplifiers. *IEEE Trans.*, 1977, vol. MTT-25, no. 4, p. 324–332.

14. Гершензон Е.М., Левитес А.А., Плохова Л.А. и др. Внешняя синхронизация генераторов на лавинно-пролетных диодах. *Радиотехника и электроника*. 1984. Т. 29. № 11, с. 2179–2183.

15. Андреев В.С. К теории синхронизации автогенераторов на приборах с отрицательным сопротивлением. *Радиотехника*. 1975. № 2, с. 43–53.

16. Фомин Н.Н., Андреев В.С., Воробейчиков Э.С. и др. *Радиотехнические устройства СВЧ на синхронизированных генераторах*. Москва, Радио и связь, 1991, 192 с.

17. Thaler H.J., Ulrich G., Weldmann G. Noise in IMPATT diode amplifiers and oscillators. *IEEE Trans.*, 1971, vol. MTT-19, no. 8, p. 692–697.

*Дата поступления рукописи
в редакцию 01.12.2020 г.*

**СИНХРОНІЗАЦІЯ ГЕНЕРАТОРІВ НА ЛПД ІМПУЛЬСНОЇ ТА БЕЗПЕРЕРВНОЇ ДІЇ
У ММ-ДІАПАЗОНІ ДОВЖИНИ ХВИЛЬ.****Частина 1. Конструкції генераторів і узагальнена модель їх синхронізації
зовнішнім сигналом**

Успіхи розвитку напівпровідникової електроніки надвисоких частот відкривають широкі можливості для розробки оптимальних схем і конструкцій джерел НВЧ-потужності міліметрового діапазону довжини хвиль, що забезпечують високу стабільність частоти та фази електромагнітних коливань. Великі перспективи пов'язані з використанням синхронізованих діодних генераторів, які знаходять застосування в приймально-передавальних модулях активних фазованих антенних решіток, когерентних радіолокаційних станціях малої потужності тощо. Завдання створення вихідних каскадів передавачів з високим коефіцієнтом посилення, низьким рівнем частотного шуму та рівнем вихідної потужності, відповідним до максимального енергетичного режиму, ефективно реалізується із застосуванням режиму зовнішньої синхронізації напівпровідникових генераторів.

У цій статті наведено першу з двох частин роботи, де узагальнено результати, досягнуті на цей час при розробці синхронізованих генераторів на лавинно-пролітних діодах. У першій частині представлено електродинамічні конструкції генераторів, що синхронізуються зовнішнім джерелом НВЧ-коливань, які містять резонансну коливальну систему з кремнієвим лавинно-пролітним діодом (ЛПД). Вибір кремнієвого дводрейфового ЛПД як активного елементу визначається тим, що при його використанні реалізуються значні рівні імпульсної НВЧ-потужності — на порядок вищі, ніж у найбільш відомих транзисторів НЕМТ і рНЕМТ у діапазоні міліметрових довжин хвиль. Показано, що для зменшення втрат коливальну систему слід виконувати у вигляді радіального резонатора з використанням діодного корпусу, що має розподілені параметри. При цьому виключається застосування додаткових реактивних неоднорідностей у вихідному перерізі хвелеводної секції генератора. Через низьку добротність резонансного корпусу діода узагальнена добротність НВЧ-ланцюга приймає мінімальне значення, необхідне для реалізації сталого процесу синхронізації генераторів в діапазоні міліметрових хвиль.

Другу частину роботи буде присвячено синхронізованим генераторам імпульсної дії з вихідною потужністю 20–150 Вт.

Ключові слова: міліметровий діапазон, лавинно-пролітний діод, генератор, синхронізація.

**SYNCHRONIZATION OF PULSED AND CONTINUOUS-WAVE IMPATT
OSCILLATORS IN THE MILLIMETER WAVELENGTH RANGE****Part 1. Generator designs and a generalized model of their external signal synchronization**

Advances in the development of ultrahigh-frequency semiconductor electronics open wide opportunities for developing optimal schemes and designs of microwave power sources in the millimeter wavelength range providing high stability of the frequency and electromagnetic oscillation phase. Synchronized diode generators used in transmit/receive module for active phased array antennas, coherent low-power radar stations, etc. show great promise. The mode of external synchronization of semiconductor generators allows effectively implementing the task of creating output stages of the transmitters with high gain factor, low frequency noise and an output power level corresponding to the maximum power mode.

This article presents the first of two parts of the study, which summarizes the results achieved so far in the development of synchronized oscillators based on impact ionization avalanche transit-time (IMPATT) diodes. The first part presents the electrodynamic designs of the oscillators, which are synchronized with an external source of microwave oscillations and contain a resonant oscillating system with a silicon IMPATT diode. The silicon two-drift IMPATT diode was chosen as an active element due to the fact that its use allows reaching significant levels of pulsed microwave power — an order

of magnitude higher than those of the most well-known HEMT and pHEMT transistors in the millimeter wavelength range. It is shown that to reduce losses, the oscillating system should be made in the form of a radial resonator with a diode casing, which has distributed parameters. This eliminates the use of additional reactive inhomogeneities in the initial cross-section of the waveguide section of the generator. Due to the low quality factor of the resonant casing of the diode, the generalized quality factor of the microwave circuit takes the minimum value required to implement a stable generator synchronization process in the millimeter wavelength range.

The second part of the work will be devoted to synchronized pulse generators with an output power of 20–150 W.

Keywords: millimeter range, IMPATT diode, oscillator, amplifier, frequency multiplier, synchronization.

REFERENCES

1. Karushkin N.F., Kasatkin L.V., Korostylev V.S. et al. [Influence of coherent radiation properties of microwave ssd oscillators on characteristics of technological doppler radars. SSD Oscillators and Converters of Millimeter and Sub-Millimeter Range]. *Collection of Sc. Proc. IRE, Academy of Sciences of the Ukrainian SSR*, 1989, pp. 108–119. (Rus)
2. Davydova N.S., Danushevskiy Yu.Z. *Diodnyye generatory i usiliteli SVCH* [Diode oscillators and microwave amplifiers]. Moscow, Radio and communication, 1986, 184 p. (Rus)
3. *Teoriya liniy peredachi sverkhvysokikh chastot* [Theory of microwaves transmission lines]. Translated from English by A.I. Shpuntov. Part II. Moscow, Sov. Radio, 1951, 280 p.
4. *Spravochnik po volnovodam* [Handbook on waveguides]. Translated from English by Ya.N. Feld. Moscow, Sov. Radio, 1952.
5. Dvornichenko V.P., Karushkin N.F., Malyshko V.V., Orekhovsky V.A. [Semiconductor pulse oscillator with electronic switching of Ka-band frequency]. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2015, no. 4, pp. 3–7. (Rus)
6. Karushkin N.F., Obukhov I.A., Smirnova E.A. [Application of industrial watch stone as a housing of a millimeter wavelength range semiconductor device]. *Patent of Russia*, no. 2657324C2, 2016. (Rus)
7. Karushkin N.F. [Solid-state components and devices of terahertz electronic technology in Ukraine]. *Radiophysics and Electronics*, 2018, vol. 23, no. 3, pp. 40–64. (Rus)
8. Gorbachev O., Kasatkin L. Complex coaxial-waveguide transitions at millimeter-waves. *Microwave Journal*, 2001, vol. 44, pp. 90–100.
9. Basanets V.V., Boltovets N.S., Zorenko A.V. et al. [Powerful silicon pulse IMPATT diodes of 8-millimeter range]. *Technique and Devices of Microwave*, 2009, no. 1, pp. 27–30. (Rus)
10. Karushkin N.F. [The use of IMPATT ring structures to increase the average pulse power of millimeter range oscillators]. *Electronic Engineering. Series 1. Microwave electronics*. 2010, vol. 4 (507), pp. 46–54. (Rus)
11. Minakova I.I. *Neavtonomnyye rezhimy avtokolebatel'nykh sistem* [Non-autonomous modes of auto oscillating systems]. Moscow State University Publishing House, 1987, 168 p. (Rus).
12. Endersz G. Stability and linearity of frequency modulated and injection locked oscillators for communication system. *Ericsson Techniques*, 1976, vol. 32, no. 4, pp. 249–311.
13. Goedbloed I.I., Vluardingbrock M.T. Theory of noise and transfer properties of IMPATT diode amplifiers. *IEEE Trans.*, 1977, vol. MTT-25, no. 4, pp. 324–332.
14. Gershenzon E.M., Levites A.A., Plokhova L.A. et al. [External synchronization of IMPATT oscillators]. *Radiotekhnika i elektronika*. 1984, vol. 29, no. 11, pp. 2179–2183. (Rus)
15. Andreev V.S. [To the theory of synchronization of auto oscillators on devices with negative resistance]. *Radiotechnics*. 1975, no. 2, pp. 43–53. (Rus).
16. Fomin N.N., Andreyev V.S., Vorobeichikov E.S. et al. *Radiotekhnicheskiye ustroystva SVCH na sinkhronizirovannykh generatorakh* [Microwave Radio Engineering Devices on Synchronized Oscillators]. Moscow, Radio and Communication, 1991, 192 p. (Rus)
17. Thaler H.J., Ulrich G., Weldmenn G. Noise in IMPATT diode amplifiers and oscillators. *IEEE Trans.*, 1971, vol. MTT-19, no. 8, pp. 692–697.

Описание статьи для цитирования:

Карушкин Н. Ф. Синхронизация генераторов на ЛПД импульсного и непрерывного действия в мм-диапазоне длин волн. Часть 1. Конструкции генераторов и обобщенная модель их синхронизации внешним сигналом. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2021, № 1–2, с. 10–20. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.10>

Cite the article as:

Karushkin N. F. Synchronization of pulsed and continuous-wave IMPATT oscillators in the millimeter wavelength range. Part 1. Generator designs and a generalized model of their external signal synchronization. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 10–20. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.10>

К. т. н. А. В. САДЧЕНКО, О. А. КУШНИРЕНКО, к. т. н. А. В. ТРОЯНСКИЙ, Ю. А. САВЧУК*

Украина, Одесский национальный политехнический университет, *ГП НИИ «Шторм»
E-mail: koa@opu.ua

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ СНИЖЕНИЯ УРОВНЯ ИМПУЛЬСНОГО ШУМА НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ С КАМЕР ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ

Рассмотрены особенности применения алгоритмов медианной фильтрации для очистки от импульсного шума черно-белых и цветных изображений, полученных с оптических преобразователей, в состав которых входит матрица на основе приборов с зарядовой связью. Установлено, что использование набора из нескольких медианных фильтров с переменной апертурой позволяет добиться лучшей субъективной резкости и более высокого коэффициента корреляции между восстановленным изображением и незашумленным, чем известные аналогичные алгоритмы. Использование разработанного алгоритма позволит повысить вероятность правильного распознавания символьной и графической информации на восстановленных изображениях, например, в задачах распознавания автомобильных номеров и лиц людей в условиях плохой видимости или слабой освещенности.

Ключевые слова: медианный фильтр, усредняющее окно, апертура фильтра, коэффициент корреляции.

Присутствие импульсного шума на изображениях ухудшает визуальное восприятие и существенно снижает вероятность правильной идентификации в задачах распознавания образов. В качестве объектов для анализа могут выступать, например, номера автомобилей, лица людей, текстовая информация и т. д. Основным компонентом, преобразующим оптическое изображение в цифровую форму, является набор светочувствительных элементов, конструктивно объединенных на одном кристалле в виде единой матрицы. Самая распространенная технология реализации элементов светочувствительных матриц носит название ПЗС, или «прибор с зарядовой связью», а сами матрицы называются ПЗС-матрицами. Таким образом, основным источником «цифрового шума» на оцифрованном изображении являются шумы преобразования ПЗС-матрицы [1], а также внутренние шумы аналоговой электроники цифровой камеры.

Наиболее эффективными и простыми методами борьбы с импульсными помехами с точки зрения практической реализации [2, 3] являются медианные фильтры. В [4, 5] проведена экспериментальная проверка качества работы медианных фильтров с различной фиксированной апертурой и доказана их эффективность при изменяющемся уровне флуктуационных помех, однако предложенные алгоритмы не адаптированы для обработки изображений с импульсным шумом. Основным недостатком большинства алгоритмов обработки зашумленных изображений заключается в том, что они построены без учета неравномерности уровня шума в различных областях изображения.

В [6] рассматривается близкая к идеологии данного исследования адаптивная медианная фильтрация с возможностью подстройки параметров филь-

тра под конкретную помеховую ситуацию, при этом очевидно, что полученные в работе результаты могут быть улучшены, например, за счет объединения откликов нескольких фильтров в один массив данных.

Хорошие результаты очистки изображения от шума на основе элементов нейронной сети, обрабатывающей сигнал с применением алгоритмов нелинейной диффузии, получены в [7—9]. К недостатку данного подхода можно отнести очень высокую вычислительную сложность и необходимость большого числа итераций для обучения фильтров, реализующих нелинейную диффузию.

Целью данной работы является улучшение качественных показателей, таких как резкость и коэффициент корреляции, очищенного от импульсного шума изображения, которое предназначено для автоматизированного распознавания, с помощью алгоритма адаптивной медианной фильтрации.

Суть медианной фильтрации импульсного шума на изображении

Медианные фильтры с одинаковым успехом применяются для снижения интенсивности импульсного шума как цветных, так и черно-белых изображений [10, 11].

Импульсный шум на черно-белом изображении проявляется как отдельные хаотические пиксели с большим отличием яркости от усредненного в окне $N \times N$ значения, а в случае цветного изображения — в виде отдельных пикселей случайного цвета. При этом анализ цветного изображения сводится к анализу черно-белого после разделения его на монохромные каналы красного, зеленого и синего цветов. Суть алгоритма медианной фильтрации [12] за-

ключается в замене значения центрального пикселя в скользящем «окне усреднения» на значение среднего элемента упорядоченного массива пикселей.

Окно усреднения в литературе называется апертурой, и в случае медианной фильтрации может принимать значения $[3 \times 3]$, $[5 \times 5]$, $[7 \times 7]$ и т. д. Наиболее часто используемые размеры апертур для снижения уровня импульсного шума — $[3 \times 3]$ и $[5 \times 5]$, поскольку большие размеры окон приводят к потере качества изображения. Главное достоинство этого алгоритма — простота технической реализации благодаря отсутствию арифметических операций умножения, а также эффективное удаление отдельных элементов, амплитуда которых намного больше, чем соседних пикселей.

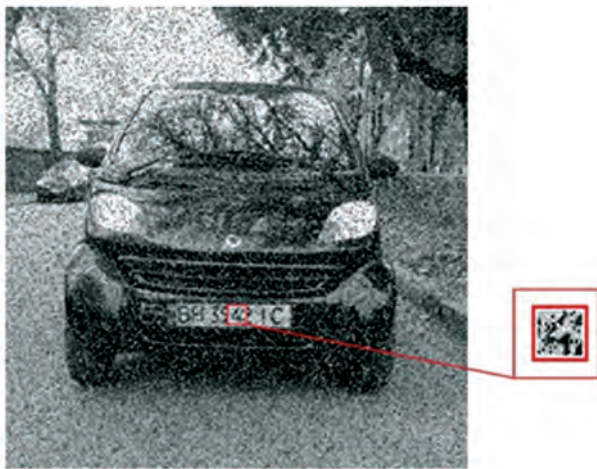


Рис. 1. Изображение автомобиля при наличии импульсного шума с дисперсией $\sigma^2 = 0,2$ с увеличенным фрагментом, попадающим в апертуру медианного фильтра

Рассмотрим стандартный алгоритм медианной фильтрации [13] в окне $[3 \times 3]$ применительно к изображению на **рис. 1**, на котором присутствует импульсный шум с дисперсией $\sigma^2 = 0,2$. На **рис. 2** приведены соответствующие выделенному на рис. 1 фрагменту изображения массивы выборок в градациях серого до и после медианной фильтрации

На **рис. 3** показаны этапы формирования сигнала на выходе медианного фильтра с апертурой $[3 \times 3]$. Для определенности предположим, что окно фильтра имеет центр на пересечении 13-й строки и 4-го столбца. Поскольку центральный элемент имеет нулевую яркость, а большинство соседних пикселей существенно отличаются по амплитуде, можно предположить, что он представляет собой элемент импульсного шума.

На *шаге 1* (рис. 3, а) массив $[3 \times 3]$ преобразуется в строку 1 из 9 элементов следующим образом:

$$\begin{aligned} I &= [m_{11}, m_{12}, m_{13}, m_{21}, m_{22}, m_{23}, m_{31}, m_{32}, m_{33}] = \\ &= [i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6, i_7, i_8, i_9] = \\ &= [207, 117, 255, 208, 0, 0, 199, 118, 44]. \end{aligned}$$

На *шаге 2* (рис. 3, б) происходит сортировка строки 1 в порядке возрастания амплитуды выборок:

$$\begin{aligned} J &= [\min(i_1, i_2, \dots, i_9) \leq i_2 \leq i_3 \leq \dots \leq i_9 = \max(i_1, i_2, \dots, i_9)] = \\ &= [0, 0, 44, 117, 118, 199, 207, 208, 255]. \end{aligned}$$

Выходное значение фильтра (рис. 3, в) выбирается как медиана массива J : $J_5 = 118$. Оно заменяет элемент с уровнем «0» 13-й строки 4-го столбца исходного изображения. Результат обработки изображения с помощью медианного фильтра показан на **рис. 4**.

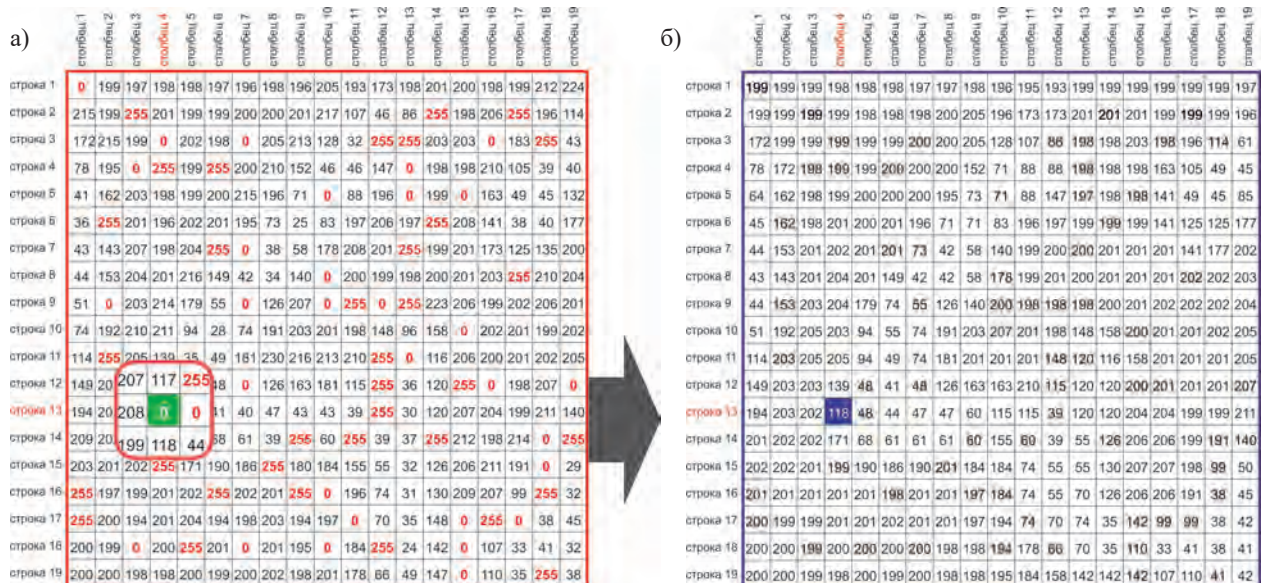
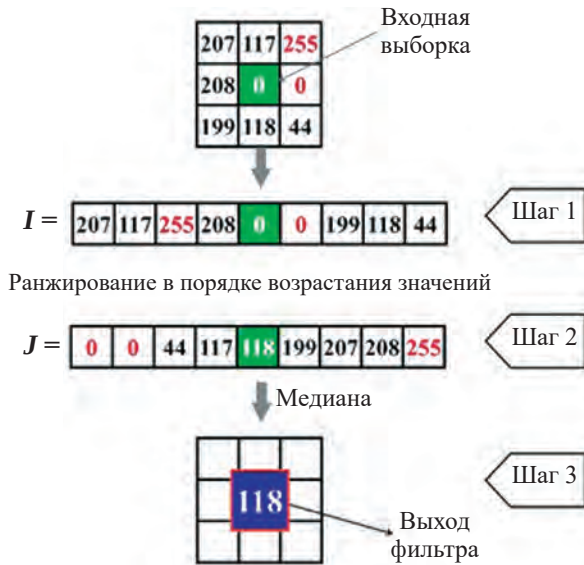


Рис. 2. Массивы, соответствующие выделенному на рис. 1 участку изображения:

а — массив выборок в градациях серого (полужирным шрифтом выделены уровни импульсного шума «0» и «255»);
б — после медианной фильтрации

Рис 3. Алгоритм медианной фильтрации в окне $[3 \times 3]$:

шаг 1 — массив выборок I в градациях серого, соответствующий увеличенному фрагменту изображения на рис. 1; шаг 2 — ранжированный в порядке возрастания массив выборок J ; шаг 3 — выбор выходного значения фильтра

Для оценки эффективности работы медианного фильтра удобно использовать критерий RMS [14] — минимум среднеквадратического отклонения яркости пикселей оригинального и очищенного от шума изображения, либо критерий максимума коэффициента корреляции r [15] этих же изображений. Воспользуемся вторым как более информативным:

$$r = \frac{\sum_m \sum_n (A_{mn} - \bar{A})(B_{mn} - \bar{B})}{\sqrt{\left(\sum_m \sum_n (A_{mn} - \bar{A})^2 \right) \left(\sum_m \sum_n (B_{mn} - \bar{B})^2 \right)}}$$

где A — оригинальное изображение;

B — восстановленное изображение;

Рис 4. Очищенное с помощью медианной фильтрации с окном $[3 \times 3]$ изображение автомобиля, приведенное на рис. 1

m, n — индексы 2-го массива

M, N — размеры изображения A и B , соответственно, по горизонтали и вертикали в пикселях;

$\bar{A}, \bar{B}$ — средние значения яркости пикселей с учетом усреднения по всему второму массиву, представляющему изображение:

$$\bar{A} = \frac{1}{MN} \sum_m \sum_n (A_{mn}), \quad \bar{B} = \frac{1}{MN} \sum_m \sum_n (B_{mn}).$$

Коэффициент корреляции между оригинальным и зашумленным изображением с дисперсией $\sigma^2 = 0,2$ составил $r = 0,68$, а между оригинальным и очищенным от шума с помощью медианного фильтра — $r = 0,973$.

На рис. 5 приведена зависимость коэффициента корреляции от дисперсии импульсного шума для медианных фильтров с апертурами $[3 \times 3]$ и $[5 \times 5]$.

Как видно из рис. 5, скорость спада коэффициента корреляции возрастает при увеличении дисперсии импульсного шума.

В связи с недостатками медианной фильтрации с фиксированной апертурой предлагается использовать алгоритм, основанный на адаптивной медианной фильтрации.

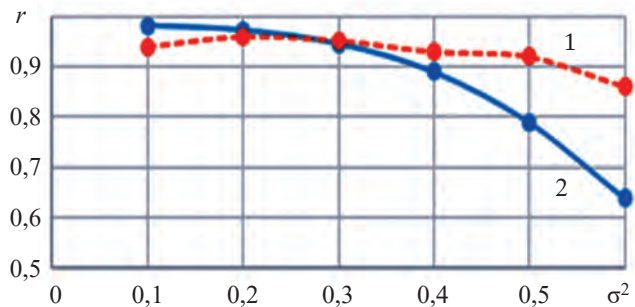
Разработанный адаптивный алгоритм медианной фильтрации удобно рассматривать в виде структурной схемы, которая показана на рис. 6.

Адаптивный фильтр работает следующим образом. Выборки входного изображения, содержащего импульсный шум, поступают одновременно на устройство ранжирования (двухпороговый компаратор), на медианные фильтры с апертурой $[3 \times 3]$ и фильтр с переменной апертурой $[n \times n]$, где $n = 5, 7, 9, \dots$

Уровни нижнего Z_H и верхнего Z_B порогов компаратора зависят от ожидаемой дисперсии шума и для случая 8-битного изображения определяются следующим образом:

$$\begin{cases} Z_H = 255\sqrt{\sigma^2} = 255\sigma; \\ Z_B = 255 - 255\sqrt{\sigma^2} = 255(1 - \sigma), \end{cases}$$

где σ^2 — дисперсия шума.

Рис 5. Зависимость коэффициента корреляции от дисперсии импульсного шума для медианных фильтров с окнами $[3 \times 3]$ (1) и $[5 \times 5]$ (2)

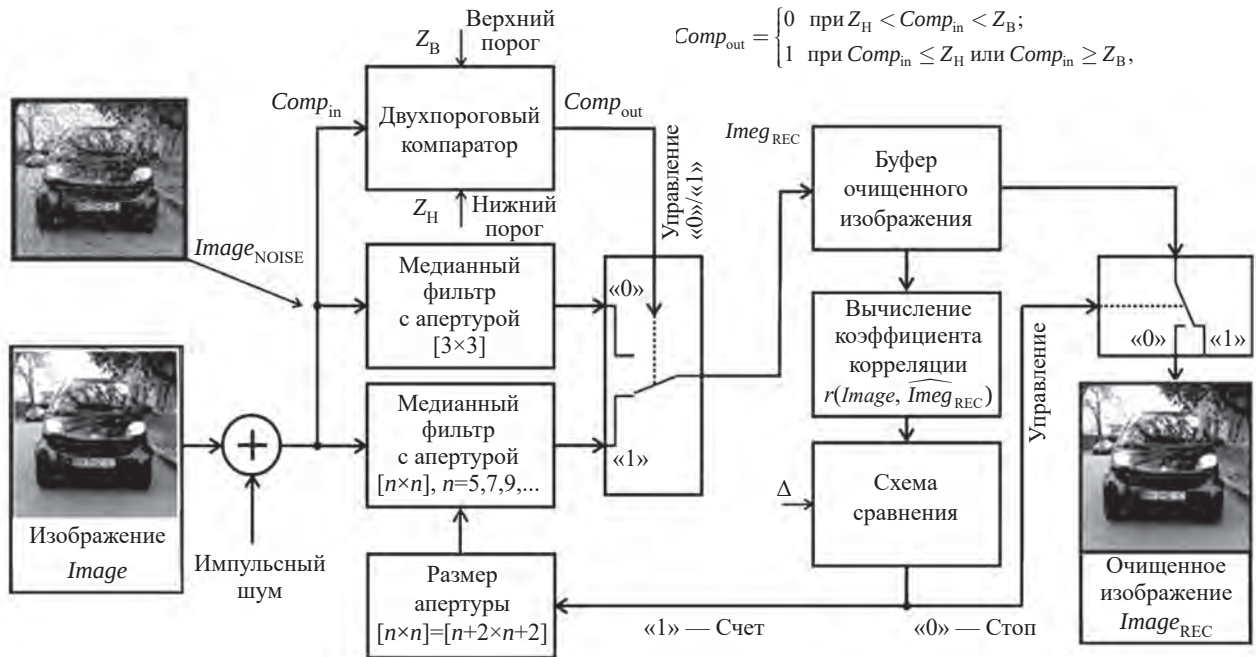


Рис 6. Структурная схема устройства очистки изображения от импульсного шума, основанная на адаптивной медианной фильтрации

На выходе компаратора образуется бинарный управляющий сигнал

$$Comp_{out} = \begin{cases} 0 & \text{при } Z_H < Comp_{in} < Z_B; \\ 1 & \text{при } Comp_{in} \leq Z_H \text{ или } Comp_{in} \geq Z_B, \end{cases}$$

где $Comp_{in}$ — значение амплитуды выборки на входе компаратора.

Выходной сигнал компаратора управляет коммутатором, который подключает канал медианного фильтра с апертурой $[3 \times 3]$ в случае логического «0» или канал медианного фильтра с апертурой $[n \times n]$ в случае логической «1». Для полученного на выходе коммутатора изображения рассчитывается коэффициент корреляции с незашумленным исходным изображением. Далее коэффициент корреляции сравнивается с желаемым, или допустимым, (Δ) значением, и если условие выполняется, то схема завершает работу по очистке изображения ($Image_{REC}$) от шума. Если получен низкий коэффициент корреляции, схема сравнения вырабатывает управляющий сигнал (уровень логической «1») на медианный фильтр с переменной апертурой, и процедура фильтрации повторяется с использованием фильтра, обладающего большим размером усредняющего окна.

Примеры очистки зашумленных импульсным шумом изображений с помощью медианных фильтров с апертурами $[3 \times 3]$ и $[5 \times 5]$ для различной дисперсии шума приведены на рис. 7, значения коэффициента корреляции с исходным изображением представлены в таблице. Как видно, с ростом дисперсии шума ка-

чество восстановленного изображения ухудшается. Начиная со значения $\sigma^2 = 0,3$, медианная фильтрация с апертурой $[3 \times 3]$ не устраняет помеху, а фильтрация с апертурой $[5 \times 5]$ ухудшает резкость изображения.

Значения коэффициента корреляции между восстановленным и незашумленным изображением при различной дисперсии импульсного шума

Изображение	Коэффициент корреляции r при различной дисперсии σ^2					
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
Зашумленное	0,824	0,68	0,55	0,45	0,36	0,27
После медианного фильтра $[3 \times 3]$	0,982	0,973	0,946	0,89	0,79	0,64
После медианного фильтра $[5 \times 5]$	0,94	0,96	0,952	0,93	0,92	0,86
После адаптивного медианного фильтра	0,984	0,977	0,969	0,96	0,95	0,935

Анализ приведенных в таблице данных показывает, что при относительно небольшой дисперсии импульсного шума ($\sigma^2 < 0,2$) медианная фильтрация с помощью фильтра, обладающего минимальным размером апертюры $[3 \times 3]$, гарантирует достаточно большое значение коэффициента корреляции при небольших вычислительных затратах. При больших значе-

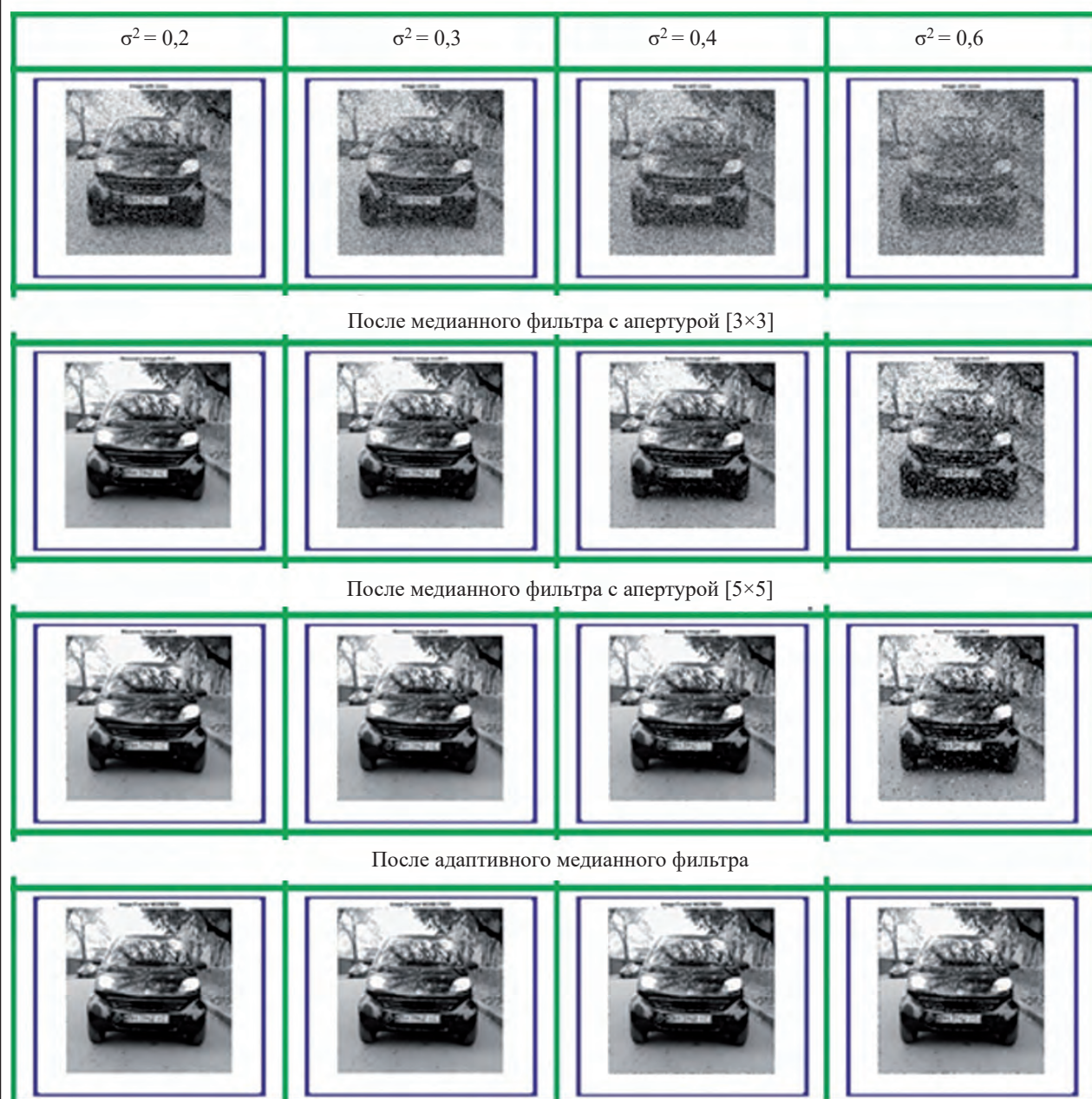


Рис 7. Примеры изображений, зашумленных импульсным шумом и очищенных с помощью медианных фильтров с апертурами [3×3] и [5×5] и адаптивного медианного фильтра, при различных значениях дисперсии

ниях дисперсии импульсного шума ($\sigma^2 > 0,3$) адаптивный алгоритм обеспечивает выигрыш в качестве изображения до 30% по критерию максимума коэффициента корреляции между восстановленным и незашумленным изображениями.

Заключение

Таким образом, использование алгоритма адаптивной медианной фильтрации позволило улучшить качество восстановленного изображения для случая импульсного шума по сравнению с алгоритмами медианной фильтрации, имеющими фиксированную апертуру. Выигрыш в показателях качества увеличи-

вается с ростом дисперсии шума изображения, подвергаемого фильтрации. В результате проведенного математического моделирования удалось установить значения размеров апертуры вспомогательного медианного фильтра, обеспечивающие максимальное значение коэффициента корреляции при заданной дисперсии импульсного шума исходного изображения. Предложенный алгоритм может быть обобщен на случай, когда высота изображения не равна его ширине, т. е. для стандартных размеров фотоснимков с соотношением сторон 3×4, 16×9, 21×10 и т. д., а также для обработки цветных изображений после их разбиения на монохромные каналы.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Айфичер Э., Джервис Б. *Цифровая обработка сигналов. Практический подход*. Москва, Вильямс, 2004, 992 с.
2. Кельберт М., Питербарг Л. Медианная фильтрация. *Квант*, 1990, №10, с. 8–13.
3. Радченко Ю. С. Эффективность приема сигналов на фоне комбинированной помехи с дополнительной обработкой в медианном фильтре. *Журнал радиоэлектроники*, 2001, № 7, с. 45.
4. Kai Zhang, Wangmeng Zuo, Yunjin Chen et al. Beyond a gaussian denoiser: residual learning of deep CNN for image denoising. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2017, vol. 26, N 7, p. 3142–3155. <https://doi.org/10.1109/TIP.2017.2662206>
5. Видмиш А. А., Возняк О. М., Купчук І. М., Бойко Д. Л. Дослідження медіанної фільтрації одновимірних сигналів. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2020, № 1(96), с. 88–102.
6. Яровой Н. И. *Адаптивная медианная фильтрация*, Екатеринбург, ControlStyle, 2006, 38 с.
7. Chen Y., Pock T. Trainable nonlinear reaction diffusion: A flexible framework for fast and effective image restoration. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 2016, 14 p. <https://doi.org/10.1109/TPAMI.2016.2596743>
8. Сизов Н. А., Раевский В. П., Дурандин Д. П. и др. Использование нейронных сетей для очистки изображений от шумов. *Молодой ученый*, 2019, № 27(265), с. 34–36.
9. Roth S., Black M. J. Fields of experts. *International Journal of Computer Vision*, 2009, vol. 82, N 2, p. 205–229. <https://doi.org/10.1007/s11263-008-0197-6>
10. Павлов С. В., Салдан Й. Р., Злепко С. М. та ін. Методи попередньої обробки томографічних зображень очного дна. *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, 2019, т. 45, №. 2, с. 4–12.
11. Воробьев Н. Одномерный цифровой медианный фильтр с трехотсчетным окном. *ChipNews*. 1999, № 8, с. 35.
12. Семенов И. В. *Особенности использования медианных фильтров в системах управления*. С.-Пб.: ГНЦ РФ-ЦНИИ “Электроприбор”, 2006, 77 с.
13. Дьяконов В. П. *MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров*. Саратов, Профобразование, 2019, 976 с.
14. Яне Б. *Цифровая обработка изображений*. Москва, Техносфера, 2007, 584 с.
15. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. *Цифровая обработка изображений в среде MATLAB*. Москва, Техносфера, 2006, 616 с.

Дата поступления рукописи
в редакцию 22.03 2021 г.

DOI: 10.15222/TKEA2021.1-2.21
УДК 004.932.4

А. В. САДЧЕНКО, О. А. КУШНИРЕНКО,
О. В. ТРОЯНСКИЙ, Ю. О. САВЧУК*

Україна, м. Одеса,
Одеський національний політехнічний університет,
*ДП НДІ «Шторм»
E-mail: koa@oru.ua

АДАПТИВНИЙ АЛГОРИТМ ЗНИЖЕННЯ РІВНЯ ІМПУЛЬСНОГО ШУМУ НА ЗОБРАЖЕННЯХ З КАМЕР ВІДЕОПОСТЕРЕЖЕННЯ

Для перетворення оптичного сигналу в електричний зазвичай використовують світлочутливі матриці з великим числом дискретних елементів, виконаних за технологією приладів із зарядовим зв'язком (ПЗЗ) або на основі КМОП-технології.

До недоліків ПЗЗ і КМОП-технологій можна віднести виникнення імпульсного шуму перетворення на оцифрованих зображеннях, який погіршує візуальне сприйняття й істотно знижує ймовірність правильної ідентифікації в задачах розпізнавання образів. Зазвичай для очищення зображень від імпульсного шуму застосовують медіанні фільтри з фіксованою апертурою в межах кожної ітерації повноформатної обробки. До недоліків таких фільтрів можна віднести зниження чіткості відновленого зображення за великих рівнів шуму або недостатнє придушення завади за тих же шумових умов. Ці недоліки зумовили необхідність розробки алгоритму адаптивної медіанної фільтрації, в результаті якої відтворене зображення являє собою спільний результат обробки медіанними фільтрами з різною апертурою.

Суть алгоритму полягає у виділенні ділянок зображення з різним рівнем шуму та обробці цих ділянок фільтрами з різною апертурою. За об'єктивний критерій для оцінки ефективності роботи запропонованого алгоритму фільтрації прийнято критерій максимуму коефіцієнта кореляції між очищеним від шуму та незашумленим зображеннями за різних значень дисперсії шуму. В результаті проведеного математичного моделювання було встановлено, що зі зростанням дисперсії імпульсного шуму виграш алгоритму адаптивної медіанної фільтрації зростає по експонентному закону в порівнянні з алгоритмами, в яких використовуються фільтри з фіксованим значенням апертури.

Запропонований алгоритм можна використовувати для попередньої обробки зображень, призначених для розпізнавання системами машинного зору, сканування тексту, а також для поліпшення суб'єктивних характеристик зображення, таких як чіткість і контрастність.

Ключові слова: медіанний фільтр, імпульсний шум, апертура фільтру, коефіцієнт кореляції.

ADAPTIVE ALGORITHM FOR REDUCING PULSE NOISE LEVEL
IN IMAGES FROM CCTV CAMERAS

An optical signal is usually converted into an electrical one by using photosensitive matrices with a large number of discrete elements based on charge-coupled device (CCD) technology or CMOS technology.

One of the disadvantages of CCD and CMOS technologies is the impulse conversion noise that appears on digitized images, impairing visual perception and significantly reducing the likelihood of correct identification in pattern recognition tasks. Traditionally, impulse noise is removed from images using median filters with a fixed aperture within each iteration of full-format processing. However, such filters reduce the sharpness of the reconstructed image at high noise levels or insufficiently suppress the interference under the same noise conditions. These setbacks call for a need to develop an adaptive median filtering algorithm, which would produce a reconstructed image as a joint result of processing with median filters with different apertures.

The essence of this algorithm is to select image areas with different noise levels and process these areas with filters with different apertures. As an objective criterion for assessing the efficiency of the proposed filtering algorithm, the authors used the criterion of the maximum correlation coefficient between noise-free and non-noisy images at various values of the noise variance. The mathematical modeling performed in this study allowed finding that with an increase in the impulse noise variance, the gain of the adaptive median filtering algorithm increases exponentially, in comparison with the algorithms using the filters with a fixed aperture value.

The proposed algorithm can be used for pre-preprocessing images intended for recognition by machine vision systems, scanning text, and improving subjective image characteristics, such as sharpness and contrast.

Keywords: median filter, impulse noise, filter aperture, correlation coefficient.

REFERENCES

1. Aificher E., Jervis B. *Tsifrovaya obrabotka signalov. Prakticheskiy pohod [Digital signal processing. Practical hike]*. Moscow, Wilyams, 2004, 992 p. [Rus]
2. Kelbert M., Piterbarg L. *Mediannaya fil'tratsiya [Median filtration]*. Kvant, 1990, no. 10, pp. 8–13. [Rus]
3. Radchenko Yu. S. [Signal reception efficiency against the background of combined interference with additional processing in the median filter]. *Zhurnal radioelektroniki*, 2001, no. 7, pp. 45. [Rus]
4. Kai Zhang, Wangmeng Zuo, Yunjin Chen et al. Beyond a gaussian denoiser: residual learning of deep CNN for image denoising. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2017, vol. 26, no. 7, pp. 3142–3155. <https://doi.org/10.1109/TIP.2017.2662206>
5. Vydmysh A. A., Voznyak O. M., Kupchuk I. M., Boyko D. L. [Research of median filtering of one-dimensional signals]. *Vibratsiyi v tekhnitsi ta tekhnolohiyakh*, 2020, no.1(96), pp. 88–102. [Ukr]
6. Yarovoy, N. I. *Adaptivnaya mediannaya filtratsiya [Adaptive median filtration]*. Ekaterinburg, ControlStyle, 2006, 38 p. [Rus]
7. Chen Y., Pock T. Trainable nonlinear reaction diffusion: A flexible framework for fast and effective image restoration. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 2016, 14 p. <https://doi.org/10.1109/TPAMI.2016.2596743>
8. Sizov N. A., Rayevskiy V. P., Durandin D. P. et al. [The use of neural networks for cleaning images from noise]. *Molodoy uchenyy*, 2019, no. 27(265), pp. 34–36. [Rus]
9. Roth S., Black M. J. Fields of experts. *International Journal of Computer Vision*, 2009, vol. 82, no. 2, pp. 205–229. <https://doi.org/10.1007/s11263-008-0197-6>
10. Pavlov S. V., Saldan Y. R., Zlepko S. M. et al. Method of pre-processing tomografic images of the fundus. *Information technology and computer engineering*, 2019, vol. 45, no. 2, pp. 4–12. <https://doi.org/10.31649/1999-9941-2019-45-2-4-12> [Ukr]
11. Vorobyov N. [One-dimensional digital median filter with three-count window]. *ChipNews*, 1998, no. 8, pp. 35. [Rus]
12. Semyonov I. V. *Osobennosti ispolzovaniya mediannykh filtrov v sistemah upravleniya [Features of the use of median filters in control systems]*. S.-Pb., GNTs RF-TsNII “Elektropribor”, 2006, 77 p. [Rus]
13. D'yakov V. P. *MATLAB i SIMULINK dlya radioinzhenerov [MATLAB and SIMULINK for radio engineers]*. Saratov, Profobrazovaniye, 2019, 976 c.
14. Yane B. *Tsifrovaya obrabotka izobrazheniy [Digital image processing]*. Moscow, Technosfera, 2007, 584 p. [Rus]
15. Gosales R., Wuds R., Eddins S. *Tsifrovaya obrabotka v srede MATLAB [Digital image processing]*. Moscow, Technosfera, 2006, 616 p. [Rus]

Описание статьи для цитирования:

Садченко А. В., Кушниренко О. А., Троянский А. В., Савчук Ю. А. Адаптивный алгоритм снижения уровня импульсного шума на изображениях с камер видеонаблюдения. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2021, № 1–2, с. 21–27. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.21>

Cite the article as:

Sadchenko A. V., Kushnirenko O. A., Troyanskiy A. V., Savchuk Yu. A. Adaptive algorithm for reducing pulse noise level in images from cctv cameras. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 21–27. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.21>

Д. т. н. А. О. ДРУЖИНІН, к. т. н. О. П. КУТРАКОВ, к. т. н. Р. В. ЗІНЬКО

Україна, Національний університет «Львівська політехніка»

E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

ДАТЧИКИ ТИСКУ НА ОСНОВІ НИТКОПОДІБНИХ КРИСТАЛІВ КРЕМНІЮ ДЛЯ ЗНИЖЕННЯ ШУМОВИХ ПАРАМЕТРІВ АВТОГЛУШНИКІВ

Наведено результати дослідження високотемпературних датчиків тиску на основі ниткоподібних кристалів кремнію та розробки системи активного придушення шуму автомобільного двигуна на їхній основі. Принцип роботи запропонованої системи засновано на застосуванні в глушнику додаткової буферної камери зі змінним об'ємом. Застосування розроблених високотемпературних датчиків тиску з тензорезисторами на основі ниткоподібних кристалів кремнію для отримання інформації про параметри звукових коливань, що виникають під час витоку вихлопних газів, дозволило створити систему управління зміною об'єму буферної камери. Представлено результати випробування запропонованої системи активного придушення шумів двигуна внутрішнього згорання.

Ключові слова: автомобільні глушники, активне придушення шуму, датчики тиску, ниткоподібні кристали.

Важливим етапом створення сучасних автотранспортних засобів з покращеними екологічними та споживчими якостями є вдосконалення їхніх віброакустичних характеристик. Цей факт спонукає виробників застосовувати методи зниження як зовнішнього, так і внутрішнього шуму, створюваного автотранспортом [1].

Основним джерелом шуму працюючого двигуна залишається шум випуску відпрацьованих газів, причому акустична потужність незаглушеного шуму вихлопу досягає 100 Вт (до 140 дБА) і в десятки або навіть у сотні разів перевищує потужність шуму інших елементів і систем двигуна [2].

Частотний спектр звуку даного джерела має виражений низькочастотний характер, що визначає слабе його поглинання під час поширення у відкритому просторі. Для якісного зниження рівня звукового тиску в частотних смугах шуму до 500 Гц необхідно застосовувати глушники з величезними габаритними розмірами та масою. Останнім часом все більше використовуються активні глушники шуму, дія яких заснована на принципах суперпозиції та інтерференції — накладання двох або декількох звукових хвиль, що призводить до послаблення результуючої хвилі в різних точках простору [3—5]. Однак глушники зі сталими характеристиками, розрахованими під задану резонансну частоту, не завжди є ефективними — зміна режимів роботи двигуна викликає дрейф резонансної частоти, яка може виходити за межі діапазону, на який розраховано глушник (рис. 1) [6]. Тому розробка нових конструкцій глушників, які поєднували б у собі високу ефективність у всьому діапазоні частот, низький протитиск і не-

значні масово-габаритні параметри, нині є дуже актуальним завданням.

Можливим варіантом розв'язку проблеми є застосування системи придушення резонансних частот глушника з використанням спеціальних датчиків для зняття первинної інформації про динамічні процеси, які визначають рівень шуму. Природно, що для створення такої системи необхідні датчики, які були б працездатними у дуже агресивному середовищі. Так, наприклад, температура вихлопних газів дизельного двигуна варіюється в діапазоні 500...700°C, карбюраторного — 700...1000°C. При вході в глушник швидкість потоку вихлопних газів змінюється в діапазоні $V = 50 \dots 130$ м/с, а тиск в об'ємі досягає 0,1 МПа за зміни температури в діапазоні $T_0 = 290 \dots 500^\circ\text{C}$ [6].

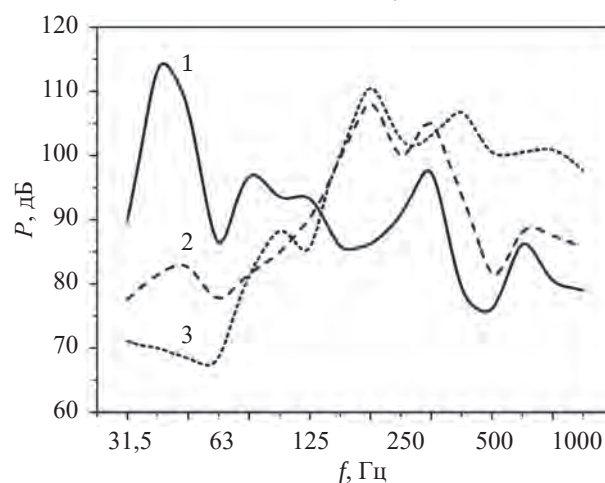


Рис. 1. 1/3-октавний спектр рівня звукового тиску P двигунів ВАЗ 2111 у різних режимах його роботи (за різних частот обертання, у об/хв):

1 — 1600; 2 — 5600; 3 — 5500

Метою цієї роботи є розробка високотемпературних датчиків тиску на основі тензорезисторів, виготовлених з ниткоподібних кристалів (НК) кремнію, для створення системи активного придушення шумів автомобільного глушника. Тензорезистори на основі НК кремнію мають унікальні механічні властивості, вони характеризуються високою чутливістю та можливістю роботи у різних амплітудно-частотних і температурних діапазонах до 500°C [8, 9].

Конструкція датчика

В основу конструкції датчика покладено систему «мембрана — шток — балка» (рис. 2). Принцип його роботи полягає у наступному. Під дією тиску P відбувається прогин мембрани 1, і переміщення її центру через шток 5 передається на балку 4 із тензорезисторами 3. При цьому балка зазнає деформації згину, а закріплені на ній тензорезистори — деформації стиску або розтягу залежно від місця їхнього розміщення.

Тензорезистори на основі НК Si p -типу провідності з питомим опором 0,005 Ом·см, які мають лінійну температурну залежність опору в широкому температурному діапазоні, підібрані в пари за значенням номінального опору і температурного коефіцієнта опору. Вони закріплюються на верхній та нижній поверхнях балки тензомодуля, а струмовідводи з платинових дротів діаметром 30 мкм приварюються до метало-скляного виводу, вбудованого у тензомодуль. Тензорезистори з'єднано у мостову схему, вихідний сигнал якої змінюється залежно від тиску, який сприймає мембрана датчика.

Для створення пружного елемента високотемпературного датчика використано сплав 29НК з коефіцієнтом термічного розширення (КТР) близьким до КТР кремнію. Для закріплення тензорезисторів обрано склоприпой C51-1 з КТР $\approx 4,9 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ та температурою розм'якшення приблизно 750°C. Використання комбінації «кремнієвий тензорезистор — склоприпой — ковар» з близькими КТР дозволило мінімізувати

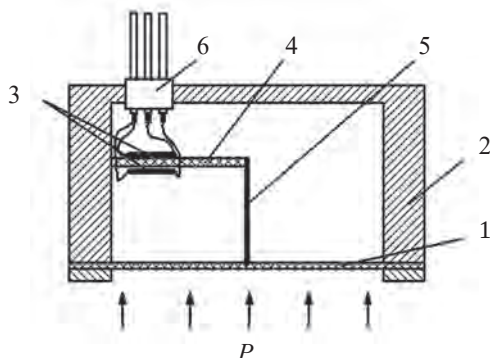


Рис. 2. Конструкція датчика тиску:

1 — мембрана; 2 — корпус; 3 — тензорезистори; 4 — балка; 5 — шток; 6 — струмовідводи

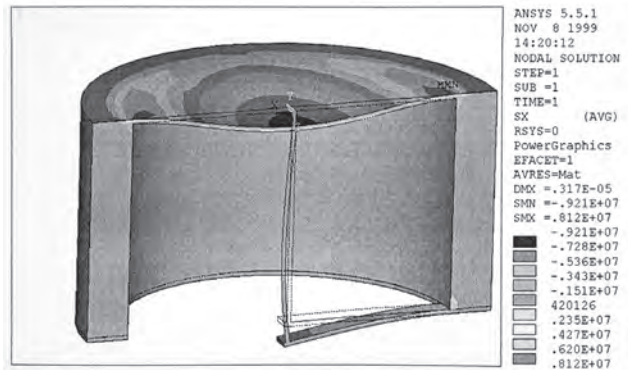


Рис. 3. Розподіл механічних напружень у датчику тиску

ти температурні напруження та забезпечити стабільність роботи датчика за високих температур.

Для оптимізації конструкції датчика тиску проводилось комп'ютерне моделювання розподілу механічних напружень і деформацій в системі «мембрана — шток — балка», яке виконувалося за методом скінчених елементів з використанням програми ANSYS [9]. Розрахунок проводився в ізотропному наближенні: вважалося, що всі елементи конструкції датчика виготовлено із ковара 29НК з модулем Юнга $E = 140 \cdot 10^9 \text{ Па}$ та коефіцієнтом Пуассона $\nu = 0,3$. На рис. 3 наведено результати розрахунків механічних напружень в елементах конструкції датчика тиску. Такі розрахунки дозволили вибрати оптимальну конфігурацію та розміри штока, щоб забезпечити необхідні частотні характеристики системи, а також зменшити її нелінійність.

Для усунення впливу великих вібраційних навантажень і кислотної дії середовища корпус датчика виготовлено з коварового сплаву, а всі з'єднання виконуються за допомогою лазерного зварювання. Жорстке з'єднання всіх елементів датчика сприяє підвищенню його власної частоти та стійкості до вібрацій. Мембрану датчика виготовлено зі сплаву типу 44НХТЮ з високими пружними властивостями та малим температурним коефіцієнтом модуля пружності. На рис. 4 наведено зовнішній вигляд датчика тиску, призначеного для вимірювання тиску



Рис. 4. Зовнішній вигляд датчика тиску

у діапазоні від 0 до 400 кПа за температури у діапазоні до 450°C.

Результати досліджень датчика тиску

В результаті проведених досліджень отримано залежності, представлені на **рис. 5, 6**.

З наведених на **рис. 5** характеристик зрозуміло, що у статичному режимі вимірювання вихідний сигнал датчика має лінійну залежність від тиску за різних температур у діапазоні від 20 до 450°C. Розрахована нелінійність вихідної характеристики становить близько 0,1%.

Дослідження динамічних характеристик датчиків тиску проводилося на спеціальному стенді, призначеному для вимірювань амплітудно- і фазо-частотних характеристик датчиків тиску, у діапазоні частот від 30 Гц до 8 кГц [11]. Система вимірювання пульсацій тиску складається з датчиків тиску (контрольного та досліджуваного), вимірювальних підсилю-

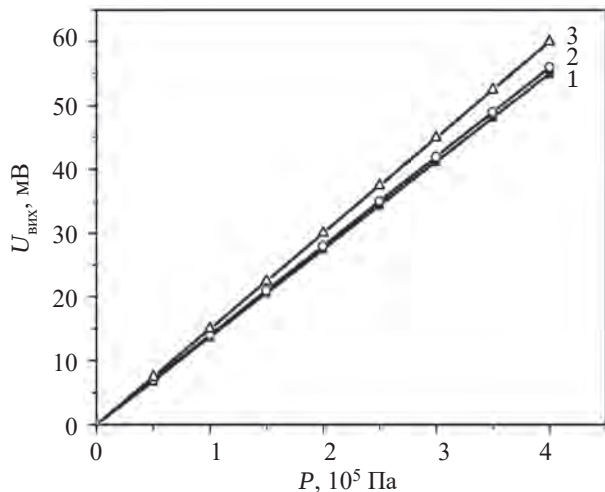


Рис. 5. Вихідні характеристики датчика тиску за різних температур:
1 — 20°C; 2 — 300°C; 3 — 450°C

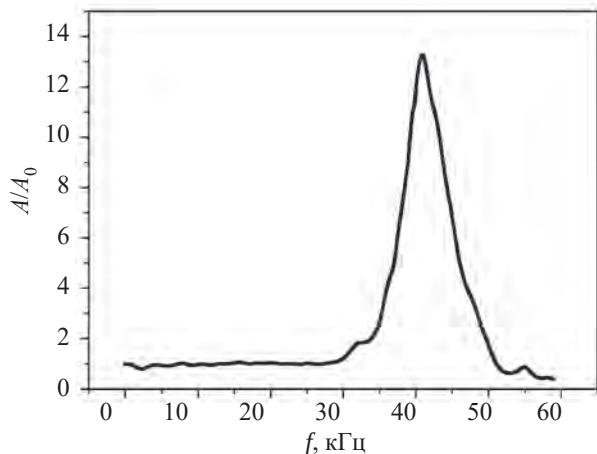


Рис. 6. Амплітудно-частотна характеристика датчика тиску

вачів та багатоканального реєструючого пристрою ТЕСЛА ЕАМ-500.

Амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) датчика тиску досліджувалися методом їхнього порівняння з АЧХ контрольного датчика тиску фірми "Kulite" [12]. Наведена на **рис. 6** АЧХ визначалась як відношення між амплітудами досліджуваного (A) та контрольного (A_0) датчиків тиску. Резонансна частота досліджуваного датчика тиску становить близько 4400 Гц.

Градуювання датчика тиску показало, що його електромеханічна частина є якісною, та дало змогу визначити похибку вимірювань у діапазоні температури від 20 до 900°C, яка становить $\pm 0,5\%$, а додаткова температурна похибка — менш ніж 0,03%/K.

Система придушення шуму в глушнику

Проведені дослідження дозволили розробити активну систему придушення шуму в глушнику вихлопу двигунів внутрішнього згорання (ДВЗ), схема якої представлена на **рис. 7**.

Датчик опорного звукового сигналу 1 на вході глушника та датчик залишкового звукового сигналу 6 в зоні виходу потоку вихлопних газів фіксують рівень шуму. В результаті обробки блоком 3 управління цими сигналами формується додатковий сигнал. Цей сигнал через підсилювач відправляється на електромагніт-соленоїд 4, який керує положенням діафрагми 5, що визначає об'єм буферної камери 2. Така конструкція дозволяє динамічно змінювати резонансну частоту буферної камери залежно від режиму роботи двигуна, що призводить до покращення його шумових характеристик.

Для оцінки ефективності роботи як усієї системи випуску, так і її окремих елементів найбільш інформативним параметром є втрата передачі звукових хвиль TL (transmission loss), оскільки вона не

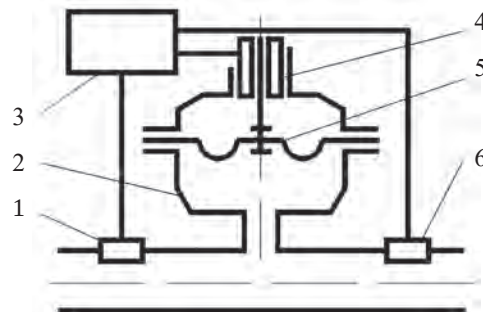


Рис. 7. Комбінована система придушення шуму в глушнику:

1 — тензодатчик опорного сигналу; 2 — додаткова буферна камера; 3 — блок управління; 4 — електромагніт-соленоїд; 5 — діафрагма; 6 — тензодатчик залишкового сигналу

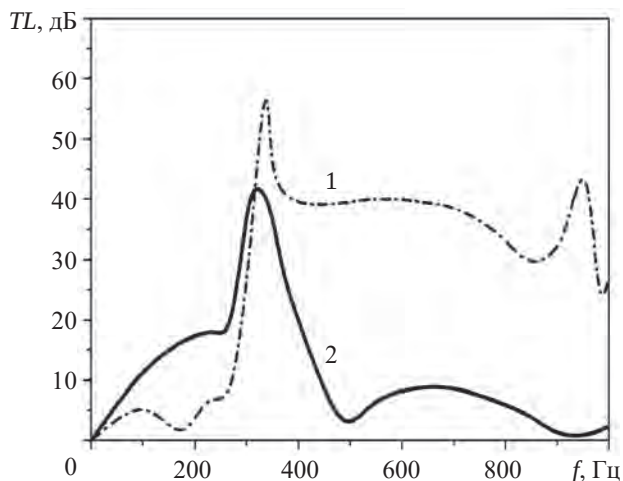


Рис. 8. Втрата передачі звукових хвиль глушника:
1 — без додаткової буферної камери; 2 — з додаткової буферною камерою

залежить від акустичних умов на вході та виході системи випуску:

$$TL = 10 \lg(W_{in} / W_{out}),$$

де W_{in} , W_{out} — потужність звукових хвиль, відповідно, на вході та виході глушника за погодженого вхідного та вихідного навантаження [13].

Використання в глушниках вихлопу ДВЗ розробленої додаткової резонаторної камери зі змінним об'ємом дозволило зменшити резонансні явища в зоні низькочастотних пульсацій тиску вихлопних газів з 57 до 43 Гц при дрейфі частоти в межах 310...350 Гц, що значно покращило його шумові характеристики (рис. 8).

Висновки

Розроблені високотемпературні датчики тиску на основі тензорезисторів з ниткоподібних кристалів кремнію дозволили реалізувати систему динамічної зміни об'єму резонаторної камери у глушнику вихлопу відпрацьованих газів двигунів внутрішнього згорання. Проведені експериментальні дослідження показали високу надійність датчиків (вони витримують понад 10^7 циклів навантаження-розвантаження при деформації тензорезисторів $1 \cdot 10^{-3}$ відносних одиниць). Використання спеціальних сплавів типу 29НК для виготовлення пружних елементів та склоприпою С51-1 для закріплення тензорезисторів забезпечило працездатність датчиків тиску в умовах високих температур (до 450°C) зі збереженням їхніх високих ме-

трологічних параметрів. Завдяки застосуванню таких датчиків в системі динамічної зміни об'єму резонаторної камери в глушнику вихлопу відпрацьованих газів зменшилися резонансні явища в зоні низькочастотних пульсацій тиску, що значно покращило шумові характеристики двигуна.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Munjal M.L. Analysis and design of pod silencers. *Journal of Sound and Vibration*, 2003, vol. 262, № 3, pp.497–507.
2. Комкин А.И., Куличев И.Н., Сухоруков В.А. Анализ акустических характеристик глушителей шума. *Научно-технические достижения и передовой опыт в автомобилестроении*, НИИ стандартов селхозмаш, Москва, 1991, вып. 7, с. 9–12.
3. Potente D. General design principles for an automotive muffler. *Proceedings of Acoustics*, Busselton, Western Australia, 2005, p. 153–158.
4. Белоцерковский С. В., Тольский В. Е. Автомобильные глушители: современные требования, тенденции развития, методы расчета и испытаний. *Электронный журнал "Техническая акустика"*, <http://ejta.org>, 2001, 4.
5. Васильев А.В. Акустическое моделирование и комплексное снижение шума автомобильных двигателей внутреннего сгорания. Самара, Издательство Самарского научного центра РАН, 2004, 296 с.
6. Васильев А.В. Снижение низкочастотного шума и вибрации силовых и энергетических установок. *Механика и машиностроение*, 2003, т. 5, № 2, с. 419–429.
7. Лубяченко А.А. Приближенные физико-математические модели газодинамических и аэроакустических процессов в глушителях шума выпуска ДВС. *NOISE Theory and Practice*, т. 1, № 2, с. 72–83.
8. Druzhinin A., Kutrakov A., Lavitska E., Maryamova I. High temperature pressure sensors based on silicon microcrystals. *Труды 6-й междунар. конф. «Теория и техника передачи, приема и обработки информации»*. Туапсе, Россия, Харьков, ХТУРЭ, 2000, с. 451–453.
9. Дружинин А. О., Мар'ямова І. Й., Кутраков О. П., Лях-Кагуй Н. С. Ниткоподібні кристали кремнію для сенсорної електроніки. *Фізика і хімія твердого тіла*, 2011, т. 12, № 4, с. 1078–1084.
10. Altabay W.A., Noori M., Wang L. *Using ANSYS for Finite Element Analysis. Vol. 1. A Tutorial for Engineers*, New York, Momentum Press, 2018, 193 p.
11. Дружинин, А.О., Мар'ямова І.Й., Кутраков О.П. Датчики механічних величин на основі ниткоподібних кристалів кремнію, германію та сполук A_3B_5 . Львів, Вид-во Львівська політехніка, 2015, 232 с.
12. Ned A. A., Kurtz A. D., Beheim G. et. al. Improved SiC Leadless Pressure Sensors for High Temperature, Low and High Pressure Applications. *Kulite Semiconductor Products, Inc. Twenty-First Transducer Workshop*. Lexington, Maryland, 2004, 10 p.
13. Комкин А.И. Оптимизация реактивных глушителей шума. *Акустический журнал*, 2010, т. 56, № 3, с. 373–379.

Дата надходження рукопису
до редакції 10.02 2021 р.

SILICON WHISKER PRESSURE SENSORS FOR NOISE REDUCTION
IN SILENCERS

The article contains the results of research and development of a system for active noise damping of an automobile engine. The main source of noise from a running engine is exhaust noise. The frequency spectrum of this sound has a pronounced low-frequency character, which explains its weak absorption when the sound is propagating in open spaces. A possible solution to this problem is to use an active system for suppressing the resonant frequencies of the muffler using strain gauges to read the primary information about the dynamic processes that determine the noise level.

It is for such active noise suppression systems that the authors develop a high-temperature pressure sensor based on strain gauges made of silicon whiskers. Such strain gauges have unique mechanical properties, are characterized by high sensitivity and the ability to operate in various amplitude-frequency and temperature ranges up to 500°C. The study of the dynamic characteristics of pressure sensors made it possible to confirm the quality of its electromechanical part and determine that the measurement error of the sensor is ± 0.5 in the temperature range of 20 to 500°C.

The active noise suppression system is a buffer tank whose volume changes in accordance with signals from pressure sensors. This design makes it possible to dynamically change the resonant frequency of the buffer capacitance depending on the operating modes of the engine, which leads to a decrease in its noise characteristics.

Using the developed additional resonator chamber with a variable volume in the exhaust muffler of an internal combustion engine made it possible to reduce resonance phenomena in the zone of low-frequency pulsations of the exhaust gas pressure from 57 to 43 Hz with a frequency drift in the range of 310 to 350 Hz, which significantly improved its noise characteristics.

Keywords: automobile mufflers, active noise suppression, pressure sensors, whiskers.

REFERENCES

1. Munjal M.L. Analysis and design of pod silencers. *Journal of Sound and Vibration*, 2003, vol. 262, № 3, pp.497–507.
2. Komkin A.I., Kulichev I.N., Sukhorukov V.A. Analysis of acoustic characteristics of silencers. *Nauchno-tehnicheskie dostigneniya i peredovoy opyt v avtomobilestroenii*, Research institutes Standartavtoselhoz mash, Moscow, 1991, vol.7, pp. 9–12. (Rus)
3. Potente D. General design principles for an automotive muffler. *Proceedings of Acoustics*, Busselton, Western Australia, 2005, pp. 153–158.
4. Belotserkovsky S. V., Tolskiy V. E. The Automobile Mufflers: the Modern Requirements. Tendencies of Development, Methods of Calculations and Tests, *Electronic Journal Technical Acoustics*, 2001, 4. (Rus)
5. Vasil'yev A.V. Acoustic modeling and integrated noise reduction for automotive internal combustion engines, Samara, Publishing House of the Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences, 2004, 296 p. (Rus)
6. Vasil'ev A. V. Reducing low-frequency noise and vibration of power and powerplants. *Mechanics and Mechanical Engineering*, 2003, vol. 5, no. 2, pp. 419–429. (Rus)
7. Lubyanchenko A. A. Approximate physical and mathematical models of gas-dynamic and aeroacoustic processes in mufflers of engine exhaust noise. *NOISE Theory and Practice*, vol. 1, no. 2, pp.72–83. (Rus)
8. Druzhinin A., Kuttrakov A., Lavitska E., Maryamova I. High temperature pressure sensors based on silicon microcrystals. *Proceedings of the 6th Intern. conf. "Theory and technique of transmission, reception and processing of information"*, Tuapse, Russia, Kharkov, KhTURE, 2000, pp. 451–453.
9. Druzhinin A. O., Maryamova I. Y., Kuttrakov O. P., Lyakh-Kaguy N. S. Silicon microcrystals for touch electronics. *Solid State Physics and Chemistry*, 2011, vol. 12, no 4, pp. 1078–1084. (Ukr)
10. Altabay W.A., Noori M., Wang L. *Using ANSYS for Finite Element Analysis. Vol. 1. A Tutorial for Engineers*, New York, Momentum Press, 2018, 193 p.
11. Druzhinin A. O., Maryamova I. Y., Kuttrakov O. P. *Sensors of Mechanical Quantities Based on Filamentary Crystals of Silicon, Germanium and Compounds A_3B_5* , Ukraine, Lviv, Publisher House of Lviv Polytechnic National University, 2015, 232 p. (Ukr)
12. Ned A. A., Kurtz A. D., Beheim G. et. al. Improved SiC Leadless Pressure Sensors for High Temperature, *Low and High Pressure Applications. Kulite Semiconductor Products, Inc. Twenty-First Transducer Workshop*. Lexington, Maryland, 2004, 10 p.
13. Komkin A.I. Optimization of jet silencers. *Acoustic journal*, 2010, vol. 56, no. 3, pp. 373–379. (Rus)

Опис статті для цитування:

Дружинін А. О., Кутраков О. П., Зінко Р. О. Датчики тиску на основі ниткоподібних кристалів кремнію для зниження шумових параметрів автоглушників. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2021, № 1–2, с. 28–32. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.28>

Cite the article as:

Druzhinin A. A., Kuttrakov A. P., Zinko R. V. Silicon whisker pressure sensors for noise reduction in silencers. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 28–32. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.28>

К. ф.-м. н. Т. Т. КОВАЛЮК^{1, 2}, д. ф.-м. н. М. М. СОЛОВАН¹, д. ф.-м. н. П. Д. МАР'ЯНЧУК¹

Україна, ¹Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича;

Czech Republic, ²Charles University in Prague

E-mail: t.kovalyuk@chnu.edu.ua

ЕЛЕКТРИЧНІ ТА ФОТОЕЛЕКТРИЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ГЕТЕРОПЕРЕХОДІВ MoN/p-CdTe ТА MoN/n-CdTe

Досліджено електричні та фотоелектричні властивості гетероструктур MoN/p-CdTe та MoN/n-CdTe, отриманих методом магнетронного осадження тонких плівок MoN та ІТО на підкладки CdTe з різним типом провідності. Встановлено, що в обох випадках домінуючим механізмом струмопереносу при прямих зміщеннях є тунельно-рекомбінаційний. Показано, що кращі фотоелектричні параметри має гетероструктура MoN/p-CdTe, а саме: напруга холостого ходу $V_{oc} = 0,4$ В, струм короткого замикання $I_{sc} = 24,6$ мА/см² за інтенсивності освітлення 80 мВт/см².

Ключові слова: CdTe, нітрид молібдену, гетероперехід, тонка плівка, механізми струмопереносу.

Найперспективнішим матеріалом для створення перетворювачів сонячного випромінювання є сполука телуриду кадмію CdTe [1]. Це насамперед пов'язано з шириною забороненої зони CdTe, яка складає 1,5 еВ при 300 К, що є оптимальним для перетворення сонячної енергії в електричну [2]. CdTe — прямо-зонний напівпровідник, він має досить великий коефіцієнт поглинання ($> 10^5$ см⁻¹) [3], і саме тому його можна використовувати у вигляді тонких плівок, достатніх для інтенсивного поглинання світла. На відміну від багатьох інших напівпровідників сімейства A^{II}B^{VI} телурид кадмію може бути отриманий як *n*-, так і *p*-типу провідності. На основі телуриду кадмію існують різні типи сонячних елементів: з гомогенним переходом, бар'єром Шотткі та інші [4].

Тонкі плівки нітриду молібдену (MoN), зі свого боку, мають високу електричну провідність, високу температуру плавлення та хорошу хімічну стабільність. Вони знайшли успішне практичне застосування як дифузійний бар'єр між кремнієм і мідними електродами в мікроелектроніці [5], широко використовуються як надпровідникові однофотонні детектори (SNSPD) [6], а завдяки своїм фізичним властивостям є перспективними для виготовлення поверхнево бар'єрних структур [7].

Прозорий провідний оксид In₂O₃, легований атомами Sn (indium tin oxide, ІТО), використовується для виготовлення пристроїв зображення інформації, органічних та неорганічних світлодіодів, сонячних батарей, тонкопліткових транзисторів, газових сенсорів [8]. Цьому сприяють і його особливі властивості — висока (до 90%) прозорість у видимій області спектра та висока електропровідність, і розвинуті технології виготовлення плівок.

Враховуючи вище сказане, а також фізичні властивості плівок MoN та ІТО, було вирішено дослідити електричні та фотоелектричні характеристики гетероструктур, створених шляхом нанесення тонких плівок на кристалічні підкладки CdTe *p*- та *n*-типів провідності методом реактивного магнетронного розпилення.

Зразки для досліджень та методика проведення експерименту

Для виготовлення досліджуваних структур використовувалися підкладки кристалів CdTe *p*- та *n*-типу провідності.

Підкладки CdTe *p*-типу провідності вирощували методом Бріджмена за малого тиску парів кадмію ($P_{Cd} = 0,02$ атм). Значення питомої електропровідності σ та концентрації носіїв зарядів *p* отриманих кристалів за кімнатної температури ($T = 295$ К) складали $\sigma = 8,9 \cdot 10^{-2}$ Ом⁻¹·см⁻¹ та $p = 7,2 \cdot 10^{15}$ см⁻³. Глибина залягання рівня Фермі для *p*-CdTe ($E_F - E_v = 0,105$ еВ) визначається з відомого виразу для концентрації рівноважних дірок

$$p = 2 \left(\frac{2\pi m_p kT}{h^2} \right)^{3/2} \exp \left(-\frac{(E_F - E_v)}{kT} \right), \quad (1)$$

де m_p — ефективна маса дірки;

k — стала Больцмана;

h — стала Планка.

Підкладки *n*-CdTe вирощували методом Бріджмена за високого тиску парів кадмію. Питома електропровідність отриманих кристалів $\sigma = 2,43$ Ом⁻¹·см⁻¹, густина вільних електронів $n = 1,92 \cdot 10^{16}$ см⁻³ та рух-

ливність $\mu_n = 775,2 \text{ cm}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$, положення рівня Фермі для $n\text{-CdTe}$ становить $E_c - E_F = 0,1 \text{ eV}$.

Гетеропереходи виготовлялись нанесенням плівок MoN на поверхню підкладки CdTe (типорозміром $7\times7\times1 \text{ mm}$) в універсальній вакуумній установці Leybold Heraeus L560 за допомогою реактивного магнетронного розпилення в атмосфері суміші аргону з азотом при постійній напрузі.

Підкладки CdTe розміщувалися на столику, який обертався під час наплення, щоб забезпечити рівномірну товщину плівки. Для видалення неконтрольованого забруднення (органічні домішки, власний оксид) поверхні мішені та підкладки піддавалися короточасному бомбардуванню іонами аргону. Перед осадженням вакуумну камеру було відкачано до тиску $5\cdot 10^{-5}$ мбар. Потужність магнетрона складала 30 Вт, тривалість процесу наплення — 1,5 хв, температура підкладок — приблизно 370 К.

Газова суміш формувалася у необхідній пропорції з двох незалежних джерел в процесі наплення, під час якого у вакуумній камері парціальні тиски аргону та азоту складали по 0,3 Па.

Після закінчення процесу наплення тонких плівок MoN вакуумна камера поступово охолоджувалася до кімнатної температури, потім відкривалася для заміни молибденової мішені на мішень ІТО ($\text{In}_2\text{O}_3 - \text{SnO}_2$ 90:10 за масою).

Тонкі плівки ІТО отримували методом магнетронного розпилення мішені ІТО в атмосфері аргону при постійній напрузі. Протягом процесу наплення тиск аргону у вакуумній камері становив 0,4 Па, потужність магнетрона встановлювалася на рівні 30 Вт, процес наплення тривав 5 хв, температура підкладок становила 420 К.

Фронтальний електричний контакт з тонкою плівкою виготовляли за допомогою срібної струмопровідної пасти.

Однією з основних перешкод у виготовленні сонячних елементів на основі $p\text{-CdTe}$ є створення тилового омичного контакту, оскільки немає металів, які б формували омичний контакт з $p\text{-CdTe}$ без додаткової обробки поверхні телуриду кадмію. Тому при виготовленні експериментальних зразків контактна площадка піддавалася бомбардуванню іонами аргону у вакуумній камері для формування p^+ -області. Після обробки поверхні на неї послідовно напиляли шар оксиду молибдену та молибдену. Детальніше методику створення омичних контактів до $p\text{-CdTe}$ описано у [9].

При формуванні тилового електричного контакту до підкладки $n\text{-CdTe}$ осаджували шар Cu шляхом його відновлення з водного розчину CuSO_4 з подальшим вплавленням індію.

Вимірювання вольт-амперних характеристик (ВАХ) гетероструктур проводилося за стандартною методикою з використанням джерела постійного

струму BVP Electronics, точного мультиметра Fluke 5545A, вольтметра Picotest M3500A.

Товщину тонких плівок вимірювали за допомогою інтерферометра МІІІ-4 за стандартною методикою, вона складала 50 нм для MoN та 150 нм для ІТО.

Результати досліджень та їх обговорення

Оптичні властивості тонких плівок MoN та ІТО

З використанням спектрофотометра СФ-2000 було проведено дослідження спектральних залежностей коефіцієнта пропускання T_λ (рис. 1) тонких плівок MoN та ІТО, які є складовими створених гетеропереходів в діапазоні довжини хвиль від 200 до 1100 нм.

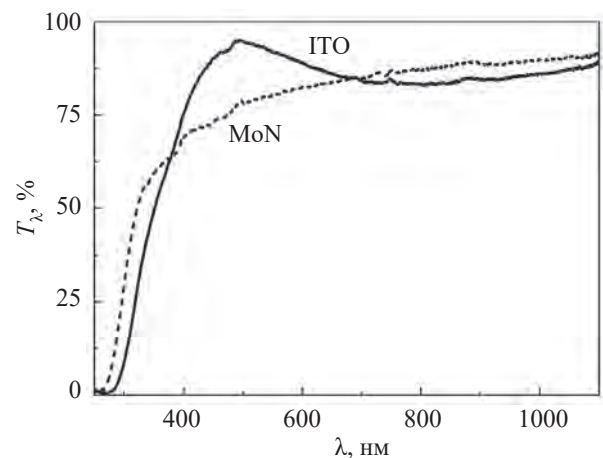


Рис. 1. Спектральні залежності коефіцієнтів пропускання тонких плівок MoN та ІТО

З рис. 1 видно, що досліджувані плівки MoN та ІТО мають досить високий коефіцієнт пропускання світла у видимому діапазоні, який сягає майже 90%, що в свою чергу забезпечує можливість їхнього ефективного використання для виготовлення фотоелектричних приладів.

Електричні властивості гетероструктури MoN/CdTe

Вольт-амперні характеристики анізотипних MoN/ $p\text{-CdTe}$ та ізотипних MoN/ $n\text{-CdTe}$ гетероструктур, отриманих за кімнатної температури, представлено на рис. 2. Як видно, досліджувані структури мають випрямляючі властивості.

Екстраполяцією лінійних ділянок ВАХ до перетину з віссю напруги визначено значення висоти потенціального бар'єра ϕ_0 для досліджуваних гетероструктур: для MoN/ $p\text{-CdTe}$ $\phi_0 = 0,51 \text{ eV}$, для MoN/ $n\text{-CdTe}$ $\phi_0 = 0,33 \text{ eV}$. Більші значення ϕ_0 для MoN/ $p\text{-CdTe}$ обумовлюються різним типом провідності компонентів гетеропереходу, що забезпечило більшу різницю робіт виходу електронів.

Оскільки висота потенціального бар'єра гетероструктури MoN/ $p\text{-CdTe}$ більша, ніж MoN/ $n\text{-CdTe}$, для

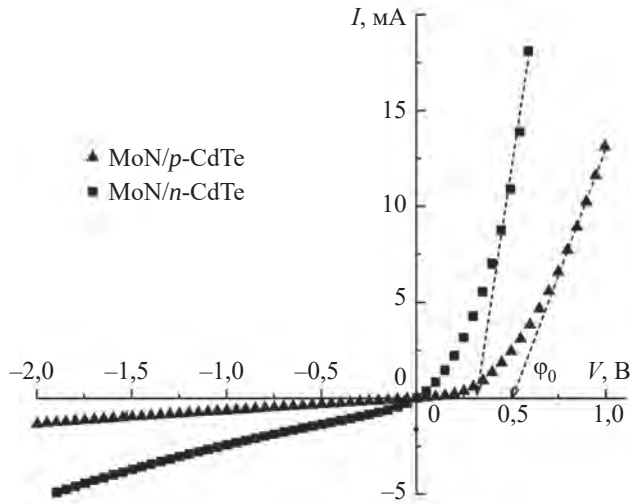


Рис. 2. ВАХ гетероструктур MoN/CdTe, отримані за $T = 298 \text{ K}$

неї було вирішено дослідити температурні залежності ВАХ. Результати наведено на **рис. 3**.

Встановлено, що температурна залежність висоти потенціального бар'єра гетероструктури MoN/p-CdTe добре описується рівнянням

$$\phi_0(T) = \phi_0(0) + \beta_\phi T, \quad (2)$$

де $\phi_0(0)$ — висота потенціального бар'єра MoN/p-CdTe за абсолютного нуля температури, $\phi_0(0) = 1,31 \text{ eV}$;

β_ϕ — температурний коефіцієнт висоти потенціального бар'єра, $\beta_\phi = 2,7 \cdot 10^{-3} \text{ eV/K}$.

Величини послідовного R_s і шунтуючого R_{sh} опорів досліджуваної гетероструктури визначали із залежності її диференційного опору R_{dif} від напруги (**рис. 4**). Менші значення послідовного опору R_s для гетероструктури MoN/n-CdTe, ніж для MoN/p-CdTe, обумовлено меншим питомим опором базового мате-

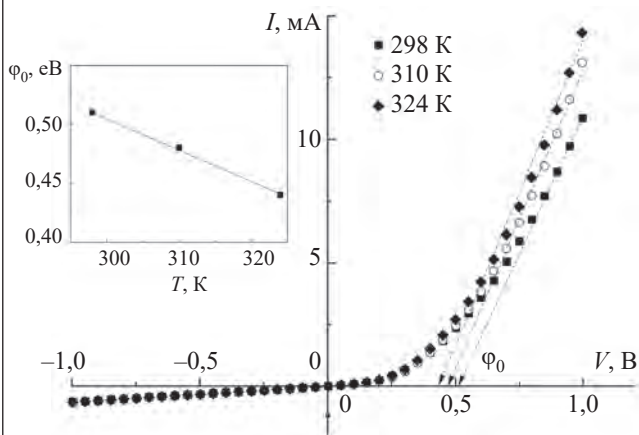


Рис. 3. ВАХ гетероструктури MoN/p-CdTe за різних температур та температурна залежність висоти потенціального бар'єра (див. вставку)

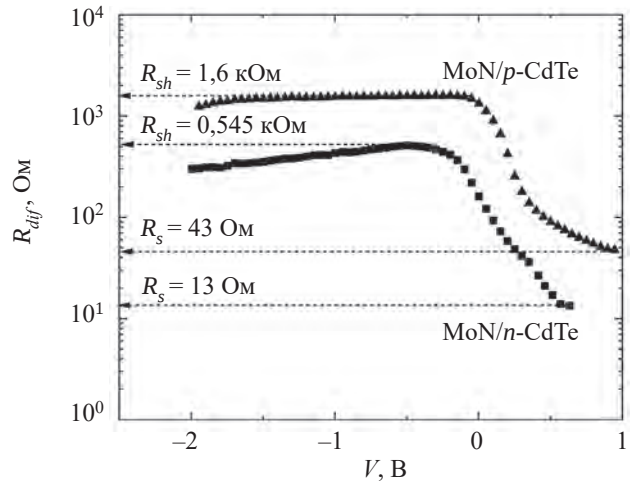


Рис. 4. Залежність диференційного опору гетероструктур MoN/p-CdTe та MoN/n-CdTe від напруги за $T = 298 \text{ K}$

ріалу (n-CdTe), а шунтуючого опору R_{sh} — внаслідок формування гетеропереходу гіршої якості.

Домінуючі механізми струмопереносу

Прямі гілки ВАХ досліджуваних гетероструктур у напівлогарифмічних координатах представлено на **рис. 5**. Як видно з рисунку, в області прямих зміщень,

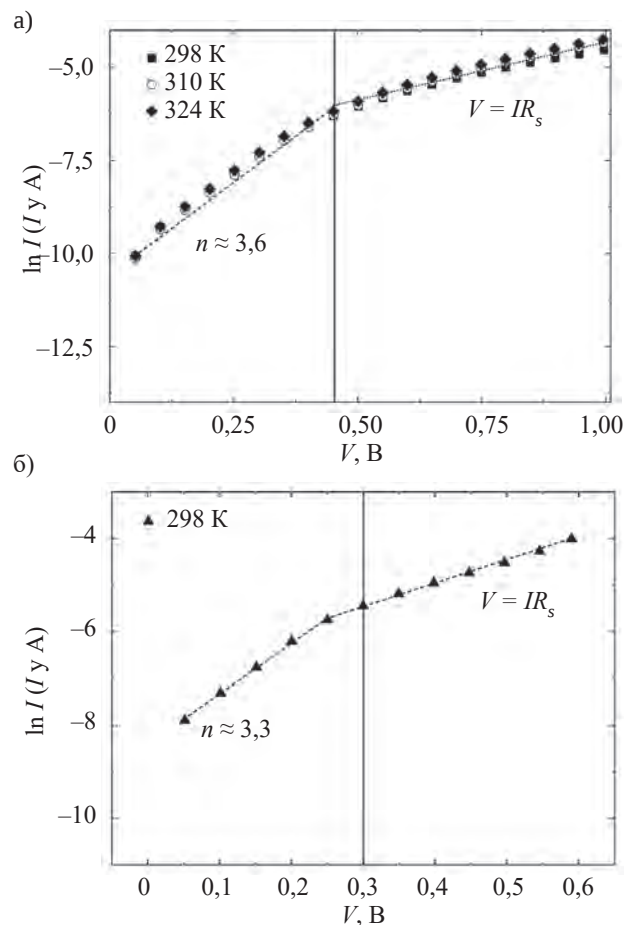


Рис. 5. Прямі гілки ВАХ гетероструктур, отримані за різних температур для MoN/p-CdTe (a) та за кімнатної для MoN/n-CdTe (б)

$V > 3kT/e$, спостерігаються прямолінійні ділянки, що свідчить про експоненційну залежність струму від напруги. Оскільки нахил ($\Delta \ln I / \Delta V$) прямолінійних ділянок ($3kT/e < V < 0,45$ В) не залежить від температури, а визначений коефіцієнт неідеальності $n = 3,6$ для MoN/p-CdTe та $n = 3,3$ для MoN/n-CdTe, єдиним обґрунтованим механізмом струмопереносу можна вважати тунельно-рекомбінаційний [10], оскільки при генераційно-рекомбінаційному механізмі струмопереносу спостерігається температурна залежність нахилу прямолінійних ділянок ВАХ, а значення показника неідеальності дорівнюють 2. Однією з причин домінування тунельно-рекомбінаційного механізму струмопереносу є велика концентрація поверхневих станів через розбіжність періодів кристалічної ґратки компонентів гетеропереходу. Поверхневі стани утворюють у забороненій зоні базового матеріалу енергетичні рівні, через які можуть відбуватися процеси тунелювання та рекомбінації.

Фотоелектричні властивості гетероструктур MoN/CdTe

На рис. 6 представлено темнову та світлову ВАХ досліджуваних гетероструктур у напівлогарифмічному масштабі. Тут видно, що для обох випадків при освітленні білим світлом інтенсивністю 80 мВт/см^2 зворотний струм I_{light} зростає в порівнянні з його величиною у темряві I_{dark} . Визначені із залежності $I = f(V)$ параметри гетероструктур, такі як напруга холостого ходу V_{oc} та струм короткого замикання I_{sc} , мали наступні значення:

- для MoN/p-CdTe $V_{oc} = 0,4$ В, $I_{sc} = 24,6 \text{ мА/см}^2$;
- для MoN/n-CdTe $V_{oc} = 0,15$ В, $I_{sc} = 6,8 \text{ мА/см}^2$.

Оцінити продуктивність фотоприймача більш кількісно можна за допомогою визначення чутливо-

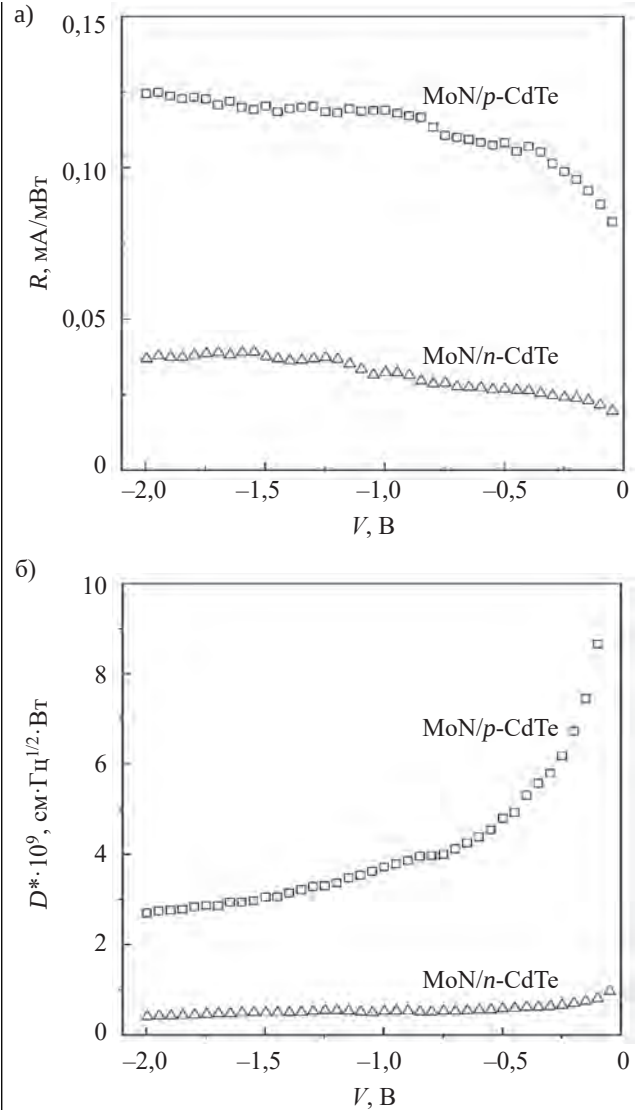


Рис. 7. Залежності чутливості R та детективності D^* фотоприймача від напруги

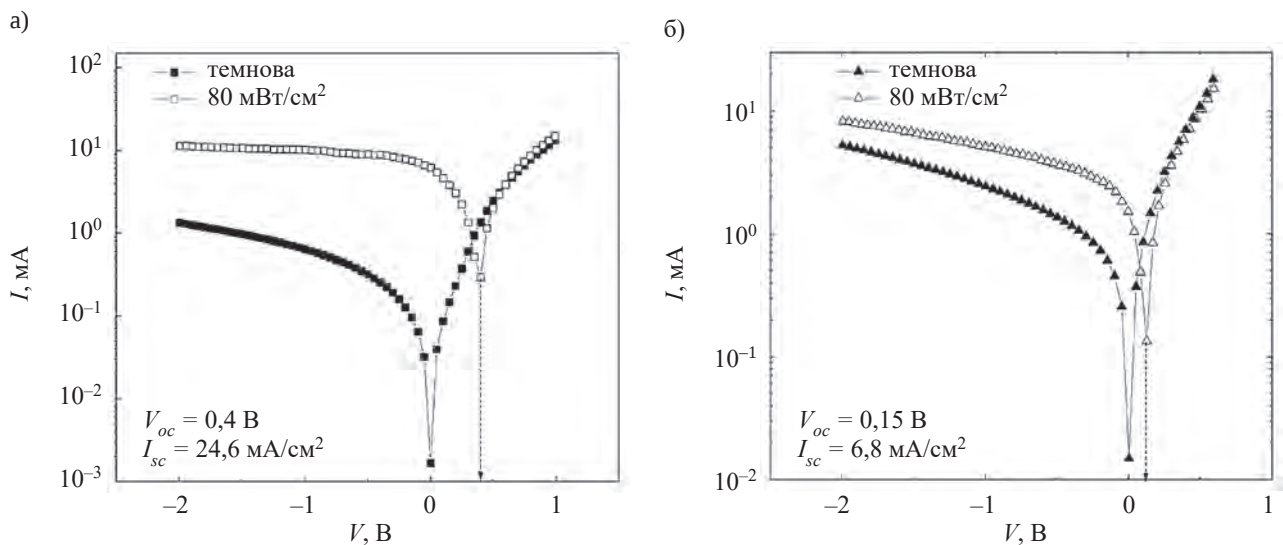


Рис. 6. Темнова та світлова ВАХ гетероструктур MoN/p-CdTe (а) та MoN/n-CdTe (б)

сті R та детективності D^* , які показують його чутливість до падаючого випромінювання:

$$R = \frac{I_{\text{light}} - I_{\text{dark}}}{P_{\text{opt}}}, \quad (3)$$

$$D^* = \sqrt{\frac{A}{2qI_{\text{dark}}}} \cdot R, \quad (4)$$

де P_{opt} — інтенсивність випромінювання при освітленні білим світлом;

A — активна площа фотоприймача.

На рис. 7 приведено графіки функцій $R = f(V_{\text{rev}})$ та $D^* = f(V_{\text{rev}})$, з яких видно, що чутливість R для двох гетероструктур плавно збільшується при зростанні зворотного зміщення, що обумовлено розширенням області просторового заряду (і висоти потенціального бар'єру), внаслідок чого зростає ефективність розділення фотогенерованих електрон-діркових пар. Детективність D^* , яка описує нормовану потужність опромінення, необхідну для отримання сигналу від фотоприймача на рівні шуму, зменшується при збільшенні зворотного зміщення, що обумовлено зростанням темного зворотного струму I_{dark} . При цьому фотоелектричні параметри кращі у гетероструктурі $\text{MoN}/p\text{-CdTe}$.

Висновки

Дослідження гетероструктур $\text{MoN}/p\text{-CdTe}$ та $\text{MoN}/n\text{-CdTe}$, виготовлених методом реактивного магнетронного напылення тонких плівок MoN , ІТО на підкладки з кристалів CdTe p - та n -типу провідності, показали наступне. Значення висоти потенціального бар'єру є більшими для гетероструктури $\text{MoN}/p\text{-CdTe}$, що обумовлено різним типом провідності компонентів гетеропереходу. Домінуючим механізмом струмопереносу в обох досліджуваних гетероструктурах є тунельно-рекомбінаційний. Фотоелектричні параметри гетероструктури $\text{MoN}/p\text{-CdTe}$ є кращими, ніж $\text{MoN}/n\text{-CdTe}$. Для $\text{MoN}/p\text{-CdTe}$ напруга холостого ходу $V_{\text{oc}} = 0,4$ В, струм короткого замикання $I_{\text{sc}} = 24,6$ mA/cm^2 при інтенсивності освітлення 80 mWt/cm^2 . При цьому варто відзначити, що ці фотоелектричні параметри отримано для гетерострук-

тури, виготовленої без оптимізації технологічних умов. Очевидно, що така оптимізація призведе до підвищення ефективності фотоелектричного перетворення, і таку гетероструктуру можна буде успішно використовувати для виготовлення різних фотоелектричних напівпровідникових приладів (фотодіодів, сонячних елементів).

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Green M.A., Hishikawa Y., Warta W. et al. Solar cell efficiency tables (version 50). *Progress in Photovoltaics*, 2017, vol. 25, iss. 7, p. 668–676. <https://doi.org/10.1002/pip.2909>
2. Armani N., Ferrari C., Salviati G. et al. Defect-induced luminescence in high-resistivity high-purity undoped CdTe crystals. *J. Phys.: Condens. Matter*, 2002, vol. 14, iss. 48, p. 13203–13209. <https://doi.org/10.1088/0953-8984/14/48/369>
3. Krustoka J., Collanb H., Hjelb K. et al. Photoluminescence from deep acceptor-deep donor complexes in CdTe . *J. Luminesc.*, 1997, vol. 72–74, p. 103–105. [https://doi.org/10.1016/S0022-2313\(97\)00061-6](https://doi.org/10.1016/S0022-2313(97)00061-6)
4. Алферов Ж.И. История и будущее полупроводниковых гетероструктур. *ФТП*, 1998, №32/1, с. 3–18.
5. Jui-Chang C., Shuo-Lun T., Mao-Chieh C. Sputter-deposited Mo and reactively sputter-deposited Mo-N films as barrier layers against Cu diffusion. *Thin Solid Films*, 1999, vol. 346, iss. 1–2, p. 299–306. [https://doi.org/10.1016/S0040-6090\(98\)01728-3](https://doi.org/10.1016/S0040-6090(98)01728-3)
6. Hallett L., Charaev I., Agarwal A. et al. Superconducting MoN thin films prepared by DC reactive magnetron sputtering for nanowire single-photon detectors. *Superconductor Science and Technology*, 2021, vol. 34, 035012. <https://doi.org/10.1088/1361-6668/abda5f>
7. Solovan M.M., Maryanchuk P.D. Electrical and photoelectrical properties of $\text{MoN}/n\text{-Si}$ surface-barrier structures. *Radio physics and electronics*, 2019, vol. 24, iss. 2, p. 49–56. <https://doi.org/10.15407/rej2019.02.049>
8. Granqvist C.G., Hultaker A. Transparent and conducting ITO films: new developments and applications. *Thin Solid Films*, 2002, vol. 411, p. 1–5. [https://doi.org/10.1016/S0040-6090\(02\)00163-3](https://doi.org/10.1016/S0040-6090(02)00163-3)
9. Solovan M.N., Mostovyi A.I., Brus V.V. et al. Effect of surface treatment on the quality of ohmic contacts to single-crystal $p\text{-CdTe}$. *Journal of Surface Investigation: X-ray, Synchrotron and Neutron Techniques*, 2017, vol. 11, no. 1, p. 276–279. <https://doi.org/10.1134/S1027451017010347>
10. Solovan M.M., Gavaleshko N.M., Brus V.V. et al. Fabrication and investigation of photosensitive $\text{MoO}_x/n\text{-CdTe}$ heterojunctions. *Semiconductor Science and Technology*, 2016, vol. 31, no. 10, 105006. <https://doi.org/10.1088/0268-1242/31/10/105006>

Дата надходження рукопису
до редакції 01.12.2020 р.

ELECTRICAL AND PHOTOELECTRIC PROPERTIES
OF MoN/p-CdTe AND MoN/n-CdTe HETEROJUNCTIONS

Due to the physical properties of MoN and ITO thin films, it was decided to create MoN/p-CdTe and MoN/n-CdTe heterostructures and investigate their electrical and photoelectric properties. The method of reactive magnetron sputtering was used to create thin MoN and ITO films on single crystal CdTe substrates with different conductivity types. To manufacture test heterostructures, the following CdTe crystal substrates were used: 1) p-type conductivity, grown by Bridgman technique at low cadmium vapor pressures; 2) n-type conductivity, grown by Bridgman technique at high cadmium vapor pressures. During the deposition process, the argon pressure in the vacuum chamber was 0.4 Pa. The power of the magnetron was 30 W, the sputtering process continued 5 min at a substrate temperature of 150°C. I-V characteristics of the heterostructures at different temperatures were measured, the height of the potential barrier, the values of the series and shunt resistance were determined.

Electrical and photoelectric properties of the heterostructures were studied, and the dominant mechanisms of current transfer at forward displacements was established. The tunnel-recombination mechanism was found to be the dominant mechanism of current transfer in the MoN/p-CdTe and MoN/n-CdTe heterostructures.

It was shown that the photoelectric parameters for the MoN/p-CdTe heterostructure are higher than those for MoN/n-CdTe. MoN/p-CdTe heterojunctions have the following photoelectric parameters: open-circuit voltage $V_{oc} = 0.4$ V, short-circuit current $I_{sc} = 24.6$ mA/cm² at an illumination intensity of 80 mW/cm². This makes them a promising material for the manufacture of detectors of various radiation types.

Keywords: CdTe, molybdenum nitride, heterojunctions, thin film, current transport mechanisms. **Keywords:** CdTe, molybdenum nitride, heterojunctions, thin film, current transport mechanisms.

REFERENCES

1. Green M.A., Hishikawa Y., Warta W. et al. Solar cell efficiency tables (version 50). *Progress in Photovoltaics*, 2017, vol. 25, iss. 7, pp. 668–676. <https://doi.org/10.1002/pip.2909>
2. Armani N., Ferrari C., Salviati G. et al. Defect-induced luminescence in high-resistivity high-purity undoped CdTe crystals. *J. Phys.: Condens. Matter*, 2002, vol. 14, iss. 48, pp. 13203–13209. <https://doi.org/10.1088/0953-8984/14/48/369>
3. Krustoka J., Collanb H., Hjelb K. et al. Photoluminescence from deep acceptor-deep donor complexes in CdTe. *J. Luminesc.*, 1997, vol. 72–74, pp. 103–105. [https://doi.org/10.1016/S0022-2313\(97\)00061-6](https://doi.org/10.1016/S0022-2313(97)00061-6)
4. Alferov Zh. I. The history and future of semiconductor heterostructures. *Semiconductors* 1998, vol. 32, iss. 1, pp. 1–14. <https://doi.org/10.1134/1.1187350>
5. Jui-Chang C., Shuo-Lun T., Mao-Chieh C. Sputter-deposited Mo and reactively sputter-deposited Mo-N films as barrier layers against Cu diffusion. *Thin Solid Films*, 1999, vol. 346, iss. 1–2, pp. 299–306. [https://doi.org/10.1016/S0040-6090\(98\)01728-3](https://doi.org/10.1016/S0040-6090(98)01728-3)
6. Hallett L., Charaev I., Agarwal A. et al. Superconducting MoN thin films prepared by DC reactive magnetron sputtering for nanowire single-photon detectors. *Superconductor Science and Technology*, 2021, vol. 34, 035012. <https://doi.org/10.1088/1361-6668/abda5f>
7. Solovan M.M., Maryanchuk P.D. Electrical and photoelectrical properties of MoN/n-Si surface-barrier structures. *Radio physics and electronics*, 2019, vol. 24, iss. 2, pp. 49–56. <https://doi.org/10.15407/rej2019.02.049>
8. Granqvist C.G., Hultaker A. Transparent and conducting ITO films: new developments and applications. *Thin Solid Films*, 2002, vol. 411, pp. 1–5. [https://doi.org/10.1016/S0040-6090\(02\)00163-3](https://doi.org/10.1016/S0040-6090(02)00163-3)
9. Solovan M.N., Mostovyi A.I., Brus V.V. et al. Effect of surface treatment on the quality of ohmic contacts to single-crystal p-CdTe. *Journal of Surface Investigation: X-ray, Synchrotron and Neutron Techniques*, 2017, vol. 11, no. 1, pp. 276–279. <https://doi.org/10.1134/S1027451017010347>
10. Solovan M.M., Gavaleshko N.M., Brus V.V. et al. Fabrication and investigation of photosensitive MoO_x/n-CdTe heterojunctions. *Semiconductor Science and Technology*, 2016, vol. 31, no. 10, 105006. <https://doi.org/10.1088/0268-1242/31/10/105006>

Опис статті для цитування:

Ковалюк Т. Т., Солован М. М., Мар'янчук П. Д. Електричні та фотоелектричні властивості гетеропереходів MoN/p-CdTe та MoN/n-CdTe. Технологія та конструювання в електронній апаратурі, 2021, № 1–2, с. 33–38. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.33>

Cite the article as:

Kovaliuk T. T., Solovan M. N., Maryanchuk P. D. Electrical and photoelectric properties of MoN/p-CdTe and MoN/n-CdTe heterojunctions. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 33–38. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.33>

Д. ф.-м. н. С. В. ПЛАКСИН, Н. Е. ЖИТНИК, Р. Ю. ЛЕВЧЕНКО, С. Я. ОСТАПОВСКАЯ

Украина, г. Днепр, Институт транспортных систем и технологий НАН Украины

E-mail: levchenko.ruslana@westa-inter.com

МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ: КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

Выполнена систематизация и классификация электрохимических накопителей энергии по их контролируемым параметрам. Показано, что при работе накопителя в динамических режимах необходимо контролировать активационное сопротивление и активационную емкость, которые характеризуют нагрузочные способности накопителя. Обоснована необходимость применения импульсных методов контроля накопителя при его работе в динамических режимах и экспериментально показаны преимущества разработанного авторами одноимпульсного гальваностатического метода.

Ключевые слова: электрохимический накопитель энергии, импульсные методы контроля.

Важнейшим аспектом эксплуатации систем бесперебойного гарантированного энергоснабжения является контроль параметров накопителя энергии. Независимо от типа электрохимической системы, на основе которой создан накопитель, в процессе эксплуатации внешние воздействия существенно изменяют его основные параметры: доступная емкость снижается, внутреннее сопротивление растет, ЭДС может снижаться и выходить за рамки рабочего диапазона, а саморазряд увеличиваться [1]. Нарушение работы накопителя, обусловленное ухудшением его эксплуатационных качеств, негативно влияет на эффективность работы всей энергоустановки вплоть до полного ее выхода из строя. Одним из путей решения задачи повышения эффективности использования накопителей энергии наряду с повышением качества является рациональный выбор методов контроля их текущего состояния в соответствии с условиями эксплуатации.

Настоящая работа направлена на повышение эффективности эксплуатации электрохимических накопителей энергии путем рационального выбора метода контроля их текущего состояния.

Выбор информативных характеристик электрохимических накопителей энергии

Для изучения степени влияния метода контроля на повышение эффективности использования накопителя необходимо определиться с параметрами, по которым можно судить о его текущем состоянии. Автор работы [2] выделил совокупность параметров и характеристик накопителя, которая в наглядном виде приведена на **рис. 1**.

Безусловно, на практике нет необходимости использовать для контроля все приведенные параметры и характеристики. Выбор необходимых контролируемых параметров определяется в каждом конкретном случае, исходя из назначения и условий эксплуатации накопителя. В [2] описаны особенности работы накопителя в различных режимах и приведены перечни основных контролируемых параметров в зависимости от режима эксплуатации, которые представлены в **табл. 1**.

Как видно из табл. 1, практически при всех указанных режимах работы накопителей методы контроля основаны на прямом измерении приборными сред-

Таблица 1

Режимы эксплуатации электрохимических накопителей энергии и соответствующие им контролируемые параметры

Режим эксплуатации	Буферный	Циклический	Дежурный	Стартерный	Основного источника	Хранения
Контролируемые параметры	I_3 — ток заряда; I_p — ток разряда; γ — глубина разряда; Q — емкость; U — напряжение	I_3 — ток заряда; I_p — ток разряда; Q_p — разрядная емкость; Q_3 — зарядная емкость	$I_{\text{подз}}$ — ток подзаряда; $U_{\text{рц}}$ — напряжение разомкнутой цепи; Q — емкость; C — заряженность	U_p — напряжение разряда; I_p — ток разряда; Q_p — разрядная емкость; вольт-амперная характеристика	I_p — ток разряда; Q_p — разрядная емкость; U_p — напряжение разряда	$U_{\text{рц}}$ — напряжение разомкнутой цепи; Q — емкость; C — заряженность

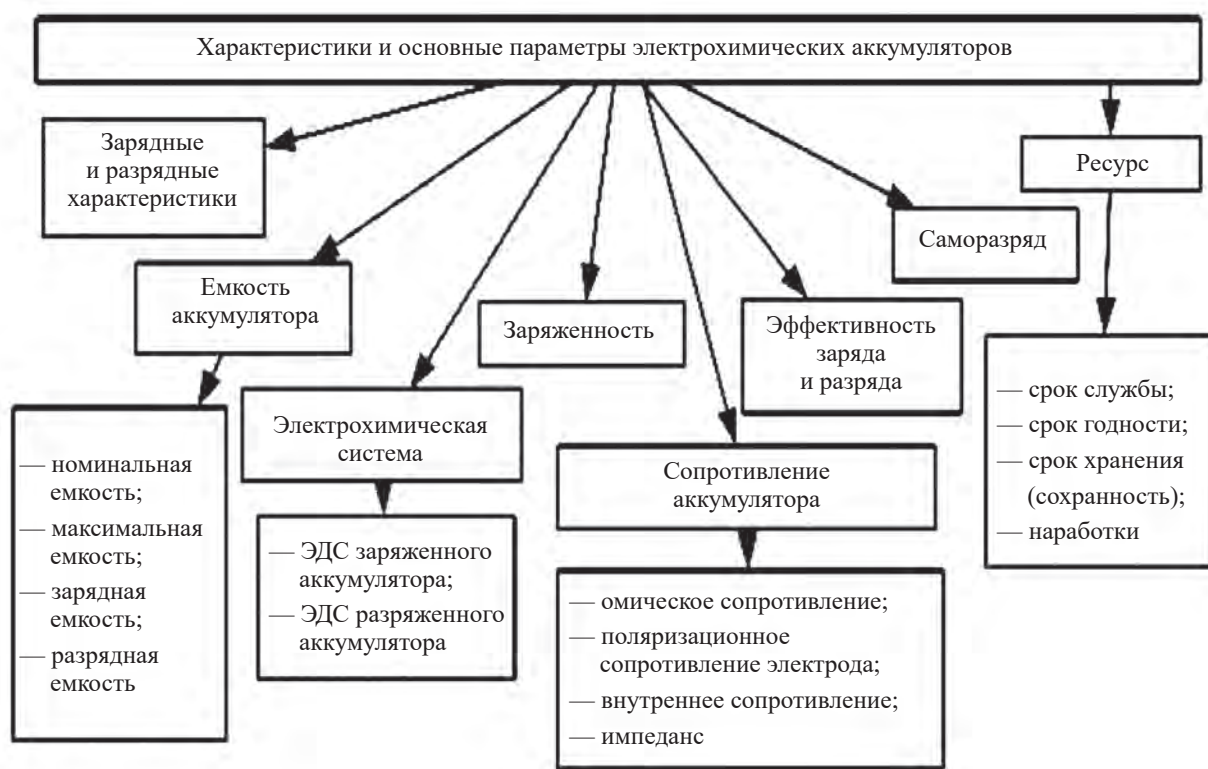


Рис. 1. Совокупность параметров и характеристик электрохимических накопителей

ствами таких электрических параметров, как напряжение, ток и остаточная емкость, которые пригодны для контроля накопителя при его работе в статическом режиме. В то же время, при эксплуатации накопителя в сильнотоковых приложениях, характерных для буферного, стартерного и режима основного источника при подключении к нему нагрузки, важными параметрами, кроме остаточной емкости, являются те, что отражают работу накопителя в динамических режимах [3, с. 63]. Поведение накопителя в таких режимах во многом зависит от его активационного сопротивления и активационной емкости, которые определяют длительность переходного процесса, в течение которого может быть реализован кратковременный сильнотоковый режим, и длительность восстановления стационарного режима после его завершения. При этом сопротивление по переменному току определяет максимальный ток накопителя при подключении нагрузки.

Сопротивление по постоянному току состоит из последовательно включенных сопротивлений по переменному току и активационного сопротивления и определяет максимальный ток накопителя в установившемся режиме. Активационная емкость определяет длительность переходного процесса в динамических режимах работы. Указанные параметры зачастую со временем изменяются (ухудшаются) быстрее, чем номинальная емкость накопителя, и в результате именно они делают невозможным эксплуатацию накопителя при больших токах нагрузки и

снижают эффективность их использования в динамических режимах работы.

Классификация методов оперативного контроля параметров накопителей энергии

Выполнение требований по повышению эффективности использования накопителей тесно связано с выбором рационального метода контроля их параметров. По аналогии с классификацией, предложенной автором [3, с. 41], нами разработан расширенный и дополненный вариант классификации существующих методов оперативного контроля параметров электрохимических накопителей, представленный на рис. 2.

Из приведенной классификации можно сделать вывод, что значения активационных параметров невозможно получить прямыми измерениями, следовательно, поставленную задачу нужно решать принципиально новыми методами интеллектуальной диагностики, основанными на физических принципах косвенных измерений и идентификации параметров накопителей. К числу таких методов относятся импульсные методы, использующие кратковременные внешние электрические воздействия импульсами тока или напряжения с последующей идентификацией параметров накопителя, полученных косвенно в результате анализа информационных параметров сигналов отклика на воздействующий тестовый импульс. Значения параметров можно измерить достаточно быстро без использования приборных средств

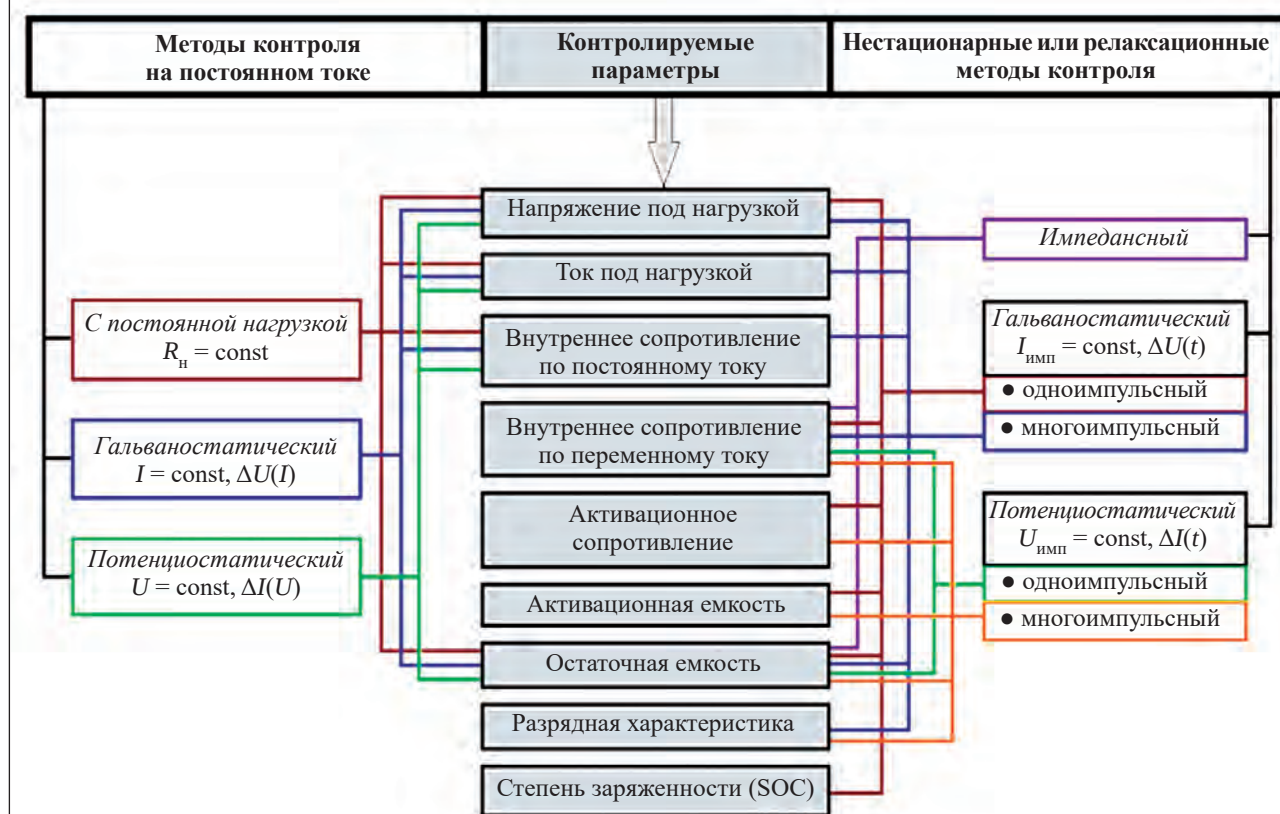


Рис. 2. Классификация методов контроля параметров накопителей энергии

измерений, а также без отключения накопителя от сети потребителей в процессе его работы, что облегчает автоматизацию процесса контроля.

С точки зрения практического использования, в системах оперативного контроля накопителей интерес представляют гальваностатический [4—7] и потенциостатический [3, 8] методы, в которых сигналы отклика представлены временной зависимостью напряжения $U(t)$ или тока $I(t)$ для гальваностатического и потенциостатического методов соответственно. Последовательность операций по определению значений параметров накопителя из значений параме-

тров сигнала отклика подробно отражена в [6, 7] и в общем виде представлена на рис. 3.

Обработка значений параметров сигнала отклика для определения по ним значений контролируемых параметров накопителя производится методами математической обработки сигналов по специально разработанным алгоритмам. Примером могут служить подробно описанные в [9, 10] алгоритмы автоматизированного контроля текущего состояния электрохимических накопителей энергии различного назначения.

Исходя из доступной информации, вкратце опишем возможности определения динамических параметров накопителя при использовании различных импульсных методов контроля.

Гальваностатический метод

Гальваностатический метод контроля параметров накопителя серией зарядно-разрядных тестовых импульсов тока [5], типичные формы тестовых импульсов и сигнала отклика которых приведены на рис. 4, позволяет определять параметры накопителя с использованием модели, приведенной в табл. 2. В математической модели используется ряд коэффициентов, значения которых получены экспериментальным путем для конкретного аккумулятора и приведены в табл. 3 ($U_{гр}$ — граничное напряжение разряда).

Наряду с такими достоинствами гальваностатического метода, как относительная простота его реали-



Рис. 3. Последовательность выполнения операций по определению значений параметров накопителя по параметрам сигнала отклика

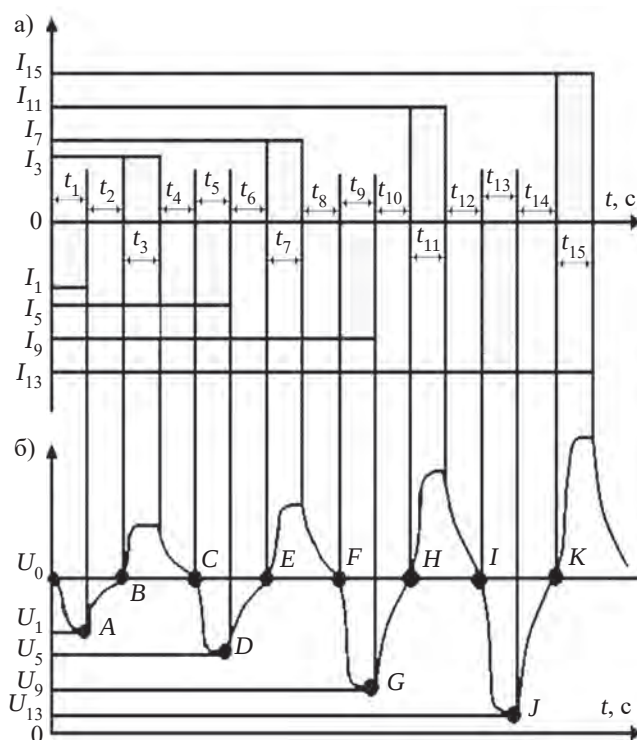


Рис. 4. Типичные формы тестовых импульсов (а) и сигнала отклика (б) при гальваностатическом методе контроля

зации и сравнительно небольшое время оценки параметров накопителя, к его недостаткам следует отнести сильную зависимость результатов мониторинга от текущего эксплуатационного состояния аккумулятора, что требует множества эмпирических коэффициентов для каждого типа аккумуляторов. Также сложно использовать этот метод для батарей большой емкости и большого напряжения — необходимость применения при тестировании больших разрядных токов может сказаться на состоянии аккумулятора при его дальнейшей эксплуатации. Метод не позволяет четко определить активационные параметры накопителя при его работе в динамическом режиме, а разрядную емкость можно определить стандартным методом, как это следует из параметров математической модели. При работе накопителя в сети потребителей воздействие на него серией зарядно-разрядных импульсов с возрастающей амплитудой с целью диагностики не может не сказаться на режиме энергообеспечения, поэтому его необходимо отсоединять от сети. Такая возможность, однако, имеется не всегда, например, это неприемлемо для автономных энергосистем, а также для устройств резервного электрообеспечения, которые используются для предотвращения перебоев с электропитанием.

Таблица 2

Математическая модель электрохимического аккумулятора

Заряженность аккумулятора	$q = 1 + \frac{\ln \left(U_{13} - E + \frac{U_1 - U_5}{I_1 - I_5} I_{13} + \beta \right) - \ln \beta}{\gamma}$
Активное внутреннее сопротивление аккумулятора с учетом поляризации	$R = - \frac{U_1 - U_5}{I_1 - I_5}$
Постоянная составляющая активного внутреннего сопротивления аккумулятора	$r = R - \alpha \cdot \frac{1 - q}{q}$
Разрядная характеристика аккумулятора	$U(I, t) = E - rI - \alpha \cdot \frac{It}{Q_0 - It} \cdot I + \beta \left(\exp \left(-\gamma \frac{It}{Q_0} \right) - 1 \right)$
Разрядная емкость аккумулятора	$Q_p = I_t \text{ при } U = U_{тр}$

Таблица 3

Значения коэффициентов, входящих в математическую модель для различных типов накопителей

Тип аккумулятора/батареи	Номинальная емкость, А·ч	ЭДС, В	Коэффициенты		
			α , Ом	β , В	γ
НКП-90	90	1,25	0,003518	0,117814	13,6125
НК-28	28	1,3779	0,595	0,3897	18,05
НКГ-160	160	1,3994	0,002171	0,129426	4,93
НКГ-45	45	1,402	0,2489	0,5237	4,6
27НКП-90	90	36,72	0,14	3,89	9,49
6СТ-55	55	12,87	0,03	0,1959	14,45
6СТ-44А	44	12,837	0,031928	0,412415	5,55

Многоступенчатый потенциостатический метод

В основе многоступенчатого потенциостатического метода контроля [3, 8] лежит принцип, позволяющий незначительным изменениям величины напряжения $U_{ак}$ подаваемых на аккумулятор импульсов вызывать существенные изменения проходящего через него тока $I_{ак}$, что позволяет облегчить процедуру исследования параметров аккумулятора.

Как видно из **рис. 5**, небольшое изменение напряжения $U_{ак}$ приводит к существенному изменению тока $I_{ак}$, протекающего через накопитель. Значение тока при этом может быть измерено с достаточной точностью, и его информативность, с точки зрения идентификации параметров модели, велика. Пиковое значение на зависимости $I_{ак}(t)$ характеризует величину внутреннего омического сопротивления постоянному току. Плавное изменение тока (переходный процесс) свидетельствует об инерционности процесса,

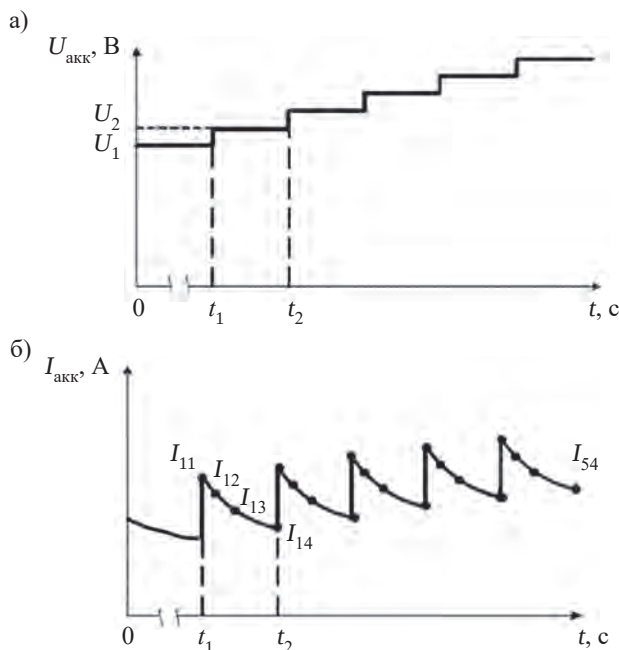


Рис. 5. Типичные формы тестовых импульсов (а) и сигнала отклика (б) при потенциостатическом методе контроля

напрямую связанного с остаточной емкостью накопителя и активационными параметрами, которые определяют поведение накопителя в переходных режимах при включении большой нагрузки. Широкий диапазон изменения тока существенно облегчает получение достоверной информации о состоянии накопителя при небольших энергетических затратах.

Импульсно-релаксационный метод

Однократное импульсное воздействие не позволяет получить устойчивые и достоверные значения электрических параметров накопителя, и поэтому предлагается применять многоступенчатый активный импульсно-релаксационный метод контроля, принципы которого заключаются в следующем [9].

1. Формируется последовательность воздействий импульсов напряжения на накопитель в форме, представленной на рис. 5, при этом каждое воздействие определяется величиной $i \cdot \Delta U$, где i — номер воздействия в последовательности, что позволяет более полно кумулятивно, с учетом нестационарности и нелинейности процесса, оценить контролируемые параметры для рабочего диапазона $[U_0, U_{max}]$ напряжений.

2. Величина $i \cdot \Delta U$ для каждого воздействия определяется тем, насколько существенным и достаточным по амплитуде будет изменение возникающего при этом отклика накопителя I_a , определяющего разрешающую способность устройства.

3. Число воздействий N , а также их очередность определяются требуемой погрешностью измерения конкретных контролируемых параметров.

В [9, с. 1137] также приведена адаптивная математическая модель, настраиваемая в зависимости от типа контролируемого аккумулятора по обучающей выборке и представленная в форме алгоритма реализации активного импульсно-релаксационного принципа контроля. В общем виде алгоритм включает в себя выполнение следующих операций:

- расчет общих характеристик оперативного контроля и измерения параметров накопителя (смещения напряжения воздействия $U_{см}$, количество воздействий (ступеней) N , шаг дискретизации измерений ΔU , количество n точек измерения тока отклика);
- измерение начального уровня напряжения U_0 на накопителе, относительно которого формируется потенциостатическое воздействие $i \cdot \Delta U$;

- реализация потенциостатического воздействия и измерение токовой реакции $I_a(t)$ с заранее заданными параметрами;

- редукция полученных результатов измерений путем преобразования полученной выборки $\{I_a^j(t)\}_{j=1, \overline{M}}$ токовых реакций в образы адаптивного ортогонального признакового пространства на основе ковариационной матрицы измерений;

- построение модели нелинейной регрессии пониженной размерности связи редуцированных образов D_j с контролируемыми параметрами и определение коэффициентов (в частности, для остаточной емкости);

- преобразование текущих токовых реакций в редуцированные значения параметров накопителя в соответствии с моделью.

Предложенный авторами [3, 8] активный импульсно-релаксационный метод контроля позволяет определять динамические параметры накопителя, такие как остаточная емкость, активационное сопротивление и активационная емкость. К достоинствам метода следует отнести незначительные энергетические затраты при его реализации и сравнительно высокую точность определения значений параметров, которая

достигается использованием многоступенчатого воздействия. В то же время, для обработки сигнала отклика на многоступенчатое воздействие и идентификации параметров накопителя используется сложный математический аппарат, что может служить причиной сдерживания его практической реализации.

Гальваностатический метод контроля единичным импульсом

Гальваностатический метод контроля единичным тестовым прямоугольным импульсом тока и алгоритм его реализации подробно описаны в [6, 10]. Суть метода заключается в подаче на контролируемый аккумулятор тестового импульса тока, величина которого в амперах равна $0,1C_{ак}$, где $C_{ак}$ — емкость аккумулятора в ампер-часах, а длительность соизмерима со временем протекания в накопителе переходного процесса. Типичная форма сигнала отклика с обозначениями параметров протекающего в накопителе электрохимического процесса приведена на **рис. 6**. Значения параметров накопителя получены путем обработки формы сигнала отклика математическими методами [4].

Одной из основных задач при математической обработке формы сигнала отклика с целью определения динамических параметров накопителя является определение участков, обозначающих стадии протекающего в нем электрохимического процесса, а именно стадии поляризации при подаче тестового импульса и стадии деполяризации после его снятия. Стадии поляризации и деполяризации отражают время протекания переходного процесса в накопителе, которое определяет значения активационного сопротивления и активационной емкости. Путем идентификации значений параметров сигнала отклика определены следующие параметры накопителя [6]:

- значение активного омического сопротивления:

$$R_{ом} = \Delta U_{a1} / I, \quad (1)$$

где ΔU_{a1} — падение напряжения на активном сопротивлении;

I — величина тока тестового импульса;

- значение активационного сопротивления, вызванного напряжением поляризации:

$$R_{п} = \Delta U_{п} / I, \quad (2)$$

где $\Delta U_{п}$ — напряжение поляризации;

- значение активационной емкости:

$$C_a = \tau I / \Delta U_{п}, \quad (3)$$

где τ — постоянная времени переходного процесса, $\tau = t_{сп} / k$;

$t_{сп}$ — время спада напряжения после снятия тестового импульса тока;

k — коэффициент, учитывающий скорость изменения функции $\Delta U_{п}(t_{сп})$, $k = 4$ для случаев, когда значение функции изменяется от нулевого значения до $0,982U_{сп}$;

- скорость протекания электрохимической реакции, которая характеризуется параметром

$$k_3 = U_3 / t_3, \quad (4)$$

где U_3 — напряжение электрохимической поляризации;

- скорость протекания процесса саморазряда активных масс на электролит в неработающем состоянии накопителя или скорость разрядного процесса при работе накопителя на нагрузку, которые характеризуются параметром

$$k_{дп} = U_{дп} / t_{дп}, \quad (5)$$

где $U_{дп}$ — величина напряжения деполяризации.

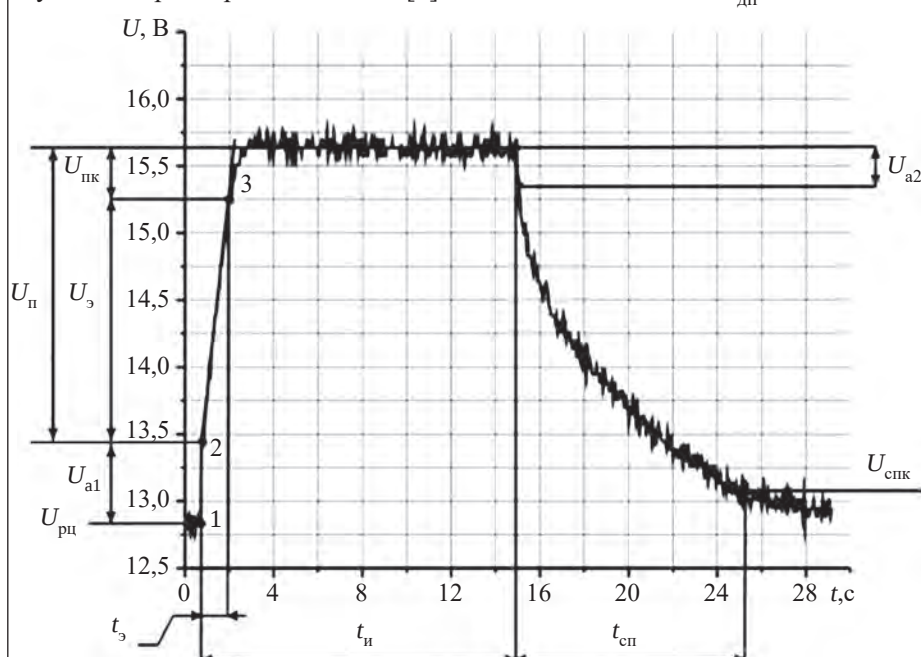


Рис. 6. Типичная форма сигнала отклика накопителя на единичный тестовый импульс тока

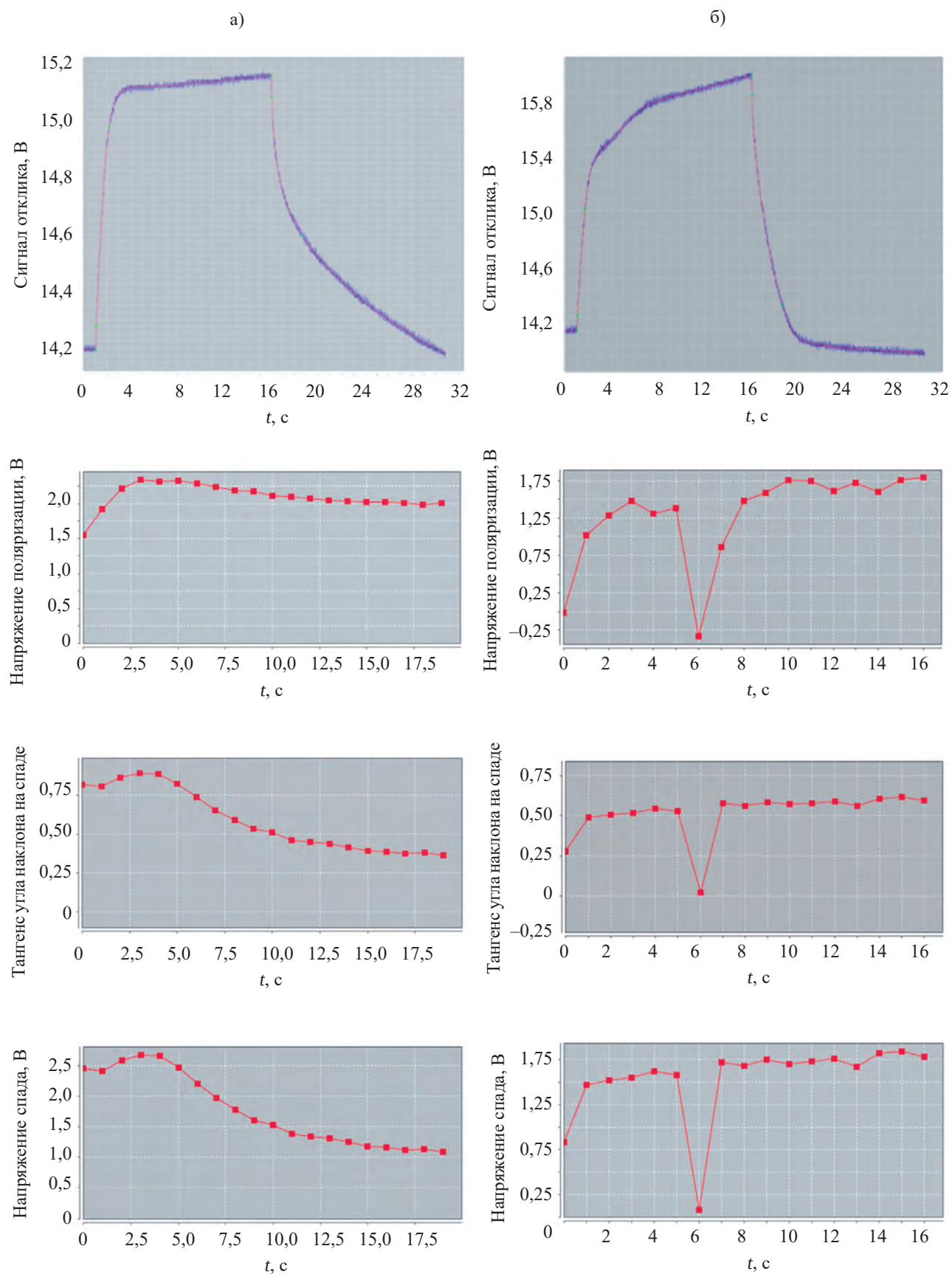


Рис. 7. Сигнал отклика и его параметры для накопителя с высокими (а) и с низкими (б) энергетическими показателями при подключении к ним одинаковой по величине нагрузки

Параметр k_3 отображается на сигнале отклика углом наклона линии электрохимической поляризации к оси ординат и характеризует степень использования зарядного тока в режиме зарядки накопителя. Следовательно, чем меньше величина k_3 , тем выше скорость реакции и, соответственно, выше коэффициент использования зарядного тока. Параметр $k_{дп}$ на сигнале отклика отображается углом наклона линии спада напряжения к оси ординат после снятия тестового импульса на стадии деполяризации. По величине коэффициента $k_{дп}$ производится оценка степени саморазряда (разряда) накопителя — чем меньше величина $k_{дп}$, тем выше скорость его саморазряда (разряда).

В соответствии с законом Фарадея, емкость химического источника тока в ампер-часах определяется удельным расходом активных материалов, который используется в качестве обобщенного энергетического показателя — коэффициента использования активных масс. Величина этого коэффициента находится в прямой зависимости от площади реагирующей поверхности порового пространства активных масс и, соответственно, от величины активационной емкости. Таким образом, с определенными допущениями можно утверждать, что величина активационной емкости C_a пропорциональна площади реагирующей поверхности активных масс и коррелирует с величиной площади фигуры под линией спада напряжения на сигнале отклика после снятия тестового импульса.

Приведенный перечень параметров накопителя, полученных путем их согласования с параметрами сигнала отклика, подтверждает возможность осуществления автоматизированного контроля текущего состояния накопителя в динамическом режиме его работы импульсным гальваностатическим методом. В качестве примера на **рис. 7** приведены исходные сигналы отклика и фрагменты процесса контроля активационных параметров двух однотипных накопителей энергии, выполненных на базе полностью заряженных стартерных свинцово-кислотных аккумуляторов 6СТ75А3 с различными энергетическими показателями, работающих в буферном режиме. Приведенные графики отражают динамику поведения каждого накопителя при подключении к ним одинаковой по величине нагрузки. Значения параметров накопителей измерялись в автоматическом режиме с интервалом 15 минут, на графиках они обозначены точками.

Сравнительный анализ приведенных на **рис. 7** результатов эксперимента показывает существенные различия в поведении накопителей. При подключении нагрузки к накопителю с высокими энергетиче-

скими показателями (**рис. 7, а**) значения таких его параметров, как угол наклона на спаде и напряжение спада, снижаются сравнительно медленно, что соответствует медленной отдаче энергии накопителем нагрузке. При этом величина поляризации после медленного спада сохраняет стабильное значение на протяжении всего времени разряда, что подтверждает достаточную нагрузочную способность накопителя. Иной характер поведения при подключении нагрузки наблюдается у накопителя с низкими энергетическими показателями (**рис. 7, б**). Здесь четко виден момент резкого падения значений всех активационных параметров, в результате чего произошло срабатывание системы защиты, отключение нагрузки от накопителя и самовосстановление накопителя с одновременным его подзарядом от внешнего источника.

Приведенный пример подтверждает значимость контроля активационных параметров накопителя при его работе в динамических режимах. При этом значения таких параметров сигнала отклика, как величина поляризации $\Delta U_{п}$, напряжение спада $\Delta U_{сп}$ и угол наклона на спаде (коэффициент $k_{дп}$), могут быть использованы в качестве дополнительного критерия прогнозирования работоспособности накопителя.

Выводы

Проведенные исследования показали необходимость выбора метода контроля текущего состояния накопителя, соответствующего режиму его работы. Было экспериментально подтверждено, что для повышения эффективности использования электрохимических накопителей энергии, особенно при работе в таких динамических режимах, как буферный, стартерный и режим основного источника, необходимо использовать методы контроля, предусматривающие контроль активационных параметров. Для практических приложений к таким методам можно отнести импульсные методы различной модификации, преимущественно импульсные гальваностатические и потенциостатические методы, которые сравнительно просты в реализации, достаточно информативны и позволяют осуществлять оперативный контроль накопителей без отключения от сети потребителей.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Возмилов А. Г., Калмаков В. А., Андреев А. А. Влияние условий работы накопителя энергии на основе химических источников тока в составе автономных энергосистем на его срок службы. *Наука ЮУрГУ: Материалы 67-й научной конференции. Секция технических наук*. Россия, Челябинск, 2015, с. 52–58.

2. Давидов А. О. Основные эксплуатационные параметры и классификация режимов работы электрохимических аккумуляторов. *Авиационно-космическая техника и технология*, 2011, № 7(84), с. 120–125.

3. Онышко Д. А. Методы и устройства экспресс-контроля никель-кадмиевых аккумуляторов для систем управления их производством и эксплуатацией. Дис. ... канд. техн. наук. Новочеркасск, Южно-Российский государственный политехнический университет (НПИ) им. М. И. Платова, 2016, 188 с.

4. Дзензерский В. А., Беда М. А., Житник Н. Е. и др. Автоматизированная диагностика химических источников тока. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2011, № 1–2, с. 6–9.

5. Безручко К. В., Давидов А. О. Метод экспресс-диагностики электрохимических накопителей энергии энергоустановок ракетно-космических объектов. *Космическая техника. Ракетное вооружение*, 2012, вып. 1, с. 140–148.

6. Дзензерский В. А., Житник Н. Е., Плаксин С. В., Лисунова В. В. Импульсный метод автоматизированного контроля электрохимических накопителей энергии. *Гірничя електромеханіка та автоматика*, 2016, вып. 96, с. 31–36.

7. Давидов А. О. Жмуров Б. В. Метод диагностики авиационных электрохимических аккумуляторных батарей. *Труды Международного симпозиума «Надежность и качество»*. Россия, Пенза, 2016, т. 2, с. 78–80.

8. Седов А. В., Онышко Д. А., Липкин С. М., Липкин М. С. Активный импульсно-релаксационный принцип диагностики для оперативного контроля параметров аккумуляторов в технических системах. *Материалы VII Международной конференции «Наука в современном информационном обществе»*, USA, North Charleston, 2015, Т. 2, с. 161–165.

9. Седов А. В., Онышко Д. А., Липкин М. С. Физико-математические принципы построения средств интеллектуального контроля автономных аккумуляторных источников питания. *Фундаментальные исследования*, 2015, № 12-6, с. 1134–1138.

10. Дзензерский В. А., Житник Н. Е., Плаксин С. В., Лисунова В. В. Разработка алгоритма автоматизированного контроля электрохимических накопителей энергии. *Электротехника и электроэнергетика*, 2017, № 1, с. 39–47.

Дата поступления рукописи
в редакцию 01.11 2020 г.

DOI: 10.15222/ТКЕА2021.1-2.39

УДК 621.311.25: 621.311.29

С. В. ПЛАКСИН, М. Я. ЖИТНИК,
Р. Ю. ЛЕВЧЕНКО, С. Я. ОСТАПОВСЬКА

Україна, м. Дніпро, Інститут транспортних систем
та технологій НАН України
E-mail: levchenko.ruslana@westa-inter.com

МЕТОДИ КОНТРОЛЮ ЕЛЕКТРОХІМІЧНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ: КЛАСИФІКАЦІЯ ТА ОСОБЛИВОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ

В процесі експлуатації електрохімічного накопичувача енергії у складі енергосистем вплив зовнішніх чинників суттєво змінює його основні параметри: доступна ємність знижується, внутрішній опір зростає, а саморозряд збільшується, що призводить до скорочення терміну експлуатації накопичувача та порушення штатного режиму функціонування енергосистеми в цілому. Підвищення ефективності використання накопичувачів є актуальною задачею, і одним зі способів її вирішення є оперативний контроль стану накопичувача. Дана робота спрямована на підвищення ефективності експлуатації електрохімічних накопичувачів енергії шляхом раціонального вибору методу контролю їхнього поточного стану.

За результатами проведеного аналітичного огляду існуючих методів контролю електрохімічних накопичувачів енергії виконано їхню систематизацію та класифікацію за контрольованими параметрами. Показано, що при роботі накопичувача в динамічних режимах, таких як, наприклад, буферний, стартерний та режим основного джерела енергії, при підключенні потужного опору необхідно враховувати такі параметри, як активаційний опір та активаційну ємність, які характеризують опорні можливості накопичувача та мають важливу інформаційну цінність при вирішенні питання вибору методу контролю накопичувача. Показано, що в динамічних режимах роботи накопичувача необхідно застосовувати імпульсні методи контролю, які дозволяють забезпечити оперативний контроль з урахуванням активаційних параметрів. Запропоновано практичні рекомендації щодо вибору методу контролю накопичувача залежно від режиму його роботи. В найбільшій мірі таким вимогам відповідають імпульсний багатоступеневий потенціостатичний та одноімпульсний гальваностатичний методи оперативного контролю накопичувачів при їхній роботі в динамічних режимах. При цьому перевага надається розробленому авторами одноімпульсному гальваностатичному методу через його відносно просту реалізацію та достатню для практичних цілей інформативність, що полегшує автоматизацію процесу контролю. Експериментальні результати контролю електрохімічного накопичувача енергії при роботі в динамічних режимах, отримані при застосуванні розробленого авторами метода, підтверджують його ефективність.

Ключові слова: електрохімічний накопичувач енергії, імпульсні методи контролю.

METHODS OF ELECTROCHEMICAL ENERGY STORAGE CONTROL: CLASSIFICATION AND ASPECTS OF IMPLEMENTING

When an electrochemical energy storage is used as part of an energy system, the influence of external factors significantly changes its basic parameters: its available capacity decreases, while its internal resistance and self-discharge increase, which reduces the lifespan of the storage and disrupts the normal functioning of the energy system as a whole. Improving the performance of the energy storage is an urgent challenge, and one way to address it is to efficiently monitor the storage's status. The purpose of this study was to increase the efficiency of using electrochemical energy storages by choosing a proper control method according to operating conditions of the storage.

The conducted analytical overview of the existing methods of monitoring electrochemical energy storages allowed systematizing and classifying them by the controlled parameters. It is shown that if the storage operates in dynamic modes, such as buffer, starter or main energy source mode, when connecting high-power resistors, it is necessary to take into account such parameters as activation resistance and activation capacitance characterizing storage's resistance capabilities and presenting valuable information for choosing the method of storage control. The paper demonstrates that in dynamic operation modes it is necessary to use impulse methods of storage control, which allow for efficient monitoring taking into account activation parameters. The authors offer practical recommendations on choosing a method of storage control depending on its operation mode. Pulse multistage potentiostatic and single-pulse galvanostatic control methods meet such requirements the most when the storage is operating in dynamic modes.

The preference is given to the single-pulse galvanostatic method developed by the authors, it being relatively simple to implement and sufficiently informative for practical purposes, which facilitates the automation of the control process. Experimental results on controlling the electrochemical energy storage operating in dynamic modes obtained using the method developed by the authors confirm its efficiency.

Keywords: *electrochemical energy storage, pulse control methods.*

REFERENCES

1. Vozmilov A. G., Kalmakov V. A., Andreyev A. A. [Influence of the operating conditions of an energy storage device based on chemical current sources as part of autonomous power systems on its service life]. *Science of SUSU: Proceedings of the 67th Scientific Conference. Section of technical sciences*. Russia, Chelyabinsk, 2015, pp. 52–58. (Rus)
2. Davidov A. O. [The basic operational parameters and classification of operating modes of electrochemical accumulators]. *Aviacionno-kosmicheskaja tehnika i tehnologija*, 2011, no 7(84), pp. 120–125. (Rus)
3. Onyshko D. A. *Metody i ustroystva ekspress-kontrolya nikel'-kadmijevykh akkumulyatorov dlya sistem upravleniya ikh proizvodstvom i ekspluatatsiyey* [Methods and devices for express control of nickel-cadmium batteries for control systems of their production and operation]. PhD diss., Novocherkassk, Platon South-Russian State Polytechnic University (NPI), 2016, 188 p. (Rus)
4. Dzenzerskiy V. A., Beda M. A., Zhitnik N. E. et al. [Automated diagnostics of chemical current sources]. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2011, no. 1–2, pp. 6–9. (Rus)
5. Bezruchko K. V., Davidov A. O. [Method of express diagnostics of electrochemical energy storage devices of power plants of rocket and space objects]. *Kosmicheskaja tehnika. Raketnoe vooruzhenie*, 2012, iss. 1, pp. 140–148. (Rus)
6. Dzenzerskiy V. A., Zhitnik N. E., Plaksin S. V., Lisunova V. V. [Pulse method of automated control of electrochemical energy storage devices]. *Girnycha elektromekhanika ta avtomatyka*, 2016, iss. 96, pp. 31–36. (Rus)
7. Davidov A. O., Zhmurov B. V. [Method for diagnostics of aircraft electrochemical batteries]. *Proceedings of the International Symposium "Reliability and Quality"*. Russia, Penza, 2016, vol. 2, pp. 78–80. (Rus)
8. Sedov A. V., Onyshko D. A., Lipkin S. M., Lipkin M. S. [Active pulse-relaxation principle of diagnostics for on-line monitoring of battery parameters in technical systems]. *Science in the modern information society VII: Proceedings of the Conference, USA, North Charleston*, 2015, vol. 2, pp. 161–165. (Rus)
9. Sedov A. V., Onyshko D. A., Lipkin M. S. [Physical and mathematical principles of construction of devices for intelligent control of autonomous rechargeable power source]. *Fundamental'nye issledovaniya*, 2015, no 12-6, pp. 1134–1138. (Rus)
10. Dzenzerskiy V. A., Zhitnik N. E., Plaksin S. V., Lisunova V. V. [Development of the algorithm of automated control of electrochemical energy storage devices]. *Elektrotehnika ta elektroenergetika*, 2017, no 1, pp. 39–47. (Rus)

Описание статьи для цитирования:

Плаксин С. В., Житник Н. Е., Левченко Р. Ю., Остаповская С. Я. Методы контроля электрохимических накопителей энергии: классификация и особенности применения. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2021, № 1–2, с. 39–48. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.39>

Cite the article as:

Plaksin S. V., Zhytnyk M. Ya., Levchenko R. Yu., Ostapovska S. Ya. Methods of electrochemical energy storage control: classification and aspects of implementing. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 39–48. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.39>

К. т. н. И. Б. ПЕТУХОВ

Республика Беларусь, г. Минск, ОАО «Планар-СО»

E-mail: petuchov@kbtem.by

СТАБИЛИЗАЦИЯ СВАРОЧНОГО УСИЛИЯ В ПРОЦЕССЕ УЛЬТРАЗВУКОВОГО МОНТАЖА ПРОВОЛОЧНЫХ И ЛЕНТОЧНЫХ ВЫВОДОВ

Для повышения качества микросварки проволочных и ленточных выводов предложена методика стабилизации сварочного усилия за счет компенсации упругости подвески ультразвукового преобразователя в цикле ультразвукового/термозвукового монтажа вывода. Проведен анализ алгоритма управления током программируемого устройства нагружения на основе катушки в поле постоянного магнита (voice coil motor). Установлено, что компенсация упругости подвески позволяет устранить изменения предустановленной нагрузки до 20% при сварке проводников увеличенного сечения (от 100 мкм).

Ключевые слова: ультразвуковая сварочная головка, сварочное усилие, стабилизация тока в катушке, ультразвуковой преобразователь, подвеска, плоскопараллельные пластины.

В современных установках ультразвуковой сварки значительная составляющая неравномерности сварочного усилия определяется колебаниями, вносимыми подвеской ультразвукового преобразователя. В различных конструкциях сварочной головки подвеска реализуется различными способами, в частности на подшипниковых опорах или плоскопараллельных пластинах [1, 2]. Преимуществом подвески на плоскопараллельных пластинах является отсутствие трения качения и повышенная износостойкость по сравнению с узлами на подшипниковых опорах, что делает их вариантом, привлекательным для применения в системах ультразвуковой сварки. Однако у подвески на плоскопараллельных пластинах есть и недостаток: зависимость усилия в зоне сварки от величины перебега сварочной головки после момента контактирования рабочего инструмента с местом присоединения, за счет которого обеспечивается необходимая деформация проводника [3, 4]. Фактически к предустановленному сварочному усилию прикладывается упругая сила изгиба плоскопараллельных пластин.

В данной статье представлен алгоритм управления сварочным усилием, реализованный в контуре управления актуатором сварочной нагрузки на основе катушки в магнитном поле (voice coil motor). Разработанный алгоритм позволил скомпенсировать неконтролируемые изменения сварочного усилия, вносимые подвеской на плоскопараллельных пластинах, достигающие 60—80 г, что для заданного усилия, например, 300 г (необходимо для присоединения проволоки диаметром 250 мкм) составляет порядка 20%.

Основное внимание при ультразвуковом монтаже проволочных и ленточных выводов методом «клин-

клин» уделяется качеству и надежности процесса. Проволочное межсоединение деформируется в процессе присоединения в точке сварки под действием прикладываемого усилия и ультразвука, а при последующем формировании петли из-за возникающих напряжений возможно образование микротрещин в области сварного соединения и прилегающей к нему части перемычки. Если такое соединение подвергается воздействию каких-либо напряжений, связанных, например, с циклическими тепловыми нагрузками, вызываемыми рассеиваемой мощностью и условиями эксплуатации, с расширением герметизирующей пластмассы, то возникает высокая вероятность его разрушения [5—7]. Предложенное в работе техническое решение позволит избежать дестабилизации сварочного процесса, что в результате повысит выход годных изделий.

Основные части ультразвуковой сварочной головки (СВГ) показаны на рис. 1. СВГ устанавливается на координатную систему позиционирования установки присоединения выводов по координатам X , Y , Z для возможности перемещения рабочего инструмента к точкам сварки и формообразования выводов в обрабатываемом изделии на рабочем столике (координатная система установки и рабочий столик с изделием на рис. 1 не показаны). СВГ имеет привод вращения относительно вертикальной оси для совмещения клинообразного торца рабочего инструмента с направлением подачи присоединяемой проволоки.

В исходном состоянии подвеска ультразвукового преобразователя (УЗП) под весом преобразователя находится на упоре, выполняющем дополнительную функцию электромеханического датчика кас-

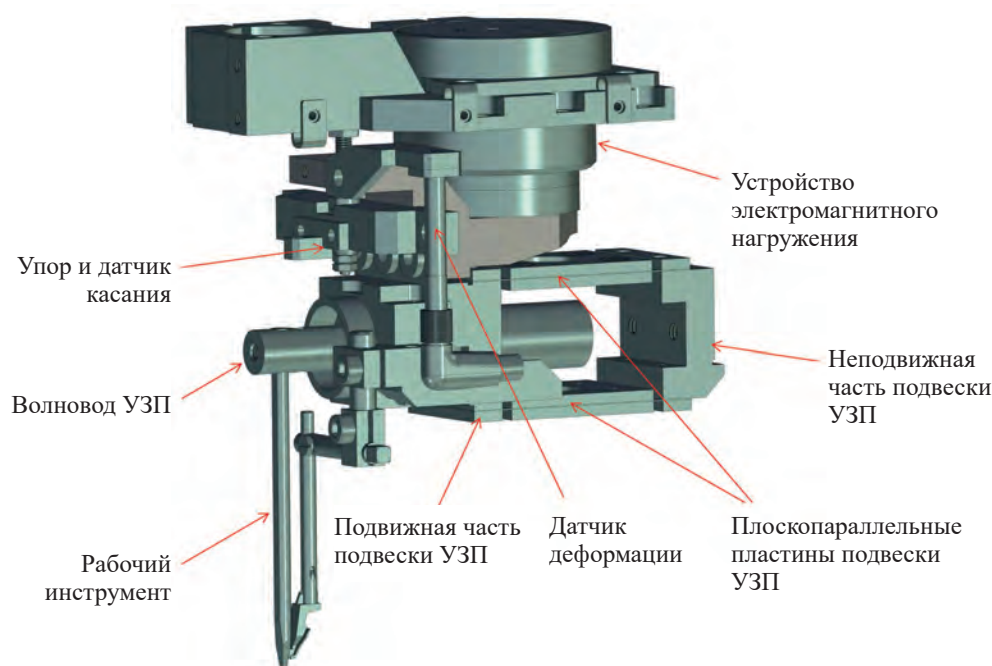


Рис. 1. Основные части ультразвуковой сварочной головки

ния. Для исключения дребезга датчика касания устанавливается предварительное регулируемое усилие.

Последовательность цикла формирования проводочного или ленточного вывода можно представить следующим образом. Координатная система установки перемещает СВГ в первую рабочую позицию (или в первую точку сварки), когда вертикальная ось рабочего инструмента находится строго над позицией сварки, а торец инструмента располагается строго вдоль прямой линии, соединяющей первую точку сварки со второй. В автоматических установках монтажа выводов предварительно вводятся координаты точек присоединения, полученные методом обучения с помощью визира на мониторе и перемещения привода СВГ манипулятором. После обучения в отношении координат точек сварки, проводится обучение машинному зрению для автоматической коррекции координат. Прделанная операция обучения по координатам изделия сохраняется в памяти установки под своим уникальным именем и может быть активирована в любое время, что ускоряет переналадку при смене изделий.

После выхода СВГ в рабочую позицию по координатам X , Y и φ (поворот на угол) СВГ опускается по вертикальной оси Z до получения сигнала датчика касания, когда торец рабочего инструмента коснется точки присоединения. Поскольку кронштейн крепления УЗП связан с подвижной частью подвески, срабатывание датчика касания происходит при изгибе плоскопараллельных пластин, когда между держателем УЗП (земля) и изолированным электрически механическим упором образуется воздушный

зазор (рис. 1). Высота, на которую поднимается УЗП, определяется диаметром присоединяемой проволоки / толщиной ленты — она должна обеспечивать возможность обратного хода торца УЗП, а значит, и торца рабочего инструмента при подаче ультразвукового воздействия и деформации проводника/ленты.

Подъем УЗП обеспечивается перемещением по оси Z сварочной головки с помощью привода на программируемую величину, так называемый перебег. Очевидно, что при отработке приводом величины перебега изгиб вверх параллельных пластин подвески УЗП пропорционально увеличивает предустановленное значение сварочного усилия. Соответственно, в процессе сварочного цикла с подачей ультразвукового воздействия сварочное усилие будет пропорционально уменьшаться с увеличением деформации проводника/ленты.

Для стабилизации сварочного усилия за счет компенсации упругости подвески УЗП в СВГ используется программируемое устройство электромагнитного нагружения (рис. 1) на основе катушки (подвижная часть) в поле постоянного магнита (неподвижная часть). Усилие линейно зависит от протекающего через катушку тока, управляя которым можно поддерживать сварочное усилие постоянным в течение цикла присоединения. Схема для реализации стабилизации заданного сварочного усилия показана на **рис. 2**. Катушка нагружения представлена последовательной цепью, состоящей из активного сопротивления R_2 и индуктивности L_1 . Она подключена к выходу мощного операционного усилителя типа ОРА541 по известной схеме классическо-

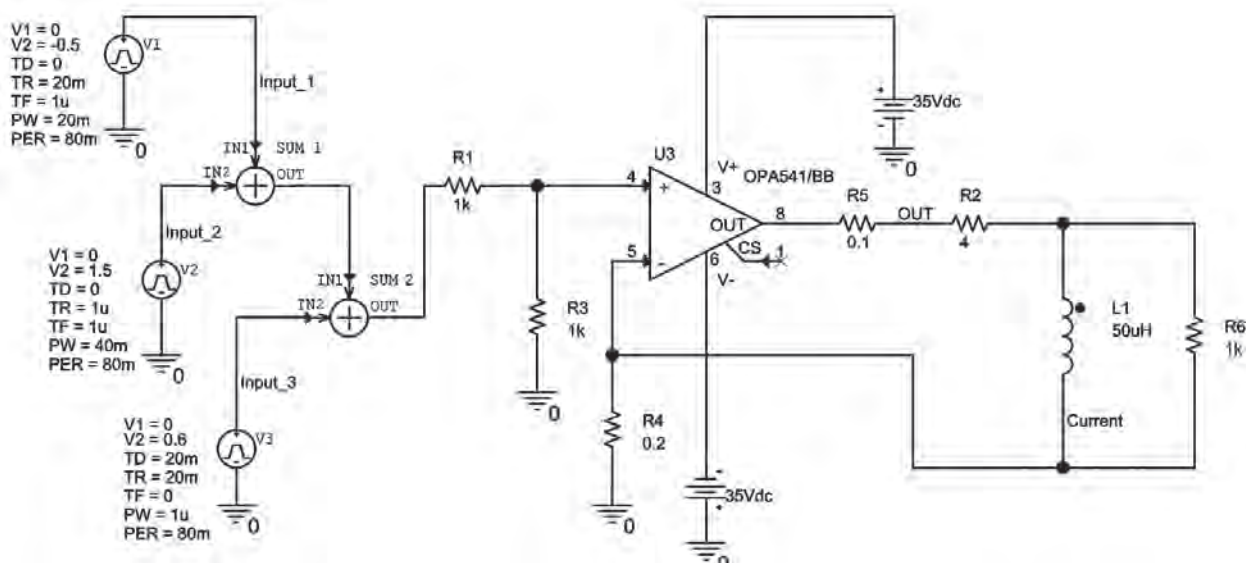


Рис. 2. Схема управления сварочным усилием

го источника тока и дополнительных пояснений не требует. Предустановленный ток через катушку нагружения задается выходным напряжением с выхода сумматора SUM2, а оценить его величину можно, воспользовавшись соотношением $I = 0,5 V_{\text{sum2}} R_4$. Источником напряжения, который задает предустановленный ток через катушку нагружения, является V_2 . Источник напряжения V_1 компенсирует изменение усилия упругой подвески при перебеge СВГ после момента контактирования. Таким образом, перед подачей сварочного ультразвукового импульса усилие сварки равно предустановленному (источником напряжения V_2), независимо от величины перебега.

Для того чтобы напряжение источника V_1 соответствовало величине перебега СВГ, при инициализации параметров установки проводится стандартная калибровка усилия при перебеge СВГ и при нулевом токе через катушку нагружения. Полученные калибровочные значения заносятся в память (ОЗУ) установки присоединения и используются в сварочном цикле. Таким образом, компенсация изгиба подвижной части подвески УЗП при перебеge СВГ осуществляется с использованием калибровочных данных.

В процессе сварки при включении ультразвукового импульса ситуация иная. Привод СВГ находится в точке перебега, но УЗП, а значит, и торец рабочего инструмента в процессе деформации сварной точки опускаются вниз к исходному положению. Информация об этом перемещении считывается датчиком деформации, установленным на СВГ (рис. 1). Данные, полученные при калибровке упругости подвески УЗП, используются теперь для удержания предустановленного сварочного усилия, поскольку при перемещении УЗП вниз влияние подвески уменьшается, т. е. в течение цикла сварки не-

обходимо «добавлять» ток в катушку нагружения. Естественно, что измеряемые при калибровке значения усилия, создаваемого подвеской УЗП, сопоставляются с величиной перебега и сигнала датчика деформации, которые хранятся в ОЗУ. В результате калибровки получают массив данных, где каждому шагу перемещения соответствует значение усилия упругости подвески и значение сигнала датчика деформации, которые позволяют управлять величиной тока через катушку нагружения.

Как видно из представленной на рис. 2 схемы, данные о перебеge СВГ (источник напряжения V_1) и предустановленное напряжение источника V_2 суммируются сумматором SUM1, данные с выхода которого суммируются с сигналом датчика деформации V_3 сумматором SUM2.

Реализация предложенной методики стабилизации сварочного усилия в установке ЭМ-4341 производства ОАО «Планар-СО» показала ее эффективность в процессе опытной эксплуатации. Типовой внешний вид получаемых соединений представлен на рис. 3.

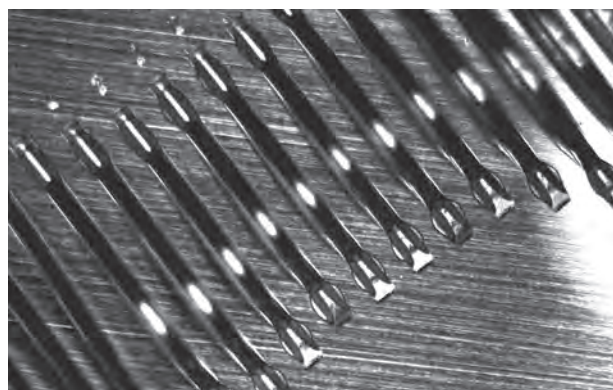


Рис. 3. Вид соединений, полученных при сварке алюминиевых проводников диаметром 300 мкм

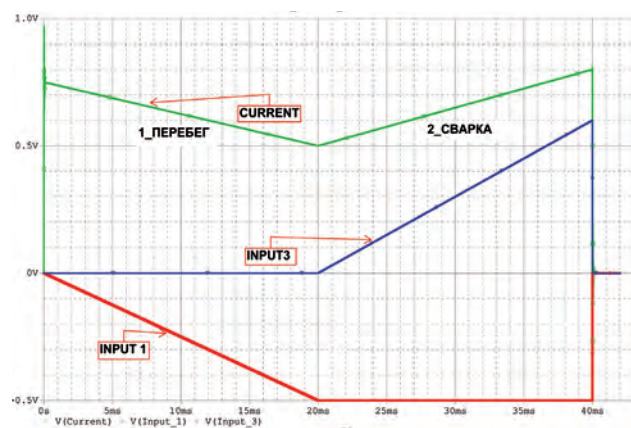


Рис. 4. Результаты моделирования входных сигналов и тока катушки нагружения

На рис. 4 представлены графики результатов моделирования входных сигналов и изменения тока в катушке нагружения. Как видно, ток в катушке (кривая *current*) на участке перебега имеет спадающий вид, это участок 1 компенсации увеличения упругости подвески УЗП. На участке 2 имеется возрастающий участок тока в катушке нагружения — это участок сварки, где подвеска УЗП движется вниз, соответственно, ток в катушке нагружения возрастает, как было описано выше. Очевидно, что для различных технологических режимов длительность участков будет разной, в зависимости от скорости перемещения сварочной головки и времени сварки.

Заключение

Разработанная методика позволяет повысить качество микросварки проволоочных и ленточных выводов путем стабилизации предустановленного сварочного усилия за счет компенсации влияния упругости плоскопараллельных пластин подвески ультра-

звукового преобразователя в цикле ультразвукового/термозвукового монтажа вывода. Предустановленное значение сварочного усилия не зависит от перебега сварочной головки по вертикали и поддерживается постоянным в процессе сварки. Результаты применения методики на установке ЭМ-4341 показали возможность улучшения стабилизации сварочного усилия до 20% при сварке проводников из Al диаметром 100 мкм и более. Предложенная методика применима и в других ультразвуковых технологических системах микросварки, в том числе для присоединения проводников диаметром менее 100 мкм.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ланин В.Л., Петухов И.Б., Драгилев Л.Г. Ультразвуковая микросварка проволоочных выводов больших диаметров при монтаже мощных полупроводниковых приборов. *Электроника: Наука, Технология. Бизнес*, 2020, №2 (00193), с. 152–160.
2. Петухов И.Б., Кипарин И.Н. Технологическая система микросварки проволоочных выводов большого диаметра. *Материалы 21-й МНПК «Современные информационные и электронные технологии»*, Украина, Одесса, 2020, с. 46–47.
3. Chen Y., Yan Q., Gong H. Research on the force-position switching control system of wire bonding head on DSP. *Mechanics and Materials*, vols. 511–512, 2014, pp. 1118–1122. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.511-512.1118>
4. Fang L., Yin Y.H., Chen Z.N. Design and control of novel linear wire bonding head. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 2007, 35(11), pp. 1136–1144. <https://doi.org/10.1007/s00170-006-0795-9>
5. Harman G.G. *Wire Bonding in Microelectronics*. USA, NY, McGraw Hill, 2010, 446 p.
6. Достанко А.П. и др. *Технологические процессы и системы в микроэлектронике: плазменные, электронно-ионно-лучевые, ультразвуковые*. Минск, Бестпринт, 2009, 202 с.
7. Jacques S. The Importance of Interconnection Technologies: Reliability of Power Electronic Packages, 2017, p. 185–201. <http://dx.doi.org/10.5772/intechopen.69611>

Дата поступления рукописи
в редакцию 10.01 2021 г.

DOI: 10.15222/ТКЕА2021.1-2.49
УДК 621.791.16

К. т. н. И. Б. ПЕТУХОВ

Республика Беларусь, м. Минск, ВАТ «Планар-3И»
E-mail: petuchov@kbtem.by

СТАБІЛІЗАЦІЯ ЗВАРЮВАЛЬНОГО ЗУСИЛЛЯ В ПРОЦЕСІ УЛЬТРАЗВУКОВОГО МОНТАЖУ ДРОТЯНИХ І СТРИЧКОВИХ ВИВОДІВ

Для підвищення якості мікросварювання дровотних і стрічкових виводів запропоновано методику стабілізації зварювального зусилля шляхом компенсації пружності підвіски ультразвукового перетворювача (УЗП) у циклі ультразвукового / термозвукового монтажу виводу. Проведено аналіз побудови ультразвукових технологічних систем і факторів, що впливають на стабільність процесу мікросварювання. Для керування зварювальним зусиллям використовується електромагнітний пристрій на основі котушки в полі постійного магніту, при цьому зусилля прямо пропорційно струму, що протікає в котушці. Для компенсації пружності підвіски використовуються дані, отримані при попередньому калібруванні зміни зусилля підвіски у всьому діапазоні перебігу УЗП. При цьому калібрування виконується за відсутності струму, що протікає через котушку. Величина зусилля може зчитуватися з цифрового датчика зусилля. Одночасно значення зусилля порівнюються з оцифрованим сигналом датчика деформації. Отримані дані зберігаються у пам'яті установки приєднання виводів. У циклі приєднання провідника після визначення моменту контактування привод переміщує зварювальну головку по вертикалі на величину заданого перебігу (близько одного діаметра приєднуваного провідника). При цьому відбувається вигин рухомої частини підвіски УЗП і збільшення на-

вантаження, для компенсації якого автоматично зменшується струм через котушку електромагнітного навантаження, що дозволяє зберігати встановлене зусилля на заданому рівні. Аналогічно виконується компенсація зварювального зусилля при зварюванні, з тією різницею, що змінюється вектор зусилля компенсації — зусилля має збільшуватися зі збільшенням деформації провідника. Реалізація запропонованого алгоритму дозволила покращити стабілізацію зварювального зусилля до 20% при зварюванні провідників підвищеного перерізу та покращити якість зварювання. Запропоноване рішення може бути застосовано і в інших ультразвукових технологічних системах мікрозварювання, в тому числі для приспінання провідників діаметром менш ніж 100 мкм.

Ключові слова: ультразвукова зварювальна головка, зварювальне зусилля, стабілізація струму в котушці, ультразвуковий перетворювач, підвіска, плоскопаралельні пластини.

DOI: 10.15222/TKEA2021.1-2.49
UDC 621.791.16

I. B. PETUHOV

Republic of Belarus, Minsk, OCJC “Planar-SO”
E-mail: petuchov@kbtm.by

STABILIZATION OF BONDING FORCE DURING ULTRASONIC WIRE AND RIBBON BONDING

To improve the quality of ultrasonic wire and ribbon bonding, the author propose a methodology for stabilizing the bonding force by compensating the rigidity of ultrasonic transducer (UST) mount in the ultrasonic / thermosonic bonding cycle. The author analyze the construction of ultrasonic technological systems and factors affecting the stability of the bonding process. The bonding force is controlled by an electromagnetic unit based on a coil in the field of a constant magnet, the force being directly proportional to the flowing current in the coil. The rigidity of ultrasonic transducer mount was compensated by the data obtained during the preliminary calibration of the change in the mount force over the entire UST overrun range. The calibration in this case is performed with no current flowing through the coil. The force value can be picked up from a digital force sensor. The force values are simultaneously compared with the digitized signal of the deformation sensor. The obtained data is stored in the memory of the wire bonder.

In the bonding cycle, after the moment of contact is determined, the drive unit moves the bonding head vertically by the value of a predetermined distance of approximately one diameter of the bonding wire. This causes the movable part of the UST mount to rise and the force to increase. This increase is compensated by the automatic reduction of the current in the electromagnetic coil, which allows maintaining the preset force at the specified level. The bonding force during bonding is compensated in the same way, with the difference that the vector of force compensation changes – the force should increase with an increase in the deformation of the bonding wire. The implementation of the proposed algorithm made it possible to improve the bonding force stabilization to 20% when bonding thick wire, as well as to improve bonding quality. The proposed solution is also applicable in other technological ultrasound bonding systems, including bonding wire with the diameter of <100 microns.

Keywords: ultrasonic bond head, bonding force, current stabilization in wire coil, ultrasonic transducer, ultrasonic transducer mount, flat-parallel plates.

REFERENCES

1. Lanin V.L., Petuhov I.B., Dragilev L.G. Ultrasonic heavy wire bonding in assembly power semiconductor devices. *Electronics: Science, Technology, Business*, 2020, no. 2 (00193), pp. 152–160. (Rus).
2. Petuhov I.B., Kiparin I.N. Technology system for heavy wire bonding. *Proceedings of the 21st International scientific-practical conference “Modern information and electronic technologies”*, Ukraine, Odesa, 2020, pp. 46–47. (Rus).
3. Chen Y., Yan Q., Gong H. Research on the force-position switching control system of wire bonding head on DSP. *Mechanics and Materials*, vols. 511–512, 2014, pp. 1118–1122. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.511-512.1118>
4. Fang L., Yin Y.H., Chen Z.N. Design and control of novel linear wire bonding head. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 2007, 35(11), pp. 1136–1144. <https://doi.org/10.1007/s00170-006-0795-9>
5. Harmann G.G. *Wire Bonding in Microelectronics*. USA, NY, McGraw Hill, 2010, 446 p.
6. Dostanko A.P. et al Technology processes and systems in microelectronics: plasma, electron-ionic beam, ultrasonic. Minsk, Bestprint, 2009, 209 p. (Rus)
7. Jacques S. The Importance of Interconnection Technologies: Reliability of Power Electronic Packages, 2017, p. 185–201. <http://dx.doi.org/10.5772/intechopen.69611>

Описание статьи для цитирования:

Петухов И. Б. Стабилизация сварочного усилия в процессе ультразвукового монтажа проволочных и ленточных выводов. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2021, № 1–2, с. 49–53. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.49>

Cite the article as:

Petuhov I. B. Stabilization of bonding force during ultrasonic wire and ribbon bonding. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 49–53. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.49>

К. т. н. А. Н. ТЫНЫНКА

Украина, Одесский национальный политехнический университет

E-mail: polalek562@gmail.com

ОЦЕНКА СЛОЖНОСТИ СБОРКИ УЗЛОВ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Рассмотрены особенности линий сборки как производственных систем. Поскольку сложные сборочные системы являются дорогостоящими для внедрения, запуска, контроля и обслуживания, а их сложность влияет на производительность, качество и надежность, при проектировании любой сборочной системы необходимо искать компромисс между особенностями ее функционирования, стоимостью и сложностью. В работе предложена модель, пригодная для работы с усложненными многопредметными линиями, которая позволяет в некоторой степени количественно оценивать сложность и может быть адаптирована под изделия электронной техники.

Ключевые слова: сложность производства, многопредметные сборочные линии, модели, социально-технические системы, количественные методы.

Сегодня системное мышление необходимо как никогда, потому что всё переполняется сложностью. Модель системы всегда включает минимум три элемента: технологическую подсистему, персонал в качестве подсистемы и подсистему проектирования. Целью проектирования является формирование технологической подсистемы (для достижения требуемой эффективности производства и создания социальных условий труда персонала, что может привести к росту внутренней мотивации и дополнительному росту эффективности). Линия сборки как производственная система — это комбинация оборудования и людей, связанная общими материальным и информационным потоками. На входе производственной системы — установочные детали, энергия, информация (например, потребительский спрос на изделия); на выходе — материальный (готовая продукция и отходы) и информационный (например, показатели производительности системы) продукт. Линия — это производственная система, в которой незавершенное производство уменьшается, перемещаясь от одного рабочего места к другому, в результате чего получается готовый продукт.

В условиях простой задачи имеется формула, которая проверяется и даже может быть стандартизована. Чтобы следовать этой формуле, опыт не требуется, и поэтому результат предсказуем, а если обращение к формуле аргументированно — то и позитивен. Если проблема усложненная, то формулой (алгоритмом) решения может пользоваться лишь персонал с определенным опытом, при этом вероятность позитивного результата высока. Сложная же проблема не может быть описана с помощью сколько-нибудь точной формулы (четкого алгоритма). Следование имеющейся формуле не гарантирует успех, т. е. существует высокая неопределенность исхода, однако в этом случае

наличие опыта может повысить вероятность успеха. Это означает, что каждая сложная проблема уникальна.

Правомерен вопрос — к системам какой степени сложности относятся линии сборки? При всей многовариантности технических заданий на проектирование линии сборки содержат много сходных (типовых) черт, что не позволяет отнести их к уникальным. Остается отнести их к усложненным системам. Тем не менее, последние десятилетия сложность как производственных линий сборки, так и собираемых на них изделий непрерывно возрастала. И сегодня увеличение сложности является одной из самых больших проблем в производстве [1, 2]. Прогрессирующая кастомизация под влиянием рыночного спроса приводит к дополнительному усложнению рабочих мест ручного производства и рабочих станций автоматизированного из-за уменьшения размеров партий и увеличения вариативности задач сборки. Сложность влияет на качество и надежность [3—5], уменьшает производительность, из-за нее окончательную сборку изделий можно автоматизировать лишь частично или даже выполнять вручную [6], что повышает затраты. Чем выше сложность, тем выше стоимость исправления ошибок [7, 8], затраты на гарантийный ремонт. В результате сохраняется потребность в совершенствовании моделей, описывающих сложность объектов сборки, структуры и балансировки сборочных линий. Система сборки — важнейшая часть производственного предприятия, в том числе с точки зрения стоимости. Около трети производственных рабочих занимаются сборкой [9] и 25—50% от общей стоимости изделия приходится на сборку [7]. Поэтому насущной задачей стало выявление и, по возможности, устранение причин повышенной сложности. Если предприятие сможет управлять сложно-

стью производства, оно повысит конкурентоспособность своей продукции, но для этого, прежде всего, нужно уметь ее оценивать.

Задача настоящей статьи — классификация методов анализа и оценивания сложности производственных систем и построение модели оценки сложности сборки узлов электронной аппаратуры.

Теория сложности и оценивание производственных систем

Теория сложности дает понимание того, как система может расти, развиваться, адаптироваться к изменяющимся требованиям, к новым задачам. Она, как и производственная система, также не должна быть излишне сложной, чтобы быть применимой к описанию реального производства. Принцип бритвы Оккама, называемый еще законом экономии мышления, призывает упростить сложность везде, где это представляется возможным.

Критерием выбора из возможных вариантов системы в первую очередь служит показатель эффективности (с учетом остальных свойств, важных для создаваемой системы), а облегчить сравнение вариантов может оценка сложности. То есть: если существуют варианты, эквивалентные с точки зрения эффективности, преимущество получает наименее сложный из них. Поэтому сложность должна иметь и относительную оценку.

Конструктивно-технологическая сложность изделия, с одной стороны, есть мера затрат производственных ресурсов на его изготовление, а с другой, она является неотъемлемым атрибутом самого изделия, комплексно учитывающим его структурные и субстантные характеристики в соответствии со сложившимся уровнем средств производства.

Принятие решений в отношении производственных систем — довольно сложная процедура, осуществляемая не по одному критерию, самые важные из которых, по-видимому, — стоимость, качество, гибкость и производственный цикл. При этом сложность можно рассматривать как дополнительный критерий, облегчающий принятие решений.

Интуитивное представление о сложности системы и процесса сборки связывает это свойство с объемом оборудования (число элементов, их масса, габариты и проч.), разветвленностью связей между элементами и степенью их взаимодействия, способом доставки элементов на сборку, с количеством вариантов рабочих мест, направлений движения объектов сборки, требуемой квалификацией персонала, обслуживающего рабочие места, стоимостью изготовления системы, стоимостью и удобством ее обслуживания и т. д. Однако одной интуиции здесь недостаточно. Использование критерия сложности при принятии решений в процессе проектирования, планирования, эксплуатации и анализа производственных систем требует не только субъективного личного опыта и интуиции, но ко-

личественной оценки сложности для более точного сравнения альтернативных решений. Поэтому возникла необходимость в получении более объективных оценок, но задача оказалась достаточно трудной. Основной задачей в создании метрик производственной сложности является повышение их эффективности за счет лучшего понимания реальных проблем, с которыми сталкиваются производители.

Оценивание систем по разным критериям производится с помощью шкал. Это относится и к критерию сложности, однако проблема в том, что шкала сложности отсутствует. Кроме того, отсутствует также определение нулевой сложности и единицы сложности, без чего шкалу построить невозможно.

Очевидно, что суждения о сложности и попытки ее оценки должны опираться на естественные аксиомы теории сложности по аналогии с теорией полезности сложных систем [10]: аксиомы измеримости, сравнимости, транзитивности, коммутативности, независимости. В таком случае в теорию можно включить положение, в соответствии с которым считать, что при выполнении всех пяти аксиом в ходе оценки сложности существует функция сложности, определенная на множестве всех возможных исходов оценки, или иначе — сложность измеряется по шкале интервалов. Конечно, можно использовать и менее точные шкалы — дихотомическую, шкалу наименований, шкалу порядков (ранговую), но трудно использовать шкалу отношений и невозможно — абсолютную шкалу.

Понятие сложности применительно к системам имеет несколько смыслов, это может быть структурная (статическая) сложность, динамическая, вычислительная. Не существует понятия сложности системы вообще — сложность может характеризовать систему с разных сторон. Различают такие виды сложности:

- анализ существующей системы;
- синтез новой системы;
- функционирование созданной системы (управления);
- тиражирование созданной системы;
- репродукция существующей системы.

Нас в рамках темы статьи интересует сложность разработки (синтеза) новой системы и сложность ее функционирования. Под синтезом будем понимать процесс создания системы, соответствующей требованиям спецификаций, технического задания на разработку. Очевидно, что созданная система лишь в некоторой степени будет соответствовать требованиям. Это типичная ситуация для сложных систем.

После того как требуемая система создана, следует оценить сложность ее освоения (анализа) для пользователей. Уменьшение сложности освоения достигается созданием разработчиками адекватной модели системы (документации, инструкций).

Если степень сложности оценивается количеством информации, необходимой для описания реальной

системы, то сложность ставится в зависимость от наблюдателя (в нашем случае — от разработчика системы сборки). Мы будем различать сложность и как свойство системы, и как свойство самой задачи, то есть проектирования или разработки системы сборки.

Вне зависимости от вида сложности можно выделить два принципа оценки сложности систем. Первый связан с понятием количества информации и состоит в том, что сложность системы должна быть пропорциональна объему информации, необходимой для описания этой системы (дескриптивная сложность). Одним из способов оценки дескриптивной сложности является подсчет числа элементов, входящих в систему (переменных, состояний, компонентов), и разнообразия взаимосвязей между ними. Второй принцип связан с понятием энтропии и заключается в том, что сложность системы должна быть пропорциональна объему информации, необходимой для достаточного уменьшения неопределенности в системе (сложность изучения и разработки). Оба принципа дополняют друг друга — для изучаемой системы при увеличении одной сложности другая уменьшается и наоборот. При переходе от одной системы к другой, более сложной, и дескриптивная сложность, и сложность разработки увеличиваются.

Восприятия сложности могут быть сгруппированы и связаны с оформившимися методами анализа. Методы, в свою очередь, удобно группировать, опираясь на их происхождение. Предлагаемая в табл. 1 классификация методов анализа сложности следует этой концепции.

Первая группа состоит из методов и концепций, вытекающих из теории хаоса (хотя возникновение хаоса в реальных промышленных условиях — под вопросом) и теории нелинейной динамики. Сюда относятся методы реконструкции пространства, использования экспонент Ляпунова и бифуркационные диаграммы.

Вторая группа включает фундаментальную меру энтропии Шеннона. Отдельно от нее стоит сложность Колмогорова. Сюда же входят алгоритм Зива и эpsilon-машины — детерминированные автоматы, состоящие из системы причинных состояний и переходов между ними. Эта категория опирается на подходы теории информации.

Третья группа — это гибридные методы. Они пытаются подобраться к сложности путем объединения подходов теории информации с системой кодирования оборудования и изделий.

В четвертой группе собраны методы, основанные на подсчете количества ресурсов, процессов, продуктов и их видов, включенных в производственную систему.

В пятой колонке таблицы собраны некоторые методы, происхождение которых не позволяет включить их в первые четыре группы.

В то время как проблемы балансировки линий активно исследуются на протяжении уже длительного времени, сложность в производстве стала растущей областью исследований значительно позже. Авторы [11] предположили, что помимо трех основных типов сложности — изделия, технологической и эксплуатационной — сложность также непосредственно связана с количеством, разнообразием и содержанием информации. Кроме того, авторы приходят к выводу, что сложность возрастает с увеличением количества вариантов продукции, намеченной к производству, и количества технологических действий, участвующих в производственном процессе. Оценка сложности, изложенная в [12], отличается общностью и применимостью к различным производственным системам. Она исходит из определения сложности производства как «суммы всех аспектов и элементов, которые делают задачу или набор задач трудными для решения, чреватые ошибками, требующими осмысления, бдительности и умственного напряжения, приводящего к стрессу». Слишком длинно для определения, но содержание совпадает с определениями других авторов, которые так или иначе сводят сложность в системе к тому, что трудно понять, описать, предсказать или контролировать.

Вопросы сложности исследовались и в других работах, например в [13—17], но даже несмотря на разные предложенные подходы к сложности линий сборки, в них, насколько нам известно, не рассматривалась специфика сборки узлов электронной аппаратуры, разве что в [17]. Здесь исследованы вопросы управления сложностью производства электронных узлов путем уменьшения чувствительности параметров полосковых линий к дестабилизирующим фак-

Таблица 1

Методы анализа сложности производственных систем

Хаос и теория нелинейной динамики	Информационная теория	Гибридные методы	Перечисление	Другие методы
- Бифуркационные диаграммы - Фазовые портреты - Экспоненты Ляпунова	- Энтропия Шеннона - Сложность по Колмогорову - ε-машины - Алгоритм Зива	Эвристические индексы + теория информации	- Количество альтернатив - Куб сложности	- Анкеты - Аналогии динамики жидкостей - Технические метрики

торам. Построенная ниже модель отчасти заполняет этот пробел. Она касается смешанных сборочных линий, на которых могут изготавливаться различные варианты изделий в произвольной последовательности.

Модель сложности сборки изделия

Представленная в [11] модель сложности касалась процессов обработки деталей и зависела от материала и конструкции детали, учитывала разнообразие деталей, возможность сборки механических узлов и влияние крепежа на сложность сборки. Основным тут было выразить меру усилий, необходимых для достижения требуемого результата. Эту модель можно модифицировать для численной оценки сложности печатных узлов изделий электроники, сохранив структуру, но изменив расчет индекса сложности и учитывая сложность монтажа пайкой.

Очевидно, что понятие сложности системы должно учитывать как структуру, так и реализуемые функции. Наиболее простое и весьма узкое формальное понятие сложности системы строится следующим образом. Пусть в нашем распоряжении имеются n типов элементов, и для каждого типа на основании накопленного опыта устанавливается величина сложности c_i элемента i -го типа. Принимаем, что мера сложности должна обладать таким свойством: статическая сложность возрастает с увеличением количества элементов. Сложностью системы, состоящей из элементов со сложностью c_i , естественно назвать величину

$$c = \sum_{i=1}^n c_i q_i,$$

где q_i — число элементов i -го типа в системе.

Конечно, величина c никак не учитывает сложность функций системы и весьма узко, без учета взаимосвязей между элементами, характеризует ее структуру, однако ее применение даже в таком простом виде себя оправдывает.

Для того чтобы учесть структуру системы, целесообразно поставить сложность в зависимость от числа связей между элементами. Можно поступить следующим образом. Пусть число элементов системы

$$N_p = \sum_{i=1}^n q_i.$$

Тогда максимальное число связей между элементами будет равно $N_p(N_p - 1)$. Если фактическое число связей, реализуемых в системе, обозначить через M , то величина $M / [N_p(N_p - 1)]$ будет характеризовать относительное число реализованных связей. Модель, учитывающая такие связи, будет выглядеть так:

$$c = \left[\left(1 + \frac{\zeta M}{N_p(N_p - 1)} \right) \sum_{i=1}^n c_i q_i + \frac{n_p}{N_p} \right] \log_2(N_p + 1) + \frac{n_n}{N_n} \log_2(N_n + 1), \quad (1)$$

где n_n — количество паек и соединений, которые по заключению технологов наибольшим образом влияют на сложность сборки;

N_n — общее количество паек и соединений при сборке;

n_p — количество элементов, новых для цеха сборки;

n — количество типов элементов;

ζ — коэффициент, учитывающий сложность связей по сравнению со сложностью элементов.

В формуле (1) первое слагаемое отражает сложность системы: число элементов, сложность отдельных элементов, число и сложность связей между ними; второе оценивает сложность монтажа.

Следует отметить, что формула (1) не относится к сложности работы оператора на поточной линии сборки. Показатели, учитывающие нагрузку на оператора, представлены в табл. 2 вместе с краткими пояснениями по каждому показателю.

И сложности показателей из табл. 2, и величины c_i в формуле (1) удобно выражать численно, пользуясь шкалой Лайкерта. Она представляет собой пятибальную шкалу (реже — семибальную), позволяющую эксперту выразить степень своего согласия с определенным утверждением. Шкала Лайкерта предполагает, что степень уверенности эксперта линейна в диапазоне от „полностью согласен“ до „категорически не согласен“, и на этом основании числа между любыми соседними оценками отличаются на единицу, хотя по смыслу интервалы между оценками нельзя считать равными. По этой причине при подведении итогов оценок не следует пользоваться средними значениями.

Применительно к сложности возможны два опросника. Первый (универсальный) предполагает, что сформулирован вопрос: «Согласны ли вы с тем, что некий показатель оценивается как сложный?», на которые даются ответы: полностью не согласен (1); не согласен (2); скорее не согласен (3); согласен (4); полностью согласен (5). Второй вариант опросника, более прямой, тут вопрос не ставится, эксперт оценивает некоторый показатель из табл. 2 или c_i из формулы (1): очень сложно (5); сложно (4); умеренно сложно (3); немного сложно (2); не сложно (1).

Сильные стороны шкалы следующие:

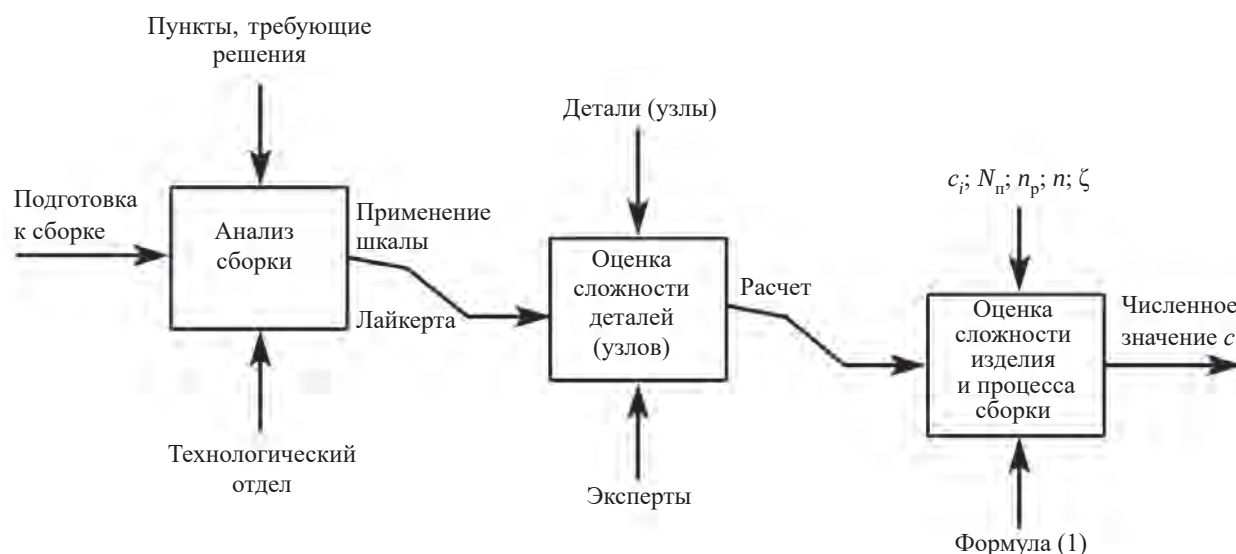
— шкала не предполагает простой ответ „да/нет“, а предполагает выражение степени уверенности или даже отсутствие мнения вообще, и таким образом получают количественные данные, которые относительно легко могут быть проанализированы;

— использование шкалы для оценки производственных показателей практически исключает социальное давление и вместе с ним предвзятость социальной желательности.

IDEF0-диаграмма, изображенная на рисунке, отражает главные составные части процесса анализа и расчета сложности сборки.

Показатели сложности работы оператора

Показатель сложности	Описание показателя
Нагрузка оператора	Распознавание простой информации (символы, цвета). Работа с подробной информацией руководств. Получение комплектующих на оптовом складе или выделенном месте в цехе.
Подача деталей и узлов на сборку	Детали и узлы находятся в своих упаковках и подаются на сборку в комплекте и в нужной последовательности.
Типы упаковок	Общее количество типов упаковок.
Инструменты на рабочем месте	Количество инструментов, которые оператору нужно использовать для выполнения всех предусмотренных вариантов сборки (автоматические инструменты не учитываются).
Оборудование на рабочем месте	Оборудование, выполняющее автоматизированные операции без помощи оператора, с автоматическим или ручным запуском.
Методы работы	Набор уникальных для оператора методов работы, которые он должен освоить на этом рабочем месте (методом считается последовательность из нескольких действий).
Количество позиций оператора	Количество различных позиций, которые понадобятся оператору для завершения цикла действий на рабочем месте (учитывается позиционирование верхней части тела и ступней, не учитываются перемещения рук).
Расстояние до детали (узла)	Наибольшее расстояние между нормальной позицией оператора (или центром рабочего места) и деталью на допустимой граничной линии.
Варианты конструкций деталей	Количество вариантов конструкций деталей, устанавливаемых на рабочем месте.



IDEF0-диаграмма предлагаемой методики оценки сложности сборки

Заключение

Таким образом, проведенные исследования позволили классифицировать методы анализа сложности и предложить модель оценки сложности сборки узлов электронной аппаратуры. В отличие от подхода, сторонники которого ратуют за невнимание к деталям, чтобы сосредоточить внимание на поведении всей системы, предложенный подход к оценке сложности заключается в суммировании сложности как объекта производства, так и отдельных специфиче-

ских операций технологического процесса сборки. Более того, предлагается рассматривать предприятие не просто как сложно организованную статическую систему, но как набор самоорганизующихся компонентов, состоящих из сотрудников, цехов, линий сборки, ресурсов, заказчиков и проч.

Продолжение исследований в данной предметной области нами видится с учетом следующих проблем. Изначально проектировать сборку желательно с учетом человеческого фактора, принимая во вни-

мание взаємозв'язку технологічних операцій, інструментів та рекомендацій ергономіки. Це пов'язано з тим, що на ручних і напівавтоматичних робочих місцях роль людини-оператора має вирішальне значення, оскільки його дії безпосередньо впливають на час операційного циклу, якість і саму виконаність операцій, а також на його особисту безпеку та здоров'я. Важливо встановити зв'язок рівня ергономічності та складності і на цій основі зменшити ймовірність перепроектування процесу збирання. Очевидно, цю задачу необхідно вирішувати з використанням функції корисності, методів нечіткої логіки, комп'ютерних експериментів з манекеном людини.

В контексті управління складністю отримані результати дозволяють технологам встановлювати адекватну складність для оператора, робочого місця та всього процесу збирання.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. ElMaraghy W., ElMaraghy H., Tomiyama T., Monostori L. Complexity in engineering design and manufacturing. *CIRP Annals*, 2012, vol. 61, iss. 2, p. 793–814. <https://doi.org/10.1016/j.cirp.2012.05.001>
2. Schuha G., Rudolfa S., Riesener M. et al. Product production complexity research: developments and opportunities. *Procedia CIRP*, 2017, vol. 60, p. 345–351. <https://doi.org/10.1016/j.procir.2017.01.006>
3. Falck A.-C., Rosenqvist M. Relationship between complexity in manual assembly work, ergonomics and assembly quality. *Ergonomics for Sustainability and Growth, NES 2012*, Stockholm, Sweden.
4. Fässberg T., Fasth Å., Hellman F. et al. Interaction between complexity, quality and cognitive automation. In: *4th CIRP Conference on Assembly Technologies and Systems*, 2012, Ann Arbor, MI, USA.
5. D'Addona D. Emergent synthetic approach for management of complexity in production systems. *Cogent Engineering*, 2019, 20 p.
6. Papakostas N., Efthymiou K., Chrysosolouris G. et al. Assembly process templates for the automotive industry. In: *3rd CIRP Conference on Assembly Technologies and Systems*, 2010, Trondheim, Norway, p. 151–156.
7. ElMaraghy H., Samy S.N., Espinoza V. A classification Code for Assembly Systems. In: *3rd CIRP Conference on Assembly Technologies and Systems*, 2010, Trondheim, Norway, p. 145–150.
8. Vogel W., Lasch R. *Complexity drivers in manufacturing companies: a literature review*. Springer.com, 2016, 66 p.
9. Alkan B., Vera D. A., Ahmad M., et al. Complexity in manufacturing systems and its measures: a literature review. *European J. Industrial Engineering*, 2018, vol. 12, no. 1, p. 115–151.
10. Соколов В.В. Подход к оценке сложности систем. *АИТ*. [Електронний ресурс] Режим доступу: http://www.ait.org.ua/pub_podhod.html (Дата звернення 25.02.2021)
11. ElMaraghy W. H., Urbanic R. J. Assessment of manufacturing operational complexity. *CIRP Annals-Manufacturing Technology*, 2004, vol. 53, iss. 1, p. 401–406. [https://doi.org/10.1016/S0007-8506\(07\)60726-4](https://doi.org/10.1016/S0007-8506(07)60726-4)
12. Zeltzer L., Limere V., Aghezzaf E.-H., Van Landeghem H. Measuring the objective complexity of assembly workstations, *Int. Multi-Conf. on Computing in the Global Information Techn.*, Venice, Italy, 2012.
13. Efthymiou K., Pagoropoulos A., Papakostas N. et al. Manufacturing systems complexity: An assessment of manufacturing performance indicators unpredictability. *CIRP Journal of Manufacturing Science and Technology*, 2014, vol. 7, iss. 4, p. 324–334.
14. Brinzer B., Schneider K. Complexity assessment in production: linking complexity drivers and effects. *53rd CIRP Conference on Manufacturing Systems*, 2020, vol. 93, p. 694–699. <https://doi.org/10.1016/j.procir.2020.04.014>
15. Asadi N., Jackson M., Fundin A. Drivers of complexity in a flexible assembly system- A case study. *48th CIRP Conference on manufacturing systems — Procedia CIRP*, 2016, vol. 41, pp. 189–194. <https://doi.org/10.1016/j.procir.2015.12.082>
16. Ribeiro L., Hochwallner M. On the design complexity of cyberphysical production systems. *Complexity*, 2018, article ID 4632195, 13 p. <https://doi.org/10.1155/2018/4632195>
17. Gazizov T., Sagiyeva I., Kuksenko C. Solving complexity problem in the electronics production process by reducing the sensitivity of transmission line characteristics to their parameters variations. *Complexity*, vol. 2019, article ID 6301326, 11 p. <https://doi.org/10.1155/2019/6301326>

Дата поступления рукописи
в редакцию 11.01 2021 г.

DOI: 10.15222/ТКЕА2021.1-2.54
УДК 621.396.1

О. М. ТИНИНИКА

Україна, Одеський національний політехнічний університет
E-mail: polalek562@gmail.com

ОЦІНКА СКЛАДНОСТІ СКЛАДАННЯ ВУЗЛІВ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

Статтю присвячено оцінці складності збиральних систем. Розглянуто особливості ліній збирання як виробничих систем і причини постійного зростання їхньої складності. Складні системи збирання є дорогими для впровадження, запуску, контролю та обслуговування, складність впливає на продуктивність, якість і надійність, тому під час проектування будь-якої складальної системи необхідно шукати компроміси між особливостями її майбутнього функціонування, вартістю та складністю. Для цього потрібно вміти кількісно оцінювати складність. Проведене дослідження дозволило класифікувати методи аналізу складності та запропонувати модель, яка дозволяє певною мірою кількісно оцінювати складність збирання вузлів електронної апаратури та може використовуватися для роботи з ускладненими багатопредметними лініями. Модель враховує взаємозв'язок між варіантністю зібраних виробів, обладнанням робочих станцій, інструментами та засобами підтримки процесу складання. Обговорено об'єктивні та суб'єктивні аспекти складності виробництва. Розглянуто показники складності роботи оператора. Для чисельної оцінки складності показників пропонується користуватися шкалою Лайкерта. Продовження досліджень вбачається з врахуванням наступних проблем. Проектувати збірку бажано з урахуванням людського фактора, беручи до уваги взаємозв'язок технологічних операцій, інструментів і принципів ергономіки. Це пов'язано з тим, що на ручних і напівавтоматичних робочих місцях роль людини-оператора має вирішальне значення. Зв'язок рівня ергономічності та складності необхідно встановити з використанням функції корисності, методів нечіткої логіки, комп'ютерних експериментів з манекеном.

Ключові слова: складність виробництва, багатопредметні складальні лінії, моделі, соціально-технічні системи, кількісні методи.

ASSESSMENT OF ASSEMBLY COMPLEXITY OF ELECTRONIC UNITS

The article is devoted to the complexity assessment of harvesting systems. The author considers peculiarities of assembly lines as production systems and the reasons for the constant growth of their complexity. Complex assembly systems are expensive to implement, run, control and maintain, while their complexity affects performance, quality and reliability. Thus, when designing any assembly system, one must look for compromises between its future operation features, its cost and its complexity. To do this, you need to be able to quantify the complexity.

This study made it possible to classify the methods of complexity analysis and propose a model that allows quantifying, to some extent, the complexity of the assembly of electronic units and can be used to work with complex multi-subject lines. The study considers the complexity indicators for the operator's work. To numerically assess the complexity indicators, it is proposed to use the Likert scale.

It is assumed that further research should take into account the following issues. The assembly should be designed with consideration of the human factor and the interrelation of technological operations, tools and ergonomics. This is due to the fact that in manual and semi-automatic workplaces, the human operator plays the crucial part. The connection between ergonomics and complexity must be established using the utility function, methods of fuzzy logic, and computer experiments with a test dummy.

Keywords: production complexity, multi-subject assembly lines, models, socio-technical systems, quantitative methods.

REFERENCES

1. ElMaraghy W., Elmaraghy H., Tomiyama T., Monostori L. Complexity in engineering design and manufacturing. *CIRP Annals*, 2012, vol. 61, iss. 2, pp. 793–814. <https://doi.org/10.1016/j.cirp.2012.05.001>
2. Schuha G., Rudolfa S., Riesenera M. et al. Product production complexity research: developments and opportunities. *Procedia CIRP*, 2017, vol. 60, pp. 345–351. <https://doi.org/10.1016/j.procir.2017.01.006>
3. Falck A.-C., Rosenqvist M. Relationship between complexity in manual assembly work, ergonomics and assembly quality. *Ergonomics for Sustainability and Growth, NES 2012, Stockholm, Sweden*.
4. Fässberg T., Fasth Å., Hellman F. et al. Interaction between complexity, quality and cognitive automation. *Proceedings of the 4th CIRP Conference on Assembly Technologies and Systems*, 2012, Ann Arbor, MI, USA.
5. D'Addona D. Emergent synthetic approach for management of complexity in production systems. *Cogent Engineering*, 2019, 20 p. <https://doi.org/10.1080/23311916.2019.1684174>.
6. Papakostas N., Efthymiou K., Chrysosouris G. et al. Assembly process templates for the automotive industry. In: *3rd CIRP Conference on Assembly Technologies and Systems*. 2010, Trondheim, Norway, pp. 151–156.
7. ElMaraghy H., Samy S.N., Espinoza V. A classification Code for Assembly Systems. In: *3rd CIRP Conference on Assembly Technologies and Systems*. 2010, Trondheim, Norway, pp. 145–150.
8. Vogel W., Lasch R. Complexity drivers in manufacturing companies: a literature review. *Springer.com*, 2016, 66 p.
9. Alkan B., Vera D. A., Ahmad M., Bilal Ahmad B., Harrison R. Complexity in manufacturing systems and its measures: a literature review. *European J. Industrial Engineering*, 2018, vol. 12, no. 1, pp. 115–151.
10. Sokolov V.V. An approach to assessing the complexity of systems. *AIT*. Retrieved from: http://www.ait.org.ua/p/pub_podhod.html (Date of access: 25.02.2021) (Rus)
11. ElMaraghy W. H., Urbanic R. J. Assessment of manufacturing operational complexity. *CIRP Annals-Manufacturing Technology*, 2004, vol. 53, iss. 1, pp. 401–406. [https://doi.org/10.1016/S0007-8506\(07\)60726-4](https://doi.org/10.1016/S0007-8506(07)60726-4)
12. Zeltzer L., Limere V., Aghezzaf E.-H., Van Landeghem H. Measuring the objective complexity of assembly workstations, *Int. Multi-Conf. on Computing in the Global Information Techn.*, Venice, Italy, 2012.
13. Efthymiou K., Pagoropoulos A., Papakostas N. et al. Manufacturing systems complexity: An assessment of manufacturing performance indicators unpredictability. *CIRP Journal of Manufacturing Science and Technology*, 2014, vol. 7, iss. 4, pp. 324–334. <https://doi.org/10.1016/j.cirpj.2014.07.003>
14. Brinzer B., Schneider K. Complexity assessment in production: linking complexity drivers and effects. *53rd CIRP Conference on Manufacturing Systems*, 2020, vol. 93, pp. 694–699. <https://doi.org/10.1016/j.procir.2020.04.014>
15. Asadi N., Jackson M., Fundin A. Drivers of complexity in a flexible assembly system- A case study. *48th CIRP Conference on manufacturing systems — Procedia CIRP*, 2016, vol. 41, pp. 189–194. <https://doi.org/10.1016/j.procir.2015.12.082>
16. Ribeiro L., Hochwallner M. On the design complexity of cyberphysical production systems. *Complexity*, 2018, article ID 4632195, 13 p. <https://doi.org/10.1155/2018/4632195>
17. Gazizov T., Sagiyeva I., Kuksenko C. Solving complexity problem in the electronics production process by reducing the sensitivity of transmission line characteristics to their parameters variations. *Complexity*, vol. 2019, article ID 6301326, 11 p. <https://doi.org/10.1155/2019/6301326>

Описание статьи для цитирования:

Тыныныка А. Н. Оценка сложности сборки узлов электронной аппаратуры. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2021, № 1–2, с. 54–60. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.54>

Cite the article as:

Tynynyka A. N. Assessment of assembly complexity of electronic units. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 54–60. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.54>

¹М. С. КУКУРУДЗЯК, д. т. н. ²Ю. Г. ДОБРОВОЛЬСЬКИЙУкраїна, м. Чернівці, ¹ЦКБ Ритм;²Чернівецький національний університет ім. Ю. Федьковича

E-mail: mykola.kukurudzyak@gmail.com

КРЕМНІЄВИЙ $p-i-n$ -ФОТОДІОД ІЗ ПІДВИЩЕНОЮ ІМПУЛЬСНОЮ ЧУТЛИВІСТЮ

Представлено розрахунок і граничні вимоги для виробництва кремнієвих $p-i-n$ -фотодіодів із підвищеною чутливістю, проведено узгодження теоретичних параметрів із реальними фотодіодами, виготовленими згідно з розрахунком. Описано особливості конструкції чотириелементного сегментного $p-i-n$ -фотодіода з охоронним кільцем та технології, які дозволили створити прилад з імпульсною монохроматичною чутливістю 0,48 А/Вт.

Ключові слова: фотодіод, кремній, імпульсна чутливість.

Напівпровідникові фотоелектричні прилади з $p-n$ -переходами знайшли широке застосування в різних галузях науки та техніки, зокрема в автоматичній та телемеханіці, контрольно-вимірному обладнанні, системах стеження, наведення та ін. Поява досконалих джерел монохроматичного випромінювання, модульованого частотами в сотні й тисячі мегагерц, сприяє вдосконаленню відомих та розробці нових типів фотоелектричних приладів, які перетворюють світловий сигнал в електричний. Це робить реальним втілення низки нових завдань електроніки, в тому числі оптоелектроніки. Для виконання цих завдань потрібні фотоприймачі із підвищеними характеристиками — високою токовою монохроматичною чутливістю, в тому числі імпульсною, мінімальною ємністю, низькими темновими струмами фоточутливого елемента (ФЧЕ).

До найбільш широкоживаних приладів фотоелектроніки відносяться кремнієві $p-i-n$ -фотодіоди (ФД). Головна сфера їх застосування — в об'єктах, що використовують лазерні промені ближньої інфрачервоної області спектру оптичного випромінювання, зокрема на довжині хвилі $\lambda = 1060$ нм. Хвилі такої довжини випромінюють лазери на ітрій-алюмінієвому гранаті (YAG), які широко застосовуються в різних областях, серед яких вимірювання відстані (лазерні далекоміри), застосування в науці (лазери з модульованою добротністю) та ін.

Фотоприймачі з $p-i-n$ -структурою являють собою дві тонкі низькоомні p - та n -області, між якими розташовано достатньо широкий високоомний, збіднений вільними носіями i -шар. Якщо до такої структури не прикладено зовнішньої електричної напруги, поле в i -шарі є малим, і генеровані носії будуть рухатись лише в результаті дифузії. При зворотному зміщенні $p-i-n$ -структури вся напруга буде падати на високоомний i -шар, а носії заряду, які генеруватимуться

під дією сильного поля, будуть пролітати i -область, не встигаючи рекомбінувати [1].

Провідні світові конструктори та технологи в сфері фотоелектроніки активно займаються розробкою та створенням ФД із $p-i-n$ -структурою з параметрами, які забезпечуватимуть вимоги ринку. Зокрема, в [2] досліджено можливості підвищення рівня чутливості $p-i-n$ -фотодіодів до випромінювання з довжиною хвилі $\lambda = 1,06$ мкм. Авторами запропоновано використання двошарового просвітлюючого покриття, що складається з плівок SiO_2 і Si_3N_4 товщиною 40 та 88 нм відповідно, та отримано ФД з імпульсною чутливістю $S_{\text{имп}} = 0,44$ А/Вт. Науковці зазначають, що отримані результати вказують на те, що перехід до двошарового просвітлюючого покриття призводить до помітного підвищення рівня монохроматичної імпульсної чутливості та до збільшення виходу придатних виробів.

В [3] розглянуто основну номенклатуру вимог, що пред'являються до чотириканального фотоприймального пристрою (ФПП) на основі квадрантного кремнієвого $p-i-n$ -фотодіода для координатних систем, приведено одну з можливих концепцій побудови електронного тракту ФПП. Авторі вказують, що у ФПП необхідно використовувати $p-i-n$ -фотодіоди з мінімальними значеннями міжелементних зазорів (для збільшення крутості пеленгаційної характеристики), струмів витоку та власної ємності. Виходячи з цього, у ФПП був застосований кремнієвий $p-i-n$ -фотодіод з зазором між ФЧЕ 50 мкм, діаметром фоточутливої площадки 3,0 мм (з метою досягнення мінімальних значень струмів витоку та ємності), що має струмову імпульсну чутливість $S_{\text{имп}} \geq 0,4$ А/Вт при значенні робочої напруги 200 В.

Для створення ФД із підвищеною імпульсною чутливістю потрібно попередньо вирішити ряд технологічних та конструкційних питань. Зокрема, попе-

редньо розрахувати основні параметри, вибрати матеріал підкладки та домішкові елементи, визначити, яка конструкція максимально забезпечить всі технічні вимоги, адже чутливість ФД залежить як від фізичних обмежень, пов'язаних із вибором матеріалу підкладки, так і від його конструкції.

Метою цієї роботи було створення чотириелементного сегментного $p-i-n$ -фотодіода на основі високоомного кремнію p -типу з підвищеною імпульсною чутливістю на довжині хвилі YAG-лазера, з малою ємністю та мінімальними темновими струмами.

Для виготовлення високочутливих фотоприймачів необхідно встановити основні критерії вибору кремнію, зокрема, для оцінювання потенційних параметрів ФД при використанні матеріалу із різними вихідними показниками питомого опору та часу життя неосновних носіїв заряду, а також визначити оптимальну конструкцію кристалу приладу — глибину залягання $p-n$ -переходів, товщину шарів тощо, базуючись на сформованих критеріях та припущеннях.

Розрахункова частина

Для правильності вибору конструкції приладу та вірності сформованих граничних критеріїв щодо вибору кремнію та мінімізації похибки при розрахунках основних параметрів необхідно оцінити можливість чутливості ФД.

Оцінка струмової імпульсної чутливості проводилася за формулою [4]

$$S_{\text{имп}} = \frac{\lambda}{1,234} (1 - R)(1 - T)\eta, \quad (1)$$

де R — коефіцієнт відбивання;

T — коефіцієнт пропускання;

η — квантова ефективність.

Для кремнію з просвітлюючим покриттям, виготовленим з ізотермічно вирощеного двоокису кремнію (SiO_2), реально можна досягнути значення R близько 0,1. Для цього потрібно забезпечити умову мінімуму відбивання [5]:

$$\lambda_p/4 = nd_{\text{SiO}_2}, \quad (2)$$

де λ_p — робоча довжина хвилі;

nd — оптична товщина просвітлювальної плівки;

n — коефіцієнт заломлення ($n = 1,42$ для SiO_2);

d_{SiO_2} — товщина просвітлювальної плівки.

Звідси можемо знайти, що $d_{\text{SiO}_2} = 0,187$ мкм, і при виконанні цієї умови коефіцієнт відбивання $R \rightarrow 0$.

Оптичні властивості кремнію є такими, що 90% ІЧ-випромінювання з довжиною хвилі понад 1000 нм поглинається в ньому на глибині близько 1 мм [6]. Кремнієві $p-i-n$ -фотодіоди мають металевий омичний контакт з боку кристала, протилежного до ФЧЕ. Він виконує роль дзеркала, яке відбиває значну частину

випромінювання робочої довжини хвилі, що не поглинається об'ємом кристала фотодіода та доходить до контакту зі зворотного боку. З урахуванням цього чинника товщина кристала фотодіода вибирається 400—500 мкм. Використання відбивання оптичного випромінювання тильним контактом дозволяє забезпечити подвійне проходження оптичного випромінювання в об'ємі кристала фотодіода й збільшити кількість фотогенерованих носіїв. За таких умов випромінювання з $\lambda_p = 1060$ нм повністю поглинається, тому коефіцієнт пропускання $T \approx 0$.

Квантова ефективність для такої довжини хвилі, згідно з [7], теоретично може досягати 60%. У [8] досягнуто квантову ефективність близько 58%. Для наших розрахунків приймемо $\eta = 52\%$.

Підставивши ці дані в формулу (1), отримаємо значення імпульсної чутливості $S_{\text{имп}} = 0,4$ А/Вт.

На практиці, струмова монохроматична імпульсна чутливість може бути дещо вище розрахованої завдяки вдосконаленій технології, яка може забезпечити більш високу величину квантового виходу та менший за 0,1 коефіцієнт відбивання.

Для оцінки ємності $p-n$ -переходу, отриманого методом дифузійно-планарної технології, скористаємось формулою [9]

$$C = A_{\text{ФЧЕ}} \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0 q N_d}{2(\phi_k - U_p)}}, \quad (3)$$

де ϵ, ϵ_0 — діелектричні сталі для кремнію та вакууму відповідно;

q — заряд електрона;

ϕ_k — висота потенціального бар'єра, $\phi_k = 0,5$ еВ;

U_p — напруга зміщення, $U_p = -120$ В;

N_d — концентрація домішки в підкладці;

$A_{\text{ФЧЕ}}$ — ефективна площа ФЧЕ (однієї фоточутливої площадки), $A_{\text{ФЧЕ}} = 0,385$ см².

Формулу (3) можна спростити до вигляду (для несиметричних $p-n$ -переходів)

$$C = \frac{326 A_{\text{ФЧЕ}}}{\sqrt{\rho(\phi_k - U_p)}}, \quad (4)$$

де ρ — питомий опір кремнію.

У цій формулі одиниці вимірювання $A_{\text{ФЧЕ}}$ — мм², C — пФ.

У виробництві використовується кремній з різним питомим опором: 16, 18 та 20 кОм·см. В ході експериментів було виявлено, що внаслідок термічних операцій питомий опір кремнію може зменшуватися приблизно у два рази (в окремих випадках і більше). Тому для оцінювального розрахунку кінцевої ємності $p-n$ -переходу значення питомого опору слід вважати вдвічі меншими за наведені у сертифікаті.

Розрахунок за формулою (4) ємності фотодіоду з площею ФЧЕ 0,385 см², створеного на основі крем-

нію з $\rho \approx 20$ кОм·см, показує, що у такому випадку ємність ФЧЕ складатиме 11,5 пФ, при $\rho \approx 18$ кОм·см $C = 12,1$ пФ, при $\rho \approx 16$ кОм·см $C = 12,8$ пФ.

Для виробництва ФД з підвищеною імпульсною чутливістю обрано кремній із $\rho \approx 18$ кОм·см, оскільки матеріал із вищим опором може викликати збільшення зарядових станів, які впливають на величину темнових струмів ФД, а при $\rho \leq 15$ кОм·см можемо отримати ФД із великою ємністю.

Розглянемо теоретично можливі значення темнового струму ФЧЕ при використанні кремнію з $\rho \approx 18$ кОм·см.

Сумарний темновий струм складається із трьох складових — дифузійної $I_{\text{Т диф}}$, генераційно-рекомбінаційної $I_{\text{Т ген-рек}}$ та поверхневої $I_{\text{Т пов}}$ [6]:

$$I_{\text{Т}} = I_{\text{Т диф}} + I_{\text{Т ген-рек}} + I_{\text{Т пов}}. \quad (5)$$

Згідно з [7], густина дифузійної складової струму $I_{\text{Т0 диф}} = 2 \cdot 10^{-9}$ А/см², тоді при $A_{\text{ФЧЕ}} = 0,385$ см²

$$I_{\text{Т диф}} = A_{\text{ФЧЕ}} I_{\text{Т0 диф}} = 0,57 \cdot 10^{-9} \text{ А}. \quad (6)$$

Густина генераційно-рекомбінаційної складової темнового струму складає $I_{\text{Т0 ген-рек}} = 0,6 \cdot 10^{-9}$ А/см² [9], і тоді

$$I_{\text{Т ген-рек}} = A_{\text{ФЧЕ}} I_{\text{Т0 ген-рек}} = 0,231 \cdot 10^{-9} \text{ А}. \quad (7)$$

Поверхнева складова темнового струму згідно [8] визначається як

$$I_{\text{Т пов}} = \sigma_{\text{ss}} N_{\text{ss}} A_{p-n} \cdot 10^{-3}, \quad (8)$$

де σ_{ss} — площа перерізу захоплення;

N_{ss} — густина поверхневих станів;

A_{p-n} — площа p - n -переходу.

Площа, яка робить внесок в поверхневу складову темнового струму, визначається за формулою [10]

$$A_{p-n} = W_i P_{p-n}, \quad (9)$$

де W_i — ширина області просторового заряду (ОПЗ);

P_{p-n} — периметр p - n -переходу.

Ширину ОПЗ можна розрахувати за формулою [11]

$$W_i = \frac{1}{3} \sqrt{\rho U_{\text{поб}}} \approx 490 \text{ мкм}. \quad (10)$$

В такому випадку периметр p - n -переходу $P_{p-n} = 2,5$ см, і тоді знайдемо його площу за формулою (9): $A_{p-n} = 1,225 \cdot 10^{-3}$ см².

Площа перерізу захоплення $\sigma_{\text{ss}} = 10^{-15}$ см². Густина поверхневих станів, яка визначається технологією, вибираємо рівною $N_{\text{ss}} = 5 \cdot 10^{11}$ см⁻²·еВ⁻¹.

Підставивши вказані дані в формулу (8), отримаємо значення поверхневої складової темнового струму ФД:

$$I_{\text{Т пов}} = 61,3 \cdot 10^{-9} \text{ А}.$$

Таким чином, сумарний темновий струм ФД буде дорівнювати

$$I_{\text{Т}} = 62,1 \cdot 10^{-9} \text{ А}.$$

Звідси можна визначити значення статичного темнового опору $R_{\text{с}}$ при нульовому зміщенні ($U_{\text{зм}} \leq 10$ мВ):

$$R_{\text{с}} = U_{\text{зм}} / I_{\text{Т}} = 16,1 \text{ кОм}. \quad (11)$$

Аналогічно можна отримати значення темнового струму $I_{\text{ок}}$ для охоронного кільця з ефективною площею $A_{\text{ок}} = 0,1385$ см² та периметром p - n -переходу $P_{\text{ок } p-n} = 9,232$ см:

$$I_{\text{ок}} = 2,36 \cdot 10^{-6} \text{ А}.$$

Отримані значення темнових струмів характеризують квазіідеальний ФД. Звісно, що в розрахунках нереально врахувати всі фактори впливу на цей параметр. До таких факторів відносяться зарядові стани на поверхні кристалу, неконтрольовані домішки, структурні дефекти, рівні Тамма та Шоклі, вплив периферії кристалу, зокрема дрейф носіїв заряду з периферії до ФЧЕ під дією електричних полів тощо [12]. Ці явища були враховані вже при створенні ФД, тому, відповідно, допустимі значення темнового струму реального ФЧЕ є більшими, ніж отримані в розрахунку.

Експериментальна частина

Виготовлення ФД із підвищеною імпульсною чутливістю здійснювалось за стандартною дифузійно-планарною технологією [13]. Спочатку кремнієві підкладки окислювалися, і у вікна двоокису кремнію, створені фотолітографією, проводилась дифузія фосфору для створення n^+ -шару. Зі зворотної сторони кремнієвої підкладки створювався омичний p^+ -шар та напильовався шар золота з підшаром хрому методом термічного розпорошення у вакуумі. Так само створювались контакти золота з підшаром хрому до ФЧЕ та охоронного кільця.

Конструкцію описаного фотодіода зображено на рис. 1.

Як йшлося вище, для виробництва ФД використовувався кремній p -типу із питомим опором 18 кОм·см.

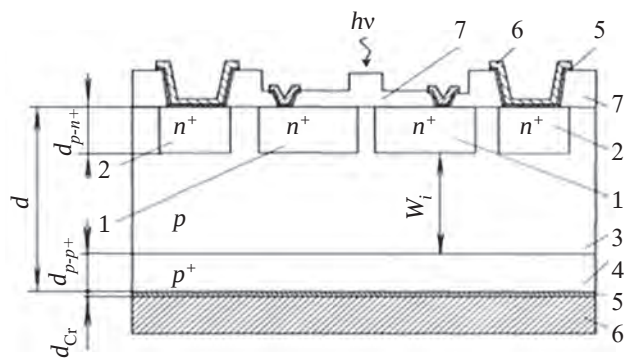


Рис. 1. Переріз кристалу фотодіода:

1 — фоточутлива площа; 2 — охоронне кільце; 3 — i -область; 4 — область, гетерована бором; 5 — шар хрому; 6 — шар золота; 7 — шар SiO_2

Важливим параметром кремнію є час життя τ неосновних носіїв заряду. В ході досліджень використовувався матеріал із $\tau = 1\text{—}1,8$ мс. Було виявлено, що при використанні кремнію із $\tau \leq 1,4$ мс максимальна імпульсна чутливість серійних фотодіодів за умов використання однієї технології сягала $0,36\text{—}0,38$ А/Вт, що є замало для сучасних вимог. Відповідно, умовою тривалості часу життя неосновних носіїв заряду є $\tau \geq 1,4$ мс.

Товщину підкладки з кремнію можна оцінити наступним чином:

$$d = W_i + d_{p-n^+} + d_{p-p^+}, \quad (14)$$

де d_{p-n^+} , d_{p-p^+} — глибина залягання, відповідно, $p\text{—}n^+$ - та $p\text{—}p^+$ -переходів.

Згідно з [11], при виготовленні ФД прагнули робити ОПЗ максимальної ширини, а шари p^+ та n^+ — мінімальної (відповідно, поз. 4, 2 на рис. 1), щоб вона повністю поглинала все світло, що падає. Це необхідно тому, що ефективною є взаємодія випромінювання тільки з i -шаром 3, оскільки в p^+ - та n^+ -областях воно значною мірою поглинається, а дифузійний струм, що виникає, має велику інерційність і погіршує швидкодію. З технологічних міркувань обрано $d_{p-n^+} = 7\text{—}9$ мкм, $d_{p-p^+} = 3\text{—}4$ мкм. Таким чином, враховуючи, що ширина ОПЗ $W_i = 490$ мкм, отримаємо кінцеву товщину підкладки у межах $d = 500\text{—}513$ мкм.

Вище були вказані припущення та параметри кристалу, направлені на отримання максимальної імпульсної чутливості ФД, але, як відомо, збільшення товщини бази фотодіода збільшує час пробігу носіїв заряду, зменшуючи швидкість його фотовідгуку. Тому, оскільки $p\text{—}i\text{—}n$ -фотодіоди належать до швидкодійних приладів фотоелектроніки, при їх виготовленні намагаються обирати оптимальну товщину підкладки, яка б забезпечувала вимоги і до чутливості, і до швидкодії.

Варто зазначити, що кремнієві пластини перед термічним окисленням обробляють методом хімікодинамічного полірування (ХДП) в розчині $\text{HNO}_3:\text{HF}:\text{CH}_3\text{COOH} = 9:2:4$, знімаючи шар кремнію товщиною близько $40\text{—}50$ мкм. Також, перед створенням омичного $p\text{—}p^+$ -переходу дифузією бора зі зворотної сторони пластини стравлюють SiO_2 в розчині $\text{HF}:\text{H}_2\text{O} = 1:10$ та знову проводять ХДП, знімаючи шар товщиною близько $20\text{—}25$ мкм. Відповідно, початкова товщина підкладки має сягати $560\text{—}588$ мкм для забезпечення максимальної ширини ОПЗ, а відповідно, і чутливості.

Дифузію фосфору для створення ФЧЕ (поз. 1, 2 на рис. 1) проводили з твердотільних джерел, отримуючи поверхневий опір $\rho_s = 2,7\text{—}2,5$ Ом/□, який вимірювали чотиризондовим методом. При ρ_s більше ніж $2,7$ Ом/□ спостерігалось зростання I_T вище заданих значень. Поверхневий опір зі зворотної сторони підкладки після дифузії бору сягав $30\text{—}40$ Ом/□.

Як відомо [12], підшар хрому 5, який напилюється для покращення адгезії золота 6, при збільшенні товщини може поглинати до 90% оптичного випромінювання, що спричиняє значне погіршення чутливості. Тому його товщину d_{Cr} намагаються робити мінімальною, у діапазоні $0,10\text{—}0,15$ мкм. При зменшенні d_{Cr} , як показує досвід, погіршується адгезія золота.

Результати досліджень та їх обговорення

На основі оцінювальних розрахунків було виготовлено серію чотириелементних сегментних ФД з площею ФЧЕ $0,385$ см² на основі високоомного кремнію p -типу, параметри яких наведено у табл. 1.

Всі вимірювання проводились згідно з ГОСТ 1772-88 [14].

Таблиця 1

Параметри виготовлених фотодіодів, отримані при $U_p = 120$ В, $\lambda_p = 1,06$ мкм та тривалості імпульсу $\tau_i = 500$ нс

Параметр	Величина
Темновий струм ФЧЕ, I_T , мкА/см ²	0,26—0,52
Темновий струм охоронного кільця, $I_{ок}$, мкА/см ²	18,1—23,1
Струмова статична чутливість на модульованому потоці, S_{λ} , А/Вт	0,49 — 0,5
Імпульсна монохроматична чутливість, $S_{имп}$, А/Вт	0,44—0,48
Ємність ФЧЕ, $C_{ФЧЕ}$, пФ	12,0—13,3

Отримані результати повністю відповідають попередньо заданим параметрам ФД. Значення вказаних в таблиці параметрів добре верифікуються із теоретичними розрахунками. Підвищений рівень темнових струмів відносно обчисленого свідчить про неможливість врахування всіх факторів впливу на зростання зворотних характеристик. Імпульсна монохроматична чутливість отриманих фотодіодів дещо більше теоретичних значень, що свідчить про досконалість технології, доречність зроблених при розрахунках припущень, а також вказує на те, що сформульовані критерії отримання фотодіодів з підвищеною чутливістю забезпечують досягнення заданих параметрів. Ці умови можна записати в вигляді системи

$$\left\{ \begin{array}{l} 16 \leq \rho \leq 20 \text{ кОм} \cdot \text{см} \text{ — питомий опір кремнієвої підкладки;} \\ \tau \geq 1,4 \text{ мс} \text{ — час життя неосновних носіїв заряду;} \\ d = W_i + d_{p-n^+} + d_{p-p^+} \text{ — товщина підкладки при мінімальних } d_{p-n^+} \text{ та } d_{p-p^+}; \\ 30 \geq \rho_s \geq 40 \text{ Ом/} \square \text{ — поверхневий опір після дифузії бору;} \\ d_{Cr} = 0,10\text{—}0,15 \text{ мкм} \text{ — товщина підшару хрому;} \\ 2,7 \geq \rho_s \geq 2,5 \text{ Ом/} \square \text{ — поверхневий опір після дифузії фосфору.} \end{array} \right.$$

Результати порівняльних досліджень створеного ФД з аналогами

Параметр	Величина параметра ФД різних виробників					
	Створений ФД*	ФД 344 (НВО «Оріон», РФ) [15]	ФД-125К (ЦКБ «Ритм», Україна) [16]	S15137 (Hamamatsu photonic, Японія) [17]	YAG-444-4 (Excelitas Technologies Corp., Taiwan) [18]	QP154-Q (First Sensor AG, Німеччина) [19]
Питомий темновий струм ФЧЕ, $I_{\text{т}}$, нА/мм ²	5,2	500	250	0,5	4	1
Статична чутливість на модульованому, $S_{\text{дл}}$, А/Вт	0,5	0,3	0,2	0,44	0,44	—
Імпульсна монохроматична чутливість, $S_{\text{імп}}$, А/Вт	0,48	—	—	—	—	0,45
Ємність ФЧЕ, $C_{\text{ФЧЕ}}$, пФ	12	40	120	10	12	20
Робоча напруга, В	120	120	135	100	180	150

*Параметри створеного ФД вимірювалися на довжині хвилі $\lambda_p = 1,06$ мкм при тривалості імпульсу $\tau_i = 500$ нс.

На **рис. 2** наведено усереднені графіки залежності струмової імпульсної монохроматичної чутливості фотодіода від робочої напруги за різної товщини підкладки, а відповідно, і ОПЗ (використано кремній з однаковим питомим опором та застосовано однако-ву технологію виробництва).

Як видно з рисунку, максимальну чутливість мають ФД із $W_i = 490$ мкм (крива 1). У міру зменшення ширини ОПЗ чутливість спадає, адже в ширшій області просторового заряду при поглинанні оптичного випромінювання генерується більша кількість носіїв заряду. При розширенні ОПЗ на всю товщину підкладки чутливість $S_{\text{імп}}$ виходить в насичення, що свідчить про настання збіднення i -шару на носії заряду. При зменшенні W_i насичення настає за нижчих напруг зміщення, адже збіднення також настає при нижчих напругах.

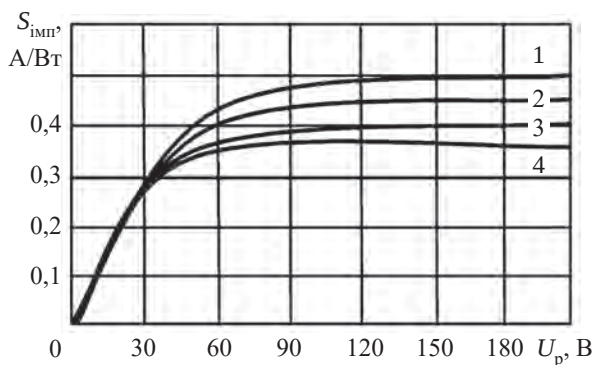


Рис. 2. Залежність струмової імпульсної монохроматичної чутливості від робочої напруги фотодіода при різних товщинах підкладки, або ширини ОПЗ W_i (у мкм):

1 — 490; 2 — 440; 3 — 390; 4 — 340

У **табл. 2** для порівняння наведено параметри створеного ФД та його аналогів — квадрантних ФД відомих у світі виробників. Як видно, за величиною питомого темнового струму створені ФД суттєво (на порядок) поступаються лише фотодіодам S15137 (Hamamatsu photonic), а з YAG-444-4 (Excelitas Technologies) та QP154-Q (First Sensor AG Corp.) знаходяться на одному порядковому рівні. Статична чутливість на модульованому потоці на довжині хвилі 1,06 мкм та імпульсна монохроматична чутливість новостворених фотодіодів є найкращими серед відомих аналогів. Ємність фоточутливих елементів всіх порівнюваних фотодіодів знаходиться на одному рівні, що свідчить про приблизно однаковий опір вихідного кремнію, з якого створені усі ці фотодіоди. При цьому, при меншому зміщенні на p - n -переході запропонований ФД має кращу ємність, ніж аналоги.

Висновки

Таким чином, проведені дослідження дозволили створити фотодіоди, які не поступаються світовим аналогам, а за величиною статичної чутливості на модульованому потоці на довжині хвилі 1,06 мкм є кращими серед відомих аналогів. Їхня імпульсна монохроматична чутливість складає 0,48 А/Вт, що вище, ніж чутливість серійних виробів відомих закордонних виробників. Досягнуті результати свідчать про досконалість технології та доречність зроблених при розрахунках припущень.

Відпрацьована технологія виробництва високочутливих фотодіодів дозволила досягнути значення відсотку виходу придатних біля 70% для приладів з імпульсною чутливістю $S_{\text{імп}} \geq 0,42$ А/Вт, 30% із $S_{\text{імп}} \geq 0,45$ А/Вт та 5% із $S_{\text{імп}} \geq 0,48$ А/Вт. Варто зазна-

чити, що близько 95% виготовлених приладів цього типу мають імпульсну чутливість вище 0,4 А/Вт, а основне відбракування відбувається за значеннями темнового струму або опору взаємозв'язку, але не за чутливістю.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Сенько В. І., Панасенко М. В., Сенько Є. В. та ін. *Електроніка і мікросхемотехніка. Т. 4: Силова електроніка*. Кн. 2. Київ, Каравела, 2013. 316 с.
2. Будтолаев А. К., Либєрова Г. В., Хижняк В. И. Повышение чувствительности кремниевых $p-i-n$ -фотодиодов к излучению с длиной волны 1,06 мкм. *Прикладная физика*, 2018, №5, с. 47–49.
3. Боровков П. М., Казарин Л. Н., Потапов А. В., Фролов Н. В. Четырехканальное ФПУ на основе квадрантного кремниевого фотодиода для координатных систем. *Успехи прикладной физики*, 2013, т. 1, №5, с. 621–624.
4. Сизов, Ф. Ф. *Фотозлектроника для систем видения в невидимых участках спектра*. Киев, Академперіодика, 2008, 459 с.
5. Литвиненко В. *Физика и технология полупроводниковых диодов: монография для специалистов обл. технологии пр-ва и эксплуатации полупроводник. приборов*. Херсон, Вишемирський В. С., 2018, 183 с.
6. Зи С. *Физика полупроводников*. Кн.1, Москва, Мир, 1984, 456 с.
7. Нойкин Ю. М., Махно П. В. *Физические основы оптической связи: электронное учебное пособие*. Ростов-на-Дону, ЮФУ, 2011, 355 с.
8. Кукурудзяк М. С., Андрєєва О. П., Ліпка В. М. $p-i-n$ -фотодіод на основі високоомного кремнію p -типу з підвищеною чутливістю на довжині хвилі 1060 нм. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2020, № 5–6, с. 16–19. <https://doi.org/10.15222/TKEA2020.5-6.16>
9. Якушенков Ю. Г. *Основы теории расчета оптико-электронных приборов*. Москва, Советское радио, 1971, 336 с.
10. Секен К., Томпсет М. *Приборы с переносом заряда*. Москва, Мир, 1978, с. 148.
11. Брук В. А., Гаршенін В. В., Курносів А. И. *Производство полупроводниковых приборов*, Москва, Высшая школа, 2006, 264 с.
12. Золочевский Ю.Б., Романов В.П., Соколов А.Ю. Исследование нейтрализации заряда подвижных ионов в области межфазовой границы диоксид кремния – кремний структуры $Mo-SiO_2-Si$. *Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований*. 2016, №6 (ч.4), с. 651–656.
13. Готра С. Ю. *Технология электронной техники: учеб. пособие в 2 т.* Изд-во Львовской политехники, 2010, т. 1, 884 с.
14. *ГОСТ 17772-88. Приемники излучения. Полупроводниковые фотозлектронические и фотоприемные устройства. Методы измерения фотозлектронических параметров и определение характеристик*.
15. Бараночников М. *Приемники и детекторы излучений. Справочник*. Москва, Издательство “ДМК Пресс”, 2012.
16. Паспортные данные на ФД-125К. <http://ckb-rhythm.narod.ru/tablpin.htm>
17. Data Sheet S15137. <https://www.hamamatsu.com/jp/en/product/optical-sensors/photodiodes/si-photodiodes/index.html>
18. Data Sheet YAG-444-4. <https://www.excelitas.com/product/yag-444-4-series-quadrant-photodiodes-si-pin-113mm>
19. Data Sheet QP154-Q. <https://www.first-sensor.com/en/products/optical-sensors/detectors/quadrant-pin-photodiodes-qp/>

Дата надходження рукопису
до редакції 26.03 2021 р.

DOI: 10.15222/TKEA2021.1-2.61

UDC 535.23:628.98:535.31:621.383.52:537.312.51:631.382

M. S. KUKURUDZIAK¹, Yu. G. DOBROVOLSKY²

Ukraine, Chernivtsi,

¹Rhythm Optoelectronics Shareholding Company,

²Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University

E-mail: mykola.kukurudzyak@gmail.com

THIGH PULSE RESPONSIVITY SILICON $p-i-n$ PHOTODIODE

P-n junction semiconductor photodetectors are widely used in various fields of science and technology, including automation and telecontrol, instrumentation equipment, tracking systems, guidance, etc. The most demanded photoelectronic devices are silicon $p-i-n$ photodiodes (PD). Their main field of application are installations using laser beams of near IR optical radiation spectrum, $\lambda = 1060$ nm, in particular.

The article provides considerations and limit requirements for production of high-responsivity silicon $p-i-n$ photodiodes and making theoretical parameters consistent with real photodiodes made according to the design. Characteristic properties of technology, construction and final parameters of the manufactured four-element segment $p-i-n$ photodiode with a guard ring are described.

The authors describe the criteria for choosing the material for making high-responsivity photodiodes. Results of the theoretical design for the capacitance of the photodiode based on the materials of different resistivity are presented. A theoretically possible value for the dark current of the responsive elements and the guard ring is considered for the silicon of 18 kOhm·cm. Criteria for the thickness of the PD crystal and the doped areas that provide for the maximum width of the space-charge region are presented. The dependence of the current pulse monochromatic responsivity from the operating voltage of the photodiode is shown for substrates with different thickness.

The photodiodes obtained during this study have the pulse monochromatic responsivity of 0.48 A/W, which is higher than that of commercial products of well-known foreign manufacturers. The results achieved demonstrate that this technology is effective and the assumptions made during the calculation stage are valid.

Keywords: photodiode, silicon, pulse responsivity.

REFERENCES

1. Sen'ko V. I., Panasenko M. V., Sen'ko E. V. et al. *Electronics and Microcircuitry. Vol. 4: Power Devices. Book 2*. Kyiv, Karavela, 2013, 316 p. [Ukr]
2. Budtolaev A. K., Liberova G. V., Khizhniak V. I. Increase in responsivity of silicon *p-i-n* photodiodes to the radiation of 1.06 μm wavelength. *Applied physics*, 2018, no. 5, pp. 47–49. [Rus]
3. Borovkov P. M., Kazarin L. N., Potapov A. V., Frolov N. V. A four-channel photodetector preamplifier module on the basis of a quadrant silicon photodiode for coordinate systems. *Uspekhi prikladnoi fiziki*, 2013, vol. 1, no. 5, pp. 621–624 [Rus]
4. Sizov F. F. *Photoelectronics for vision systems in invisible spectrum regions*. Kyiv, Academperiodika, 2008, 459 p. [Rus]
5. Litvinenko V. M. *Physics and technology of semiconductor diodes: a monograph for specialists in the region. semiconductor technology and operation. devices*. Kherson, Vyshemymyskyi V. S., 2018, 183 p. [Ukr]
6. Zi S. [Semiconductor physics]. Moscow, Mir, 1984, 456 p. [Rus]
7. Noikin Yu. M., Mahno P. V. *Physical basis of optical communication*. Rostov-on Don, YuFU, 2011, 355 p. [Rus]
8. Kukurudziak M. S., Andreeva O. P., Lipka V. M. High-resistivity *p*-type silicon-based *p-i-n* photodiode with high responsivity at the wavelength of 1060 nm. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2020, no. 5–6, pp. 16–19. <https://doi.org/10.15222/TKEA2020.5-6.16>
9. Yakushenkov Yu. G. *Essentials of the theory for optoelectronic devices design*, Moscow, Sovetskoe radio, 1971, 336 p. [Rus]
10. Sequin C. H., Tompsett M. F. *Charge Transfer Devices*. Academic Press, N.Y., 1975, 148 p.
11. Bruk V. A., Garshenin V. V., Kurnosov A. I. *Production of semiconductor devices*. Moscow, Vysshaya shkola, 2006, 264 p. [Rus]
12. Zolochevskiy Yu. B., Romanov V. P., Sokolov A. Yu. Investigation of mobile ions charge neutralization at silicon dioxide – silicon – Mo – SiO₂ – Si interface. *Mezhdunarodnyi zhurnal prikladnykh i fundamentalnykh issledovaniy*, 2016, no. 6–4, pp. 651–656. [Rus]
13. Hotra Z. Yu. *Tekhnologiya elektronnoi tekhniki*. Lviv, Lviv Polytechnic Publishing House, 2010, vol. 1, 884 p. [Ukr]
14. GOST 17772-88. [Photodetectors. Semiconductor photoelectric and photodetector preamplifier modules. Photoelectric parameters measuring methods and characteristics determination]. [Rus]
15. Baranochnikov M. *Priyemniki i detektory izlucheniya. Spravochnik* [Receivers and detectors of radiation. Directory]. Moscow, "DMK Press" Publishing House, 2012.
16. PD 125K certificate. Retrieved from: <http://ckb-rhythm.narod.ru/tablpin.htm>
17. Data Sheet S15137. Retrieved from: <https://www.hamamatsu.com/jp/en/product/optical-sensors/photodiodes/si-photodiodes/index.html>
18. Data Sheet YAG-444-4. Retrieved from: <https://www.excelitas.com/product/yag-444-4-series-quadrant-photodiodes-si-pin-113mm>
19. Data Sheet QP154-Q. Retrieved from: <https://www.first-sensor.com/en/products/optical-sensors/detectors/quadrant-pin-photodiodes-qp/>

Опис статті для цитування:

Кукурудзяк М. С., Добровольський Ю. Г. Кремнієвий *p-i-n* фотодіод із підвищеною імпульсною чутливістю. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2021, № 1–2, с. 61–67. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.61>

Cite the article as:

Kukurudziak M. S., Dobrovolsky Yu. G. High pulse responsivity silicon *p-i-n* photodiode. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 61–67. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.61>

РЕЦЕНЗЕНТИ НОМЕРА

Большакова Інеса Антонівна, докт. техн. наук, професор, Національний університет «Львівська політехніка»

Бондаренко Олександр Федорович, канд. техн. наук, докторант НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ

Глушеченко Едуард Миколайович, канд. техн. наук, начальник відділку, НПП «Сатурн», м. Київ

Должиков Володимир Васильович, докт. фіз.-мат. наук, зав. кафедрою, Харківський національний університет радіоелектроніки

Дружинін Анатолій Олександрович, докт. техн. наук, професор, Національний університет «Львівська політехніка»

Кондратенко Сергій Вікторович, докт. фіз.-мат. наук, професор, Київський національний університет імені Тараса Шевченка

Невлюдов Ігор Шакирович, докт. техн. наук, професор, зав. кафедрою, Харківський національний університет радіоелектроніки

Сафронов Павло Сергієвич, канд. техн. наук, доцент, НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ

ПОКАЖЧИК СТАТЕЙ, ОПУБЛІКОВАНИХ В ЖУРНАЛІ У 2020 р.

Технічна політика

Екологічні проблеми освітлення та перспективи застосування енергоощадних світлодіодних освітлювальних систем з комбінованим електроживленням. *Коломзаров Ю. В., Костильов В. П., Сорокін В. М., Ніколаєнко Ю. Є., Пекур І. В., Корнага В. І., Коркішко Р. М.* (3) UA 5–6

Нові компоненти для електронної апаратури

Кріогенні термометри опору на основі плівок Ge-InP. *Мітін В. Ф., Холєвчук В. В., Соловійов Є. О., Сіднів О. Б., Венгер Є. Ф.* (10) RU 5–6

Сучасні електронні технології

P-i-n-фотодіод на основі високоомного кремнію *p*-типу з підвищеною чутливістю на довжині хвилі 1060 нм. *Кукурудзяк М. С., Андрєєва О. П., Ліпка В. М.* (16) EN 5–6

Системи передачі та обробки сигналів

Завадостійка система імпульсної лазерної дальнометрії. *Садченко А. В., Кушніренко О. А., Кошелев Є. К.* (8) UA 1–2

Методика визначення рівня сигналу на вході оптичного приймача технічних засобів розвідки. *Садченко А. В., Кушніренко О. А., Троянський О. В.* (15) RU 1–2

Виокремлення корисної інформації з надширокопasmової хвилі у ближній зоні випромінювання. *Ахмедов Р. Д.* (3) UA 3–4

Матричні способи обчислення кореляційних характеристик за допомогою спектральних методів. *Лайкова Л. Г., Терещенко Т. О., Ямненко Ю. С.* (11) EN 3–4

Електронні засоби: дослідження, розробки

Особливості модернізації частотоміра UA ЧЗ-101. *Криваль І. І., Скрипнюк А. І., Рудковський А. В., Проценко В. А., Присяжнюк О. А.* (3) RU.. 1–2

Трансформація електричного струму анізотропним електропровідним середовищем. *Ащеулов А. А., Дерев'янчук М. Я., Лавренюк Д. А., Романюк І. С.* (28) RU 5–6

НВЧ-техніка

Принципи реалізації співвісних НВЧ-з'єднувачів для сучасних радіоелектронних систем. *Глушеченко Е. М.* (20) RU 5–6

Енергетична електроніка

Електричні властивості фотогальванічного елемента з вбудованим позисторним шаром на основі полімерного нанокompозиту з вуглецевим наповнювачем. *Іванченко О. В., Тонкошкур О. С.* (30) RU 1–2

Біомедична електроніка

Електронні засоби дослідження механічних властивостей біологічних тканин. *Дубко А. Г., Осіпов Р. С., Бондаренко Ю. В., Бондаренко О. Ф.* (40) UA 5–6

Забезпечення теплових режимів

Теплові характеристики рідинного теплообмінника приймально-передавального модуля АФАР. *Ніколаєнко Ю. Є., Баранюк О. В., Рева С. А.* (37) UA 1–2

Експериментальне дослідження компактноі системи охолодження з тепловими трубами для потужної світлодіодної матриці. *Пекур Д. В., Сорокін В. М., Ніколаєнко Ю. Є.* (35) UA 3–4

Теплопередавальні характеристики двофазних мініатюрних термосифонів з нанорідинами. *Кравець В. Ю., Гуров Д. І.* (42) EN 3–4

Дослідження проникності металоволокнистих капілярних структур теплових труб для охолодження електроніки. *Кравець В. Ю., Мельник Р. С., Червонюк А. А., Шевель Є. В.* (47) RU ... 3–4

Технологічні процеси та обладнання

Вплив гетерування на процес формування алюмінієвого омичного контакту. *Литвиненко В. М., Баганов Є. О., Вікулін І. М., Горбачов В. Е.* (45) EN 1–2

Спектральна фоточутливість дифузійних *Ge-p-i-n*-фотодіодів. *Федоренко А. В.* (17) UA 3–4

Вирощування гетероепітаксійних шарів на неізоперіодичних підкладках методом скануючої рідиннофазової епітаксії. *Цибуленко В. В., Шутюв С. В.* (33) UA 5–6

Матеріали електроніки

Вплив радіаційних дефектів на електрофізичні та детекторні властивості CdTe:Cl, опроміненого нейтронами. *Кондрік О. І., Ковтун Г. П.* (22) RU 1–2

Ефект трансформації електричного поля в анізотропних діелектричних середовищах. *Ащеулов А. А., Лавренюк Д. А., Дерев'янчук М. Я.* (24) RU 3–4

Електронні характеристики квантових точок CdS, що містять дефекти. *Купчак І. М., Корбутяк Д. В., Серпак Н. Ф.* (28) UA 3–4

Бібліографія

Покажчик статей, опублікованих в журналі у 2019 р. 1–2

Підписано до друку 23.03 2021 р. Формат 60×84 1/8. Друк. арк. 9,5. Тираж 100 прим. Зам. № 131/132

Оригінал-макет виготовлено в видавництві «Політехперіодика»

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3232 від 09.07.2008 р.

(65044, м. Одеса, а/с 17)

Надруковано з готового оригінал-макету у типографії ТОВ «Сімекс-прінт»,
м. Одеса, вул. Дальницька, 53

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК №3807 від 22.06.2010

*Номер готували
Дніпро, Київ, Львів, Мінськ,
Одеса, Прага, Чернівці, Харків.*



Пишіть
Передплачуйте
Читайте